



ZÁPADOČESKÁ
UNIVERZITA
V PLZNI

Fakulta elektrotechnická

Katedra aplikované elektroniky a telekomunikací

BAKALÁŘSKÁ PRÁCE

Realizace elektronkového zesilovače pro kytaru

Autor práce: Andrei Gudovich

Vedoucí práce: Ing. Jiří Stifter, Ph.D.

Plzeň 2020

PRODUCED BY AN AUTODESK STUDENT VERSION

TODO

PRODUCED BY AN AUTODESK STUDENT VERSION

PRODUCED BY AN AUTODESK STUDENT VERSION

PRODUCED BY AN AUTODESK STUDENT VERSION

PRODUCED BY AN AUTODESK STUDENT VERSION

TODO

PRODUCED BY AN AUTODESK STUDENT VERSION

PRODUCED BY AN AUTODESK STUDENT VERSION

PRODUCED BY AN AUTODESK STUDENT VERSION

Abstrakt

Daná bakalářská práce se věnuje návrhu a realizaci elektronkového nízkofrekvenčního zesilovače pro elektrkytaru.

Cílem diplomové práce je stanovení požadavků na technické parametry elektronkového zesilovače pro kytaru a realizace zařízení jenž odpovídá definovaným parametrům, návrh a provedení měření jeho technických charakteristik podle platných norem a cenová kalkulace nákladů na realizaci celého zařízení.

V první kapitole práce budou popsány a zdůvodněny požadavky na technické parametry zesilovače, které zajišťují jeho funkčnost pro použití s elektrokytarou a definovaným reproduktorem.

V druhé kapitole bude popsána funkce celého zapojení, proces vývoje každého bloku zesilovače včetně napájecího zdroje, bloku efektu, tónového korektoru a realizace celého zařízení.

V textu třetí kapitoly bude popsán návrh postupu měření parametrů realizovaného zařízení podle platných technických norem. Výsledky budou zpracované a na jejich základě následně ohodnoceny parametry zesilovače včetně rozhodnutí o splnění nebo nesplnění požadavků stanovených na začátku.

V poslední kapitole bude provedena detailní cenová kalkulace nákladů na realizaci zesilovače.

V závěru budou představeny výsledky provedené práce.

Klíčová slova

Elektronkový zesilovač, zesilovač pro kytaru.

Abstract

This bachelor thesis deals with the implementation of a low-frequency tube amplifier for electric guitar.

The aim of the diploma thesis is determination of the requirements for the technical parameters of the guitar tube amplifier and the implementation of equipment that corresponds to the defined parameters, design and measurement of its technical characteristics according to applicable standards and costing for the implementation of the entire equipment.

The first chapter will describe and justify the requirements for the technical parameters of the amplifier, which ensure its functionality for use with an electric guitar and a defined speaker.

The second chapter will describe the function of the entire circuit, the development process of each amplifier block, including the power supply, effect block, tone stack and the implementation of the entire device.

The text of the third chapter will describe the design of the procedure for measuring the parameters of the implemented equipment according to applicable technical standards. The results will be processed and based on them, the parameters of the amplifier will be evaluated, including the decision on whether or not the requirements seated at the beginning are fulfilled.

In the last chapter, a detailed price calculation of the cost of implementing the amplifier will be performed.

In the end, the results of the work will be presented.

Keywords

Tube amplifier, valve amplifier, guitar amplifier.

Prohlášení

Předkládám tímto k posouzení a obhajobě bakalářskou práci, zpracovanou na závěr studia na Fakultě elektrotechnické Západočeské univerzity v Plzni.

Prohlašuji, že jsem svou závěrečnou práci vypracoval samostatně pod vedením vedoucího bakalářské práce a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce. Jako autor uvedené bakalářské práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této závěrečné práce jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení § 270 trestního zákona č. 40/2009 Sb.

Také prohlašuji, že veškerý software, použitý při řešení této bakalářské práce, je legální.

V Plzni dne 22. června 2020

Andrei Gudovich

.....

Podpis

Obsah

Seznam obrázků	vii
Seznam symbolů a zkratek	viii
1 Úvod	1
2 Stanovení požadavků a technických parametrů kladených na elektronkový zesilovač pro kytaru	2
2.1 Stanovení požadavku na hladinu zvukového tlaku L_p generovaného reproduktorem připojeným k výstupu zesilovače	2
2.2 Stanovení požadavku na výstupní výkon zesilovače	4
2.3 Stanovení požadavku na pracovní frekvenční pásmo zesilovače	4
2.4 Stanovení požadavku na koeficient celkového harmonického zkreslení zesilovače	5
2.5 Stanovení požadavku na poměr signál-šum zesilovače	6
2.6 Stanovení požadavku na vstupní impedance zesilovače	6
3 Realizace elektronkového zesilovače pro kytaru	11
3.1 Blokové schéma elektronkového dvoutaktního zesilovače, popis funkce celého zapojení	11
3.1.1 Napájecí zdroj	11
3.1.2 Výstupní transformátor	11
3.1.3 Výkonový stupeň typu push-pull	12
3.1.4 Fázový invertor	12
3.1.5 Zesilovací stupeň předzesilovače	12
3.1.6 Tónový korektor	12
3.1.7 Katodový sledovače	13
3.1.8 Blok efektu overdrive	13
3.1.9 Vstupní zesilovací kaskáda	13
3.2 Realizace zesilovače	14
3.2.1 Realizace napájecího zdroje zesilovače	14
3.2.2 Realizace koncového stupně zesilovače	16
3.2.3 Realizace zesilovacího stupně předzesilovače	22

3.2.4	Realizace bloku efektu overdrive	25
3.2.5	Realizace katodového sledovače	26
3.2.6	Realizace fázového invertoru a regulátoru hlasitosti	31
3.2.7	Realizace vstupní kaskády zesilovače	31
3.2.8	Realizace tónového korektoru zesilovače	37
3.2.9	Obecné poznámky k realizaci	42
4	Měření parametru realizovaného zesilovače	45
4.1	Postup měření	45
4.1.1	Měření pracovního frekvenčního pásma zesilovače	46
4.1.2	Měření vstupní impedance zesilovače	47
4.1.3	Měření výstupního výkonu zesilovače	48
4.1.4	Měření koeficientu nelineárního zkreslení zesilovače	49
4.1.5	Měření poměru signál-šum	51
4.2	Výsledky měření, hodnocení parametrů zesilovače na základě výsledků . . .	52
4.2.1	Pracovní frekvenční pásmo zesilovače	52
4.2.2	Vstupní impedance zesilovače	52
4.2.3	Koeficient nelineárního zkreslení zesilovače	53
4.2.4	Výstupní výkon zesilovače	54
4.2.5	Poměr signál-šum	54
4.2.6	Hodnocení parametrů zesilovače na základě výsledků měření	54
5	Detailní kalkulace nákladů na realizaci zesilovače	55
6	Závěr	57
	Reference, použitá literatura	58
	Přílohy	59
A	Výsledky simulací, výpočtů a měření	59
A.1	Porovnání mřížkových charakteristik pentody EL34 při různých hodnotách napětí na stínící mřížce	59
A.2	Bodého diagram tónového korektoru zesilovače	61
A.3	Schéma zapojení zesilovače	62
A.4	Seznam prvků napájecího zdroje zesilovače	64
A.5	Seznam prvků zesilovače	65

Seznam obrázků

2.1	Úrovně zvukového tlaku běžných zdrojů šumu.	3
2.2	Ekvivalentní schéma kytarového snímače, regulátoru tónu a hlasitosti, vstupu zesilovače.	7
2.3	Zjednodušené ekvivalentní schéma výstupu elektrokytary a vstupu zesilovače.	8
2.4	Model výstupního obvodu elektrokytary a vstupu zesilovače v grafickém rozhraní PSpice Schematics.	9
2.5	Přenosové funkce filtru tvořeného výstupním obvodem kytary a vstupním obvodem zesilovače při různých hodnotách R_{in}	10
2.6	Přenosové funkce filtru tvořeného výstupním obvodem kytary a vstupním obvodem zesilovače při různých hodnotách C_{in}	10
3.1	Blokové schéma zesilovače.	14
3.2	Elektrické schéma napájecího zdroje.	16
3.3	Zatěžovací přímka a pracovní bod výstupní pentody EL34 pro práce ve třídě AB.	19
3.4	Výkonový stupeň zesilovače.	22
3.5	Zatěžovací přímka a pracovní bod zesilovacího stupně na 12AX7.	23
3.6	Předzesilovací stupeň na 12AX7LPS.	25
3.7	Zatěžovací přímka a pracovní bod elektronky 12AX7 ve bloku efektu overdrive.	26
3.8	Blok efektu overdrive na 12AX7LPS.	27
3.9	Zatěžovací přímky katodového sledovače na 12AU7 pro různé hodnoty zátěže, pracovní bod.	28
3.10	Blok katodového sledovače na 12AU7.	30
3.11	Zatěžovací přímka elektronky 12AU7 v bloku fázového invertoru.	32
3.12	Blok fázového invertoru a regulátoru hlasitosti na 12AU7.	33
3.13	Obecné zapojení kaskody.	34
3.14	Zatěžovací přímka a pracovní body kaskody.	35
3.15	Vstupní zesilovací kaskáda.	36
3.16	Obecné schéma zapojení pasivního Baxandallova tónového korektoru.	37
3.17	Ekvivalentní schéma tónového korektoru při maximální poloze regulátorů.	38
3.18	Ekvivalentní schéma tónového korektoru při minimální poloze regulátorů.	41

3.19	Schéma tónového korektoru v grafickém prostředí PSpice schematics.	42
3.20	Přenosová charakteristika tónového korektoru při různých polohách regulátorů.	42
3.21	Schéma tónového korektoru.	43
4.1	Panel "Analog analyzer".	46
4.2	Panely "Sweep" a "Sweep source".	47
4.3	Panel "Analog generator".	50
4.4	Panel "Sweep data".	50
4.5	Panel "Sweep source".	51
4.6	Amplitudově-frekvenční charakteristika zesilovače při střední poloze regulátorů tónového korektoru.	52
4.7	Graf závislosti výstupního výkonu zesilovače na efektivní hodnotě napětí vstupního signálu a závislosti koeficientu celkového harmonického zkreslení na výstupním výkonu zesilovače.	53
A.1	Mřížková charakteristika a zátěžová přímka pentody EL34 pro $U_a = 285$ V a $U_{g-sc} = 310$ V	59
A.2	Mřížková charakteristika a zátěžová přímka pentody EL34 pro $U_a = 285$ V a $U_{g-sc} = 285$ V	60
A.3	Mřížková charakteristika a zátěžová přímka pentody EL34 pro $U_a = 285$ V a $U_{g-sc} = 260$ V	60
A.4	Bodého diagram tónového korektoru	61
A.5	Schema zapojení zesilovače	63

Seznam symbolů a zkratek

L_p	Hladina zvukového tlaku ve vzdálenosti 1 m od reproduktoru [dB].
L_x	Úroveň charakteristické citlivosti reproduktoru [dB].
P_{st}	Střední standardní akustický tlak reproduktoru [Pa].
P_{out}	Výstupní výkon zesilovače [W].
THD	Total harmonic distortion. Celkové harmonické zkreslení [%].
P_{noise}	Sumární výkon šumových složek signálu [W].
SNR	Signal-noise ratio. Poměr signál-šum [dB].
TK	Tónový korektor.
L_{sn}	Indukčnost vinutí kytarového snímače [H].
R_{sn}	Odpor vinutí kytarového snímače [Ω].
C_{sn}	Mezizávitová kapacita vinutí kytarového snímače [F].
R_{in}	Vstupní odpor [Ω].
C_{in}	Vstupní kapacita [F].
Z_{in}	Vstupní impedance [Ω].
f_0	Zlomový kmitočet filtru [Hz].
τ	Časová konstanta filtru tvořeného výstupním obvodem kytary a vstupním obvodem zesilovače[s].
f_{rez}	Rezonanční kmitočet RLC filtru tvořeného výstupním obvodem kytary a vstupním obvodem zesilovače[Hz].
K_{tr}	Koeficient transformace [-].
A	Koeficient zesílení [-].
R_i	Vnitřní odpor elektronky [Ω].
R_{in-ks}	Vstupní odpor katodového sledovače [Ω].
R_{out-ks}	Výstupní odpor katodového sledovače [Ω].
U_{in-amp}	Nominální amplituda vstupního napětí zesilovače [V].
U_h	Nominální efektivní hodnota žhavicího napětí elektronek [V].
U_{h-vyst}	Skutečná efektivní hodnota žhavicího napětí elektronek výkonového stupně [V].
U_{h-pr}	Skutečná efektivní hodnota žhavicího napětí elektronek předzesilovače [V].
I_{h-vyst}	Hodnota proudu žhavicího obvodu výkonového stupně [A].

I_{h-pr}	Hodnota proudu žhavicího obvodu předzesilovače [A].
R_{h-vyst}	Sériový odpor v žhavicím obvodu výkonového stupně [Ω].
R_{h-pr}	Sériový odpor v žhavicím obvodu předzesilovače [Ω].
U_{a-ac}	Efektivní hodnota střídavého napětí vinutí určeného pro anodové napájení [V].
U_a	Hodnota stejnosměrného napětí anodového napájení [V].
U_{sc-ac}	Efektivní hodnota střídavého napětí vinutí určeného pro napájení stínících mřížek pentod [V].
U_{sc}	Hodnota stejnosměrného napájecího napětí stínících mřížek pentod [V].
I_{sc}	Hodnota proudu stínících mřížek pentod [A].
R_{load}	Nominální zátěž zesilovače [Ω].
R_{prim}	Odpor primárního vinutí výstupního transformátoru [Ω].
R_{sek}	Odpor sekundárního vinutí výstupního transformátoru [Ω].
Z_{ekv}	Impedance kterou pro výkonový stupeň představuje výstupní transformátor a k němu připojený reproduktor [Ω].
I_a	Anodový proud elektronky [A].
I_0	Anodový proud elektronky v klidovém stavu [A].
U_g	Hodnota napětí na řídicí mřížce elektronky [V].
U_{g-sc}	Hodnota napětí na stínící mřížce pentody [V].
I_{a-max}	Maximální anodový proud elektronky [A].
U_{a-min}	Minimální anodové napětí elektronky [V].
g_{sc}	Stínící mřížka pentody.
g_1	Řídicí mřížka elektronky.
R_g	Mřížkový rezistor.
R_{gs}	Mřížkový omezující proud rezistor.
R_{sc}	Mřížkový rezistor stínící mřížky.
R_k	Katodový rezistor.
P_{rk}	Hodnota výkonu katodového rezistoru [W].
R_L	Zatěžovací rezistor.
R_f	XX rezistor.
C_k	Katodový kondenzátor.
C_{od}	Oddělovací mezistupňový kondenzátor.

1

Úvod

Cílem diplomové práce je stanovení požadavků na technické parametry elektronkového zesilovače pro kytaru a realizace zařízení jenž odpovídá definovaným parametrům.

Důvodem k výběru daného zadání je přání realizovat zařízení určené pro použití s konkrétním reproduktorem s přesně definovanou funkcionalitou, vstupními parametry, amplitudově frekvenční charakteristikou a vlastnostmi tónového korektoru.

V první kapitole práce budou popsány a zdůvodněny požadavky na technické parametry zesilovače, které zajišťují jeho funkčnost pro použití s elektrokytarou a definovaným reproduktorem.

V druhé kapitole bude popsán proces vývoje každého bloku zesilovače včetně napájecího zdroje, bloku efektu, tónového korektoru a realizace celého zařízení.

V textu třetí kapitoly bude popsán návrh postupu měření parametrů realizovaného zařízení podle platných technických norem. Výsledky budou zpracované a na jejich základě následně ohodnoceny parametry zesilovače včetně rozhodnutí o splnění nebo nesplnění požadavků stanovených na začátku.

V poslední kapitole bude provedena detailní cenová kalkulace nákladů na realizaci zesilovače.

V závěru budou zrekapitulovány a vyhodnoceny výsledky a dosažené cíle práce.

2

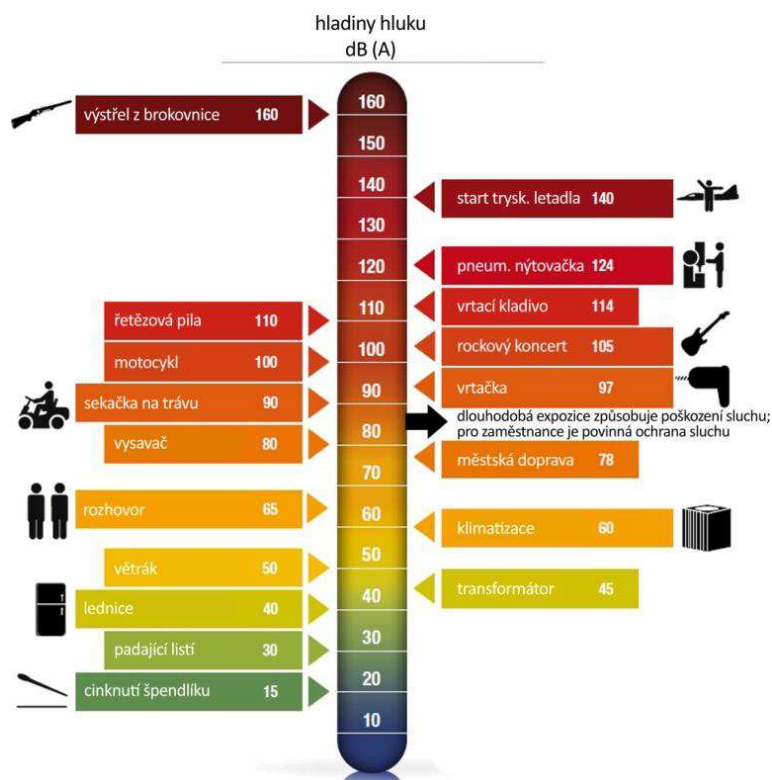
Stanovení požadavků a technických parametrů kladených na elektronkový zesilovač pro kytaru

Záměrem této kapitoly je stanovení požadavků na technické parametry zesilovače, které zajistí správné fungování celého zvukového řetězu: výstup elektrokytary - zesilovač - reproduktor. Parametry zesilovače, které představují pro naše účely největší zajímavost jsou:

- hladina zvukového tlaku generovaného reproduktorem;
- výstupní výkon zesilovače (vyplývá z předchozího bodu);
- pracovní frekvenční pásmo zesilovače;
- koeficient nelineárního zkreslení;
- poměr signál-šum;
- vstupní impedance zesilovače.

2.1 Stanovení požadavku na hladinu zvukového tlaku L_p generovaného reproduktorem připojeným k výstupu zesilovače

Hlavním parametrem vnímaným konečným uživatelem zesilovače je hladina akustického tlaku, generovaného připojeným k jeho výstupu reproduktorem, neboli jinými slovy, hlasitost. Požadavek na hladinu akustického tlaku je definován podmínkami použití zvukového systému. V daném případě bude zesilovač určen pro domácí použití a k ozvučení malých



Obr. 2.1: Úrovně zvukového tlaku běžných zdrojů šumu.

veřejných prostorů, jako jsou bary, malé kluby, kavárny. Z obrázku 2.1 je vidět že typická hladina akustického tlaku pro veřejné prostory se neměla by nacházet nad 80 dB SPL [1].

Pro zajištění vnímání zvuku generovaného reproduktorem jako hlasitější než je šum pozadí, hladina zvukového tlaku vnímaná posluchačem se musí rovnat nejméně 90 dB SPL. Vzhledem k předpokládanému použití ozvučovacího systému v malých prostorech (jak bylo řečeno výše), stanovíme, že vzdálenost posluchačů od reproduktoru nepřevyšuje 6 m. Směrová charakteristika reproduktoru 4A32 ve specifikaci uvedená není. Akustické parametry prostorů, ve kterých se reproduktor bude používat určený nejsou. Vzhledem k tomu pro zjednodušení výpočtů použijeme vzorec pro bodový zdroj ve volném akustickém pole, což představuje nejhorší s pohledu hladiny zvukového tlaku případ.

Odvedeme požadavek na hladinu zvukového tlaku ve vzdálenosti 1 m od reproduktoru na jeho hlavní akustické ose:

$$L_p = L_p(d) + 20 \log_{10}(d) \quad [dB] \quad (2.1)$$

kde L_p je hladina akustického tlaku v jednom metru od reproduktoru na hlavní akustické ose,

$L_p(d)$ - hladina akustického tlaku ve vzdálenosti d od reproduktoru na hlavní akustické ose,

d - vzdálenost od reproduktoru v metrech.

Po dosažení hodnot dostaneme:

$$\begin{aligned} L_p &= 90 + 20 \log_{10}(6) \\ &= 105.56 \\ &\approx 106 \quad [dB] \end{aligned} \quad (2.2)$$

2.2 Stanovení požadavku na výstupní výkon zesilovače

Ze známé hodnoty požadované hladiny akustického tlaku ve vzdálenosti 1 m na hlavní akustické ose reproduktoru a takového parametru, jako je charakteristická citlivost reproduktoru, můžeme spočítat požadovaný výkon pomocí vzorce:

$$P_{out} = 10^{\frac{L_p - L_x}{10}} \quad [W] \quad (2.3)$$

kde P_{out} je výkon nutný pro zabezpečení požadované hladiny zvukového tlaku,
 L_p - požadovaná hladina akustického tlaku ve vzdálenosti 1 m od reproduktoru na hlavní akustické ose,
 L_x - úroveň charakteristické citlivosti reproduktoru.

V dokumentaci reproduktoru 4A32 je místo hodnoty charakteristické citlivosti uvedena hodnota středního standardního akustického tlaku $P_{st} = 0.4$ [Pa], která se rovná střední hodnotě zvukového tlaku v pracovním frekvenčním pásmu ve vzdálenosti 1 m při sinusovém napětí na svorkách reproduktoru, jež odpovídá elektrickému příkonu 0.1 VA. Pojem "charakteristická citlivost" má stejný fyzický význam s výjimkou toho, že napětí přivedené na svorky reproduktoru musí odpovídat příkonu 1 VA.

Úroveň charakteristické citlivosti reproduktoru vypočteme pomocí vzorce:

$$\begin{aligned} L_x &= 20 \log\left(\frac{P_{st}}{2 \times 10^{-5}}\right) + 10 \log\left(\frac{1}{0.1}\right) \\ &= 96 \quad [dB] \end{aligned} \quad (2.4)$$

Po dosažení výsledné hodnoty L_x a hodnoty L_p , stanovené v předchozím bodě, do vzorce (4.1) dostaneme požadovanou hodnotu výstupního výkonu zesilovače:

$$\begin{aligned} P_{out} &= 10^{\frac{106-96}{10}} \\ &= 10 \quad [W] \end{aligned} \quad (2.5)$$

2.3 Stanovení požadavku na pracovní frekvenční pásmo zesilovače

Požadavek na pracovní frekvenční pásmo zesilovače je určen jak spektrálním složením vstupního signálu, tak i parametry akustického měniče, který se bude se zesilovačem

používat.

V daném případě bude zesilovač pracovat v kombinaci s širokopásmovým reproduktorem 4A32, jehož efektivní frekvenční pásmo podle dokumentace dosahuje hodnot od 40 Hz do 16 kHz.

Co se týče elektrokytary, nejnižší tón pro standardní ladění je E malé oktávy, což odpovídá frekvenci 82.4 Hz. Nejvyšší základní tón je E čtvrté oktávy s frekvencí 1318.5 Hz. Je patrné, že frekvenční pásmo reproduktoru celkem překrývá kmitočtové rozmezí nástroje a zahrnuje 12 vyšších harmonických složek nejvyššího tónu kytary. Nejlogičtějším řešením je využít celé pracovní pásmo reproduktoru: 40 Hz - 16 kHz. Snížení dolní frekvenční hranice na 40 Hz umožní použití nestandardního ladění kytary, při kterém je nejnižší tón kolem 60 Hz, horní mez frekvenčního pásma o hodnotě 16 kHz zajistí zvuk obohacený o vyšší harmonické složky.

2.4 Stanovení požadavku na koeficient celkového harmonického zkreslení zesilovače

Pojem "Koeficient celkového harmonického zkreslení" definuje obsah vyšších harmonických složek ve výstupním signálu zesilovače vzhledem k hodnotě základního tónu. Koeficient je vyjádřený v procentech nebo decibelech. Pro vyjádření v procentech může být použit vzorec:

$$THD = \frac{U'_{out}}{U_{outbase}} \times 100\% \quad [\%], \quad (2.6)$$

kde THD - koeficient celkových harmonických zkreslení,

U'_{out} - efektivní hodnota napětí, generovaného na zátěži vyššími harmonickými složkami výstupního signálu,

$U_{outbase}$ - efektivní hodnota napětí generovaného na zátěži základní frekvenci výstupního signálu.

Pro výpočet v decibelech se používá vzorec:

$$L_{THD} = 20 \log_{10} \left(\frac{U'_{out}}{U_{outbase}} \right) \quad [dB], \quad (2.7)$$

kde L_{THD} - koeficient celkových harmonických zkreslení vyjádřený v decibelech.

Typická hodnota THD pro elektronkové hi-fi zesilovače leží pod 0.1 %. Nicméně, požadavek na daný parametr u kytarových zesilovačů obvykle není tak přísný. Harmonické zkreslení zesilovače hraje svoji roli v tvarování zvuku nástroje. Stanovíme požadavek na koeficient harmonického zkreslení při nominálním výkonu $P_{out} = 10 \text{ W}$ na úroveň 5 %.

2.5 Stanovení požadavku na poměr signál-šum zesilovače

Poměr signál-šum (Signal-noise ratio, SNR) definuje poměr nominálního výstupního výkonu zesilovače vzhledem k sumárnímu výkonu různých šumových složek a vyjadřuje se v decibelech podle vzorce

$$SNR = 10 \log_{10} \left(\frac{P_{out}}{P_{noise}} \right) \quad [dB], \quad (2.8)$$

kde SNR - poměr signál-šum vyjádřený v decibelech,
 P_{out} - nominální hodnota výstupního výkonu zesilovače,
 P_{noise} - sumární výkon šumových složek.

Rozhodujícím faktorem při stanovení požadavku na vlastní šum zesilovače je hladina šumu pozadí prostředí, ve kterém se dané zařízení bude používat. Nejvyšší podmínky co se šumu týče může zajistit nahrávací studio, kde se typická hladina šumu nachází mezi 15 a 20 dB SPL [2]. To znamená, že aby šum generovaný zesilovačem byl neslyšitelný ve vzdálenosti 1 m od reproduktoru, musí se jeho hladina nacházet pod úrovní 20 dB SPL. Pomocí vzorce 4.1 najdeme hranici výkonu generovaného šumem zesilovače.

$$\begin{aligned} P_{noise} &= 10^{\frac{L_{noise} - L_x}{10}} \\ &= 10^{\frac{20 - 96}{10}} \\ &= 25.1 \times 10^{-9} \quad [W] \end{aligned} \quad (2.9)$$

kde P_{noise} - maximální dovolený výkon šumových složek,
 L_{noise} - maximální dovolená hladina šumu generovaného zesilovačem,
 L_x - úroveň charakteristické citlivosti reproduktoru.

Dosažením nalezené hodnoty výkonu šumu do vzorce 2.8 najdeme požadovanou hodnotu SNR v decibelech:

$$\begin{aligned} SNR &= 10 \log_{10} \left(\frac{10}{2.51 \times 10^{-9}} \right) \\ &\approx 86 \quad [dB]. \end{aligned} \quad (2.10)$$

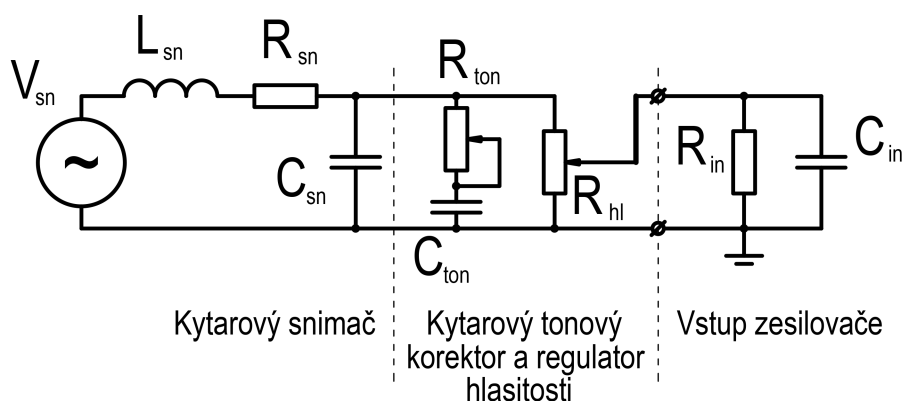
2.6 Stanovení požadavku na vstupní impedance zesilovače

Požadavek na vstupní impedance zesilovače je definován parametry zdroje signálu, se kterým bude zesilovač pracovat.

Zdrojem signálu je v daném případě snímač kytary, který obsahuje cívku s poměrně velkým počtem závitů a magnetickým jádrem. Odpor, indukčnost a mezizávitová kapacita různých modelů snímačů se pohybuje ve velkém rozmezí: odpor R_{sn} se obvykle nachází v rozpětí od 5 do 20 k Ω , indukčnost L_{sn} od 2 do 10 H, hodnota kapacity C_{sn} typicky leží mezi 50 pF a 300 pF. Vzhledem k takové neurčitosti parametrů zdroje není hodnota vstupní impedance pro kytarové zesilovače přesně standardizovaná.

Nicméně pro tuto impedanci existují omezení definovaná fyzickými procesy ve vstupním obvodu a zdroji signálu. Horní mez vstupní impedance Z_{in} je určena maximální dovolenou hodnotou mřížkového odporu R_g první elektronky zesilovače a její vstupní parazitní kapacitou C_{in} . Dolní hranice Z_{in} je definovaná požadavkem na časovou konstantu filtru dolní propusti, vytvořeného výstupním odvodem kytary a vstupním obvodem zesilovače.

Typické zapojení elektrokytary a vstupu zesilovače zobrazeno na obrázku 2.2. V kytarovém bloku regulace tónu a hlasitosti se ve většině případů používají potenciometry R_{ton} a R_{hl} s hodnotou odporu 250 nebo 500 k Ω , hodnota kondenzátoru C_{ton} leží v rozmezí 10 pF - 100 pF.

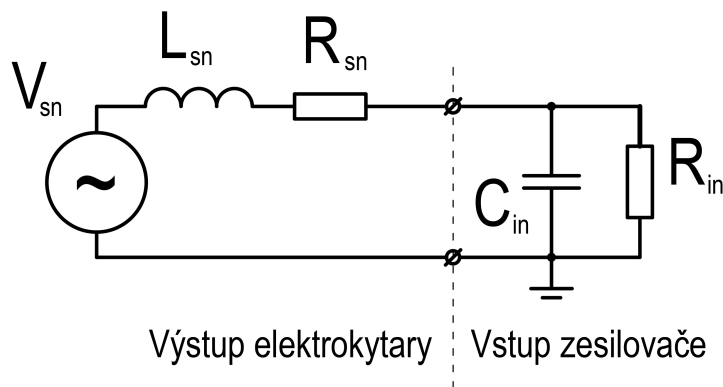


Obr. 2.2: Ekvivalentní schéma kytarového snímače, regulátoru tónu a hlasitosti, vstupu zesilovače.

Ze schématu na obr. 2.2 je vidět, že mezizávitová kapacita snímače a blok regulace tónu nemají vliv na výstupní impedance obvodu elektrokytary. Potenciometr R_{hl} v poloze hlasitosti odlišné od té maximální přidává před výstupem kytary sériový odpor, čímž zvyšuje její výstupní impedanci. Pro naše výpočty stanovíme, že pracovní poloha potenciometru R_{hl} je ta, která odpovídá maximální hlasitosti (krajní horní poloha centrálního kontaktu na obr. 2.2).

Po zjednodušení ekvivalentního obvodu na obr. 2.2 dostaneme:

Z obr. 2.3 je zřejmé, že výstupní obvod kytary a vstupní obvod zesilovače tvoří low-pass RLC filtr druhého řádu. Jak bylo stanoveno výše, zesilovač musí být schopen zpracovávat signál ve frekvenčním rozmezí od 40 Hz do 16 kHz, což znamená, že zlomový kmitočet f_0 low-pass filtru musí ležet vpravo od hodnoty 16 kHz na frekvenční ose. Časovou konstantu filtru τ nalezneme na základě požadované mezní frekvence f_0 :



Obr. 2.3: Zjednodušené ekvivalentní schéma výstupu elektrokytary a vstupu zesilovače.

$$\begin{aligned}\tau &= \frac{1}{2 \times \pi \times f_0} \\ &= \frac{1}{2 \times \pi \times 16000} \\ &\approx 9.95 \times 10^{-6} \quad [\text{s}].\end{aligned}\tag{2.11}$$

Nejprve prozkoumáme vliv na chování obvodu na obr. 2.3 dominantních prvků, což jsou L_{sn} , R_{sn} a R_{in} . Po vynechání parazitní vstupní kapacity zesilovače C_{in} , bude zapojení představovat filtr dolní propusti prvního řádu časová konstanta τ kterého může být spočtená podle vzorce:

$$\tau = \frac{L_{sn}}{R_{sn} + R_{in}} \quad [\text{s}].\tag{2.12}$$

Nalezneme nejmenší odpor R_{in} , zajišťující splnění požadavku na hodnotu $\tau = 9.95 \mu\text{s}$ pro nejhorší případ, při kterém $L_{sn} = 10 \text{ H}$, $R_{sn} = 20 \text{ k}\Omega$ pomocí vzorce:

$$\begin{aligned}R_{in} &= \frac{L_{sn}}{\tau} - R_{sn} \\ &= \frac{10}{9.95 \times 10^{-6}} - 20 \times 10^3 \\ &\approx 985 \quad [\text{K}\Omega].\end{aligned}\tag{2.13}$$

Teď se můžeme vrátit k analýze celého zapojení na obr. 2.3 při uvážení parazitní vstupní kapacity C_{in} . Její vliv na chování obvodu spočívá ve vzniku na amplitudově frekvenční charakteristice špičky v oblasti rezonančního kmitočtu filtru f_{rez} . Frekvence f_0 může být nalezená podle vzorce:

$$f_{rez} = \frac{1}{2 \times \pi \times \sqrt{L_{sn} \times C_{in}}} \quad [\text{Hz}].\tag{2.14}$$

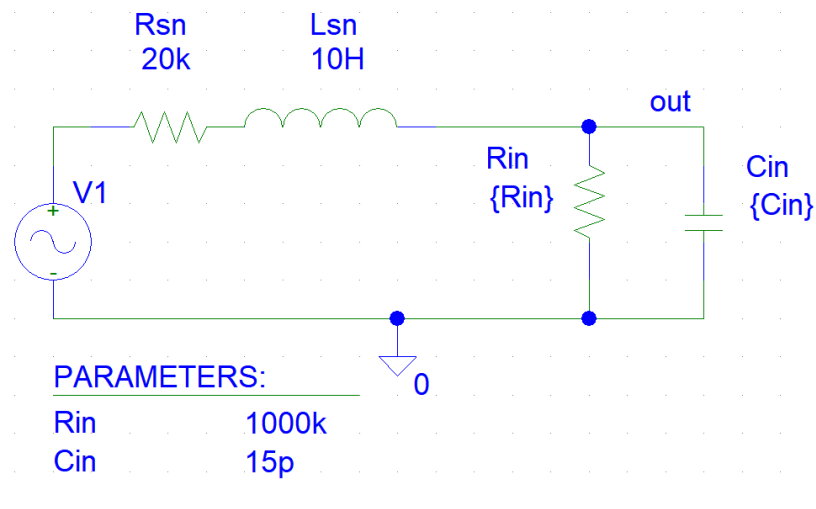
Dalším účinkem C_{in} na amplitudově frekvenční charakteristiku vstupního obvodu je zvětšení její sklonu po překročení rezonančního kmitočtu. Pro zabezpečení zachování amplitudy vstupního signálu na mezní frekvencí $f_0 = 16 \text{ kHz}$ nad úrovně -3 dB vzhledem k

referenční, rezonanční kmitočet f_{rez} musí se rovnat $f_0/\sqrt{2}$. Spočteme požadovanou hodnotu C_{in} podle vyplývajícího z 2.14 vzorce:

$$C_{in} = \frac{1}{4 \times \pi^2 \times (f_0/\sqrt{2})^2 \times L_{sn}} \quad (2.15)$$

$$= 19.79 \quad [pF].$$

Ověříme výpočty simulací chování obvodu na obr. 2.3 v prostředí PSpice. Na obr. 2.4 představen model zapojení v grafickém prostředí PSpice Schematics.



Obr. 2.4: Model výstupního obvodu elektrokytary a vstupu zesilovače v grafickém rozhraní PSpice Schematics.

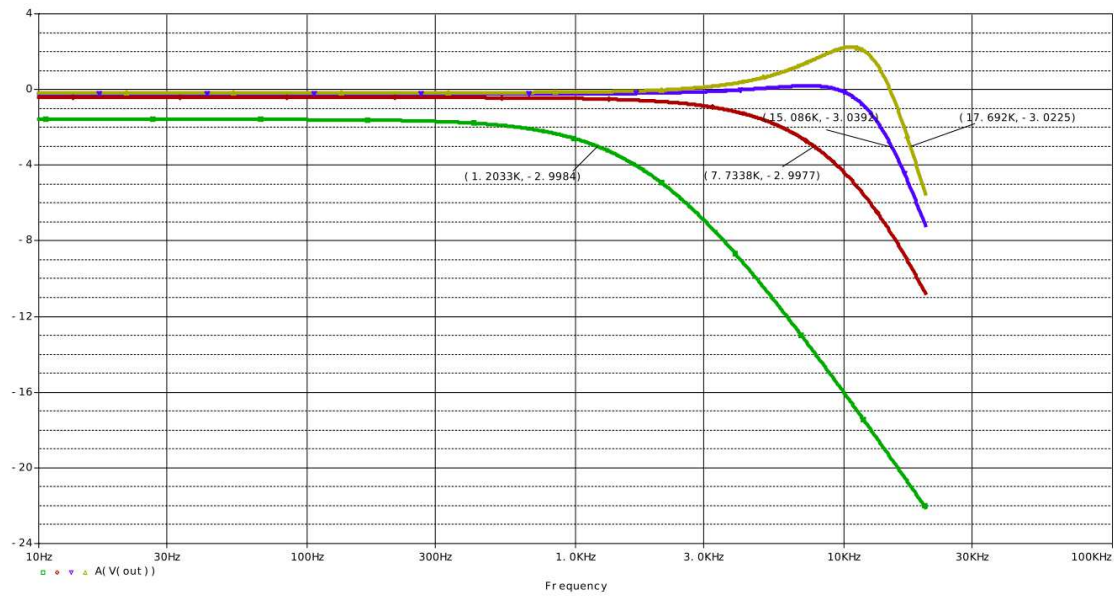
Provedeme simulaci přenosu pro různé hodnoty R_{in} a $C_{in} = 15 \text{ pF}$. Na obr. 2.5 jsou představeny výsledné grafy. Zelená barva odpovídá $R_{in} = 100 \text{ k}\Omega$, červená - $400 \text{ k}\Omega$, modrá - $700 \text{ k}\Omega$, žlutá - $1 \text{ M}\Omega$.

Výsledky, představené na obr. 2.5, svědčí o tom, že s poklesem hodnoty R_{in} se snižuje i zlomový kmitočet a při "nejhorších" parametrech snímače odpovídá pouze $R_{in} = 1 \text{ M}\Omega$ požadavku na šířku frekvenčního pásma zesilovače.

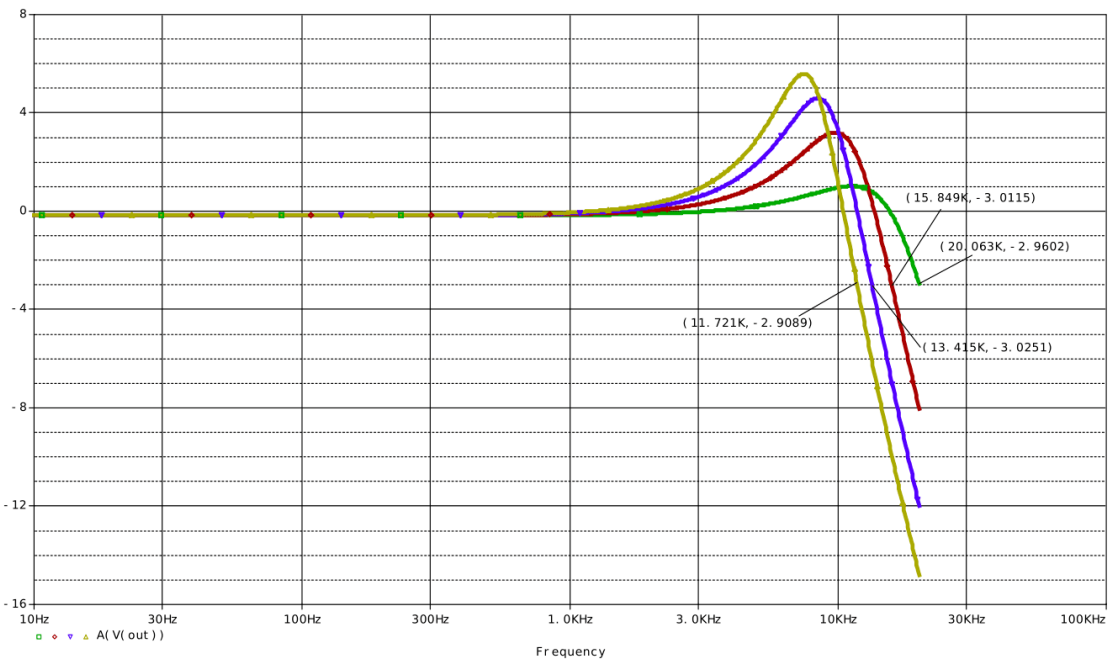
Prozkoumáme vliv vstupní kapacity C_{in} na přenos daného obvodu při $R_{in} = 1 \text{ M}\Omega$. Na obr. 2.6 odpovídá zelená barva $C_{in} = 10 \text{ pF}$, červená - 20 pF , modrá - 30 pF , žlutá - 40 pF .

Výsledky simulace na obr. 2.6 ukazují závislost rychlosti poklesu přenosové funkce po zlomovém kmitočtu a velikost rezonanční špičky na hodnotě C_{in} . Je zřejmé, že nejnižší vstupní kapacita zajišťuje nejvyšší hodnotu f_{rez} a nejmenší nerovnoměrnost amplitudově-frekvenční charakteristiky na rezonanční frekvenci. Podle výsledných grafů, pro zajištění splnění požadavku na frekvenční pásmo, kapacita C_{in} musí být menší než 20 pF .

Na základě získaných výsledků stanovíme požadavek na vstupní impedance zesilovače: hodnota mřížkového odporu prvního zesilovacího stupně R_{in} se musí rovnat $1 \text{ M}\Omega$, hodnota parazitní vstupní kapacity musí být menší než 20 pF .



Obr. 2.5: Přenosové funkce filtru tvořeného výstupním obvodem kytary a vstupním obvodem zesilovače při různých hodnotách R_{in} .



Obr. 2.6: Přenosové funkce filtru tvořeného výstupním obvodem kytary a vstupním obvodem zesilovače při různých hodnotách C_{in} .

3

Realizace elektronkového zesilovače pro kytaru

V této kapitole bude popsán postup vývoje a realizace elektronkového zesilovače, jenž odpovídá požadavkům stanoveným v předchozí části. Nejprve bude vypracováno blokové schéma celého zapojení a popsána funkčnost veškerých bloků. Dále bude vysvětlen postup vývoje každého bloku a princip jejich vzájemného navázání. Na konci kapitoly bude popsána volba komponent, obvodová a montážní řešení, která se bezprostředně netýkají fungování bloků.

3.1 Blokové schéma elektronkového dvoutaktního zesilovače, popis funkce celého zapojení

Vývoj elektronkových zesilovačů obvykle začíná od konce, totiž od koncového stupně ke vstupnímu. Budeme dodržovat daný postup a začneme popisem funkce každého bloku zapojení a sestavením blokového schéma.

3.1.1 Napájecí zdroj

Napájecí zdroj je nezbytným blokem každého zesilovače. Jeho funkci v daném případě je napájení anodových a žhavicích obvodu aktivních bloku přístroje. Mezi požadavky na napájecí zdroj jsou zabezpečení dostatečného výkonu, minimální pulzace napětí v obvodech napájení anod a stínících mřížek elektronek a zajištění bezpečného režimu práce celého zařízení.

3.1.2 Výstupní transformátor

Výstupní transformátor, jehož koeficient transformace K_{tr} se rovná 16.135, zabezpečuje impedanční přizpůsobení poměrně vysokého výstupního odporu výkonového stupně a vstupní impedance reproduktoru 4A32 o hodnotě 16 Ω . Primární vinutí transformátoru při

připojeným k jeho sekundárnímu vinutí reproduktoru představuje pro výstupní kaskádu zátěž s hodnotou impedance rovnající se $4.6 \text{ K}\Omega$.

3.1.3 Výkonový stupeň typu push-pull

Výstupní kaskáda zesilovače musí zabezpečovat konstantní zesílení výkonu signálu na vstupu, jeho předání do zátěže a nesmí přidávat do signálu více šumu a zkreslení než stanovují technické požadavky [3]. Daný zesilovač bude mít koncový stupeň typu push-pull a pracovat ve třídě AB1, což znamená, že každá z výstupních elektronek bude zesilovat polovinu vlny vstupního signálu, přičemž při plném otevření jedné z elektronek druhá přechází do zavřeného stavu. V klidovém stavu a při malých úrovních vstupního signálu proud teče oběma lampami. Výstupní kaskáda typu push-pull bude postavena na párované dvojici výkonových pentod EL34 a podle výpočtů představeného v (3.2.2) bude schopna dodat do výstupního transformátoru příkon $P_{out} = 24.7 \text{ W}$. Pro zajištění daného výkonu na vstup koncového bloku musí být přiveden signál s amplitudou napětí rovnající se 16 V .

3.1.4 Fázový invertor

Fázový invertor je nezbytnou částí každého zesilovače typu push-pull a slouží k rozdělení vstupního signálu na dva protifázové, z nichž každý řídí svoji polovinu dvoutaktního výkonového stupně. Mezi požadavky na fázový invertor jsou zajištění dostatečné amplitudy a maximální symetrie výstupních signálů.

3.1.5 Zesilovací stupeň předzesilovače

Pro kompenzaci poměrně velkého útlumu pasivního tónového korektoru bude do obvodu uveden dodatečný zesilovací stupeň postavený na polovině elektronky 12AX7LPS. Výpočty představené v (3.2.3) ukazují, že jeho koeficient zesílení $A = 52.8$, což při očekávané amplitudě na jeho vstupu, rovnající se 1.5 V , zajistí dostatečné výstupní napětí pro dosažení koncovým stupněm maximálního výkonu.

3.1.6 Tónový korektor

Tónový korektor slouží k regulaci spektrálního složení výstupního signálu potlačením nebo zesílením různých jeho frekvenčních složek. Tónové korektory se dělí na dvě velké skupiny: aktivní a pasivní. Aktivní, jak již napovídá samotný název, jsou založeny na aktivních prvcích. Výhodou takové realizace je malý útlum. Mezi nevýhody patří komplikovanější zapojení, přidání zkreslení do signálu a nutnost dodatečného napájecího zdroje (v případě, že se TK realizuje na polovodičových aktivních prvcích). Pro pasivní tónové korektory je situace je opačná. V zesilovači bude použit pasivní tónový korektor. V daném případě při centrální poloze regulátoru, která odpovídá ploché amplitudově-frekvenční charakte-

ristice, úroveň výstupního signálu tónového korektoru se bude rovnat -21 dB vzhledem ke vstupnímu.

3.1.7 Katodový sledovač

Během prvních zkoušek prototypu zesilovače bylo zjištěno, že pasivní tónový korektor představující poměrně velkou zátěž kapacitního charakteru vyvolá zúžení pracovního frekvenčního pásma zesilovače a pokles amplitudy signálu v oblasti vyšších kmitočtů. Řešením daného problému je impedanční přizpůsobení bloků pomocí katodového sledovače realizovaného na triodě 12AU7. Teoretické výpočty v (3.2.5) ukazují, že vstupní odpor sledovače se bude rovnat $R_{in-ks} = 1.67 \text{ M}\Omega$, což pro výstup kaskody a bloku efektu nečiní problém. Výstupní odpor daného stupně R_{out-ks} se bude rovnat přibližně 500Ω , což zajistí konstantní amplitudu signálu na vstupu tónového korektoru v celém frekvenčním pásmu zesilovače.

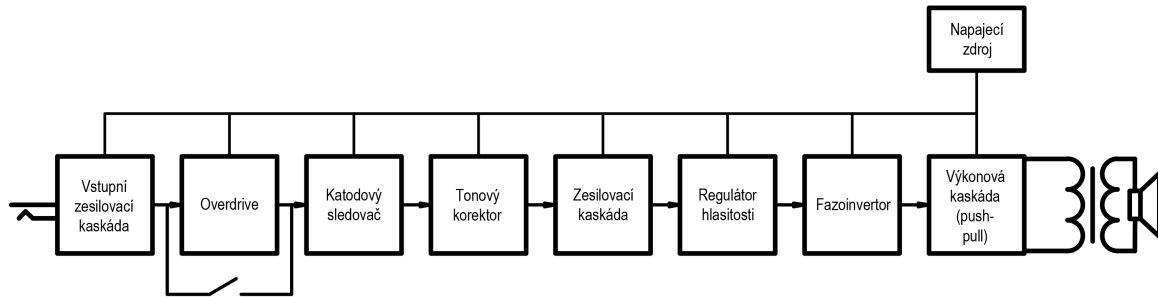
3.1.8 Blok efektu overdrive

Jedním z nejpobulárnějších kytarových efektů je tak zvaný "overdrive", přidávající do signálu velký obsah harmonických zkreslení přetížením zesilovacího stupně. V daném zesilovači bude tento efekt realizován přetížením triodou 12AX7LPS katodového sledovače, což přidá do signálu liché harmonické složky. Požadavkem na daný stupeň je maximální amplituda výstupního napětí, co bude dosaženo zvětšením anodové zátěže R_{L2} . Při práci zesilovače v režimu čistého zvuku se blok efektu z obvodu bude vylučovat přepínačem S2.

3.1.9 Vstupní zesilovací kaskáda

První zesilovací blok bude představen tak zvanou kaskodou. Jejím účelem je zajištění vstupních parametrů zesilovače, odpovídajících stanoveným požadavkům dále zajištění maximálního možného zesílení signálu. Požadavek na koeficient zesílení je podmíněn vysokou citlivostí obvodu předzesilovače na šum a průnik vnějších signálů. Logickým řešením v takovém případě je už po prvním bloku zabezpečit dostatečně vysokou úroveň signálu a zvětšit jeho odstup od šumu. Nízká parazitní vstupní kapacita a vysoký vstupní odpor kaskodního zapojení zajišťují široké frekvenční pásmo při práci s vysokoimpedančním zdrojem signálu. Podle teoretických výpočtů koeficient zesílení kaskody $A_k = 158$, což při nominální amplitudě signálu $U_{in-amp} = 0.11 \text{ V}$ na vstupu zesilovače zajistí na výstupu bloku amplitudu signálu $U_{in-amp} \times A_k = 0.11 \times 158 = 17.38 \text{ V}$.

Po stanovení všech bloků zařízení nakreslíme blokové schéma:



Obr. 3.1: Blokové schéma zesilovače.

3.2 Realizace zesilovače

Po vytvoření obecné představy o konstrukci zesilovače můžeme začít s rozpracováním jednotlivých bloků.

3.2.1 Realizace napájecího zdroje zesilovače

Základním elementem napájecího zdroje je výkonový transformátor. V našem případě bude použit transformátor s jedním primárním vinutím a čtyřmi sekundárními: jedno pro anodové napájení elektronek, a dvě pro žhavicí elementy lamp v koncovém stupni a předzesilovači a jedno pro stínící mřížky pentod ve výkonovém stupni. Žhavicí napětí necháme proměnné, anodové usměrníme a odfiltrujeme pomocí LC filtru.

Nominální žhavicí napětí většiny elektronek U_h se rovná 6.3 V. Kvůli nepřesnosti při vytvoření transformátoru na žhavicích vinutích při chodu naprázdno se napětí rovná 7.9 V. Při zatížení napětí na svorkách vinutí klesá do $U_{h-vyst} = 6.9$ V pro výstupní kaskádu a $U_{h-pr} = 7.65$ V pro předzesilovač. Rozdíly ΔU_{h-vyst} a ΔU_{h-pr} mezi nominálním žhavicím napětím a skutečnými hodnotami U_{h-vyst} a U_{h-pr} budou kompenzovány rozptylem části energie na zapojených sériových odporech. Pro výpočet hodnot odporů předem stanovíme, že žhavicí proud I_{h-vyst} dvou výstupních elektronek se dohromady rovná 3 A. Žhavicí proud I_{h-pr} třech lamp předzesilovače je 0.9 A. Hodnoty sériových odporů v žhavicích obvodech vypočítáme pomocí vzorce:

$$R_h = \frac{\Delta U}{I_h} \quad [\Omega] \quad (3.1)$$

kde R_h je hodnota sériového odporu v žhavicím obvodu,
 ΔU - rozdíl mezi skutečnou a nominální hodnotou žhavicího napětí.

$$\begin{aligned} R_{h-pr} &= \frac{\Delta U_{h-pr}}{I_{h-pr}} \\ &= \frac{7.65 - 6.3}{0.9} \\ &= 1.5 \quad [\Omega] \end{aligned} \quad (3.2)$$

$$\begin{aligned}
 R_{h-vyst} &= \frac{\Delta U_{h-vyst}}{I_{h-vyst}} \\
 &= \frac{6.9 - 6.3}{1.5} \\
 &= 0.4 \quad [\Omega]
 \end{aligned}
 \tag{3.3}$$

Hodnota odporu $R_{h-pr}=1.5 \Omega$ odpovídá standardní hodnotě řadů E12, E24 nebo E96, pro R_{h-vyst} zvolíme hodnotu z řady E12 nebo E24 rovnající se 0.39Ω .

Požadavek na výkon rezistoru nalezneme jako:

$$P_{Rh} = I_h^2 \times R_h \quad [W] \tag{3.4}$$

kde P_{Rh} je hodnota výkonu sériového odporu v žhavicím obvodu.

$$\begin{aligned}
 P_{Rh-pr} &= I_{h-pr}^2 \times R_{h-pr} \\
 &= 0.9^2 \times 1.5 \\
 &= 1.215 \quad [W]
 \end{aligned}
 \tag{3.5}$$

$$\begin{aligned}
 P_{Rh-vyst} &= I_{h-vyst}^2 \times R_{h-vyst} \\
 &= 3^2 \times 0.39 \\
 &= 3.51 \quad [W]
 \end{aligned}
 \tag{3.6}$$

Pro R_{h-pr} zvolíme hodnotu výkonu 2 W, pro R_{h-vyst} - 5 W.

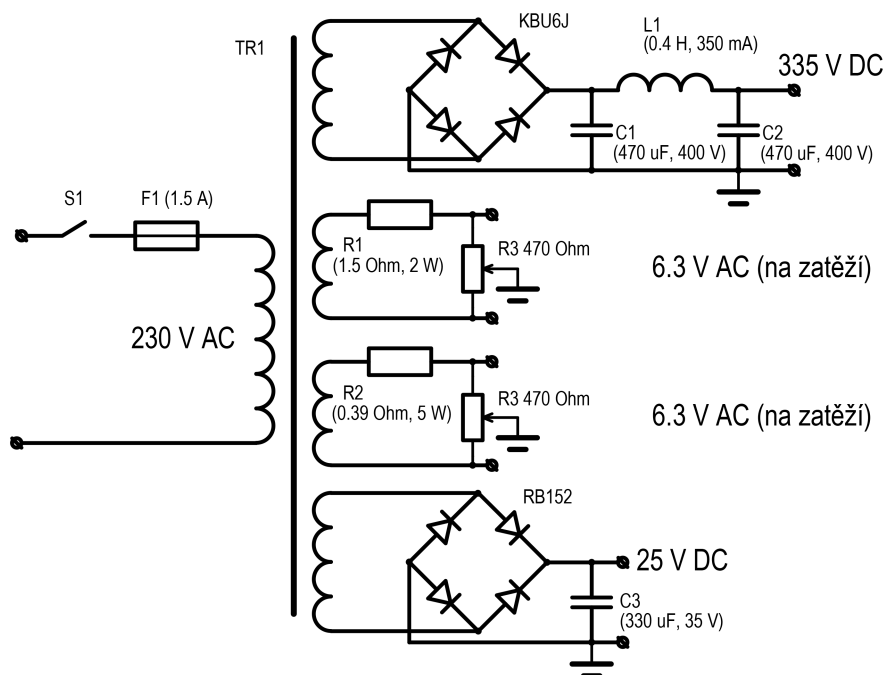
Za účelem zmenšení síťového brumu, způsobeného střídavým proudem žhavicích obvodů, realizujeme pomocí trimrů R3 a R4 odbručovače [7].

Střídavé napětí U_{a-ac} na svorkách anodového vinutí při chodu naprázdno se rovná 242 V. Po usměrnění se bude hodnota stejnosměrného anodového napětí U_a teoreticky rovnat přibližně $U_{a-ac} \times \sqrt{2} = 242 \times \sqrt{2} \approx 342$ V. Ve skutečnosti bude U_a o 2-5 % menší. Usměrnění anodového napětí provedeme pomocí diodového můstku KBU6J dimenzovaného pro efektivní proměnné napětí 600 V a proud 6 A. Výběr můstku podmíněn přítomností v jeho pouzdře montážního otvoru, což dovoluje jeho snadné upevnění na šasi zesilovače. Vyhlazení průběhu napětí na výstupu usměrňovače bude provedeno kondenzátorem s nominálním napětím 400 V a kapacitou 470 μ F. Filtraci provedeme LC filtrem, sestaveném z induktoru Dr-0.4-0.34 s indukčností 0.4 H, odporem 16 Ω a nominálním proudem 0.34 A a kondenzátoru s hodnotou napětí 400 V a kapacitou 470 μ F.

Proměnné napětí vinutí pro stínící mřížky U_{sc-ac} se rovná 18 V a po usměrnění diodovým můstkem RB152 a vyhlazení kondenzátorem s kapacitou 330 μ F se bude rovnat přibližně 25 V.

Do obvodu primárního vinutí zapojme vypínač a pomalou pojistku na 1.5 A.

Na základě dané informace nakreslíme výsledné schéma napájecího zdroje:



Obr. 3.2: Elektrické schéma napájecího zdroje.

3.2.2 Realizace koncového stupně zesilovače

Vývoj koncového transformátorového stupně začíná výběrem reproduktoru a výstupního transformátoru. V našem případě bude použit reproduktor 4A32 s nominálním odporem $R_{load} = 16 \Omega$. Výstupní transformátor má primární vinutí s odporem $R_{prim} = 195.8 \Omega$ a sekundární vinutí s odporem $R_{sek} = 0.9 \Omega$, jeho koeficient transformace K_{tr} se rovná 16.135. Na základě daných parametrů spočteme hodnotu zátěže Z_{ekv} , kterou pro výkonový stupeň představuje výstupní transformátor a k němu připojený reproduktor.

$$\begin{aligned}
 R_{ekv} &= R_{prim} + R_{sek} \times K_{tr}^2 + R_{load} \times K_{tr}^2 \\
 &= 195.8 + 0.9 \times 16.135^2 + 16 \times 16.135^2 \\
 &= 4595.5 \\
 &\approx 4600 \quad [\Omega]
 \end{aligned}
 \tag{3.7}$$

Jako elektronky výstupní kaskády byli zvoleny párované výkonové pentody EL34. Na základě stanovených hodnot zátěže Z_{ekv} a anodového napětí U_a definujeme pracovní režim elektronek koncového stupně. Předem je nutné konstatovat, že při zkouškách prototypu zesilovače bylo zjištěno, že po připojení všech bloků ke zdroji anodového napětí a nastavení jejich klidových proudů hodnota U_a poklesla do 286 V, což musí být při výpočtech vzato v potaz.

V dvoutaktní výstupní kaskádě impedance transformátoru se rozděluje mezi dvěma elektronkami, co znamená, že pokud koncový stupeň zůstává ve třídě A, každá z nich pracuje na zátěž $Z_{ekv}/2$. Při zvýšení amplitudy vstupního signálu stupeň začíná pracovat

ve třídě AB, v okamžik kdy má jedna z lamp maximální vodivost, druhá dosahuje stavu v anglické literatuře označovaného jako "cutoff", neboli úplné uzavření. Na dobu "cutoffu" jedné z elektronek její polovina primárního vinutí výstupního transformátoru přestává být částí obvodu, což se pro druhou lampu jeví jako zmenšení počtu závitů a impedance primárního vinutí, která se bude rovnat $Z_{ekv}/4$ [4].

Pro stanovení pracovního režimu elektronek budeme používat grafickou metodu. Nejprve stanovíme hodnotu napětí U_{g-sc} na stínících mřížkách g_{sc} pentod. Tuto napětí definuje závislost anodového proudu I_a na napětí na řídicí mřížce U_g . Závislost I_a na U_{g-sc} při konstantním U_g je přímá, co znamená, že zvýšením napětí stínící mřížky můžeme dosáhnout větších proudů a zvýšit výkon koncového stupně. Omezujícím faktorem je maximální hodnota tepelného výkonu, který mřížka g_{sc} schopna rozptýlit, tudíž pokud protékající ní proud I_{g-sc} , který roste úměrně rozdílu $U_{g-sc}-U_a$ bude příliš vysoký, mřížka může být poškozená, nebo se sníží její životnost. Pomocí online kalkulátoru [6] byli vykresleny mřížkové charakteristiky pentody EL34 pro napětí U_{g-sc} rovnající se 260 V, 285 V a 310 V při konstantním U_a a pracovním bodu odpovídajícímu $I_a = 75$ mA. Takové hodnoty U_{g-sc} byli zvoleny na základě veličiny napětí na výstupu bloku zdroje, určeného pro napájení stínících mřížek. Tím pádem mřížky mohou být připojeny buď přímo ke zdroji anodového napětí $U_a = 285$ V, nebo mezi g_{sc} a U_a může být zapojen zdroj U_{sc} . Při zapojení s kladnou polaritou napětí na mřížkách se bude rovnat $U_{g-sc} = U_a + U_{sc} = 285 + 25 = 310$ V, při opačném zapojení $U_{g-sc} = U_a - U_{sc} = 285 - 25 = 260$ V. Anodově-mřížkové charakteristiky EL34 pro různé hodnoty U_{g-sc} jsou představeny v příloze A.1. Odečteme hodnoty maximálního proudu I_{a-max} a minimálního napětí U_{a-min} v bodech průtnutí zatěžovací přímkou křivky odpovídající $U_g = 0$ V a použijeme tyto hodnoty pro hrubý odhad výkonu předávaného koncovým stupněm do výstupního transformátoru pomocí vzorce [4]:

$$P_{out} = \frac{(U_a - U_{a-min}) \times I_{a-max}}{2} \quad [W]. \quad (3.8)$$

Představíme odečtené hodnoty ve formě tabulky:

U_{g-sc}	U_{a-min}	I_{a-max}
310 V	33 V	216 mA
285 V	39 V	210 mA
260 V	48 V	208 mA

Tab. 3.1: Hodnoty minimálního anodového napětí U_{a-min} a maximálního anodového proudu I_{a-max} při různých napětích U_{g-sc} na stínící mřížce.

Dosazením parametrů z tabulky 3.1 do vzorce 3.8 nalezneme předpokládané výkony koncového stupně P_{out} pro různé U_{g-sc} .

Výsledky ukazují, že i při $U_{g-sc} = 260$ V zásoba výkonu vzhledem k požadavku je víc než dvojnásobná, co znamená, že logický bude zvolit nejméně náročný režim práce výstupních elektronek a přivést na stínící mřížky napětí, rovnající se 260 V. Mezi zdrojem napětí

U_{g-sc}	P_{out}
310 V	26.6 W
285 V	25.8 W
260 V	24.7 W

Tab. 3.2: Hodnoty maximálního výstupního výkonu P_{out} koncového stupně při různých napětích U_{g-sc} na stínících mřížkách pentod EL34.

a mřížkami přidáme tak zvané "grid-stoppery" R_{sc} - odpory omezující maximální mřížkový proud I_{sc} , vznikající při velkém poklesu anodového napětí při přetížení elektronky. Klasické hodnoty R_{sc} pro kytarové zesilovače s EL34 ve výkonové kaskádě jsou mezi 470Ω a $1 K\Omega$ o výkonu minimálně 2 W [4]. Pro zajištění bezpečného režimu při dlouhodobé práci s maximálním výkonem zvolíme pro R_{sc1} a R_{sc2} největší odpor v daném rozmezí. Hodnotu výkonu rezistorů R_{sc} necháme na 2 W. Maximální tepelný výkon mřížky se rovná 8 W, co znamená, že v nouzovém stavu prvním bude zničen rezistor a mřížka se od napájecího zdroje odpojí.

Nyní můžeme stanovit režim práce výkonového stupně. Nejprve definujeme režim fungování ve třídě B, ve kterém proud teče jenom jednou z výstupních pentod. Najdeme na grafu mřížkových charakteristik na ose U_a bod odpovídající 286 V a na ose I_a bod I_{max-B} , který odpovídá nulovému napětí na anodě elektronky. Hodnotu I_{max-B} nalezneme podle vzorce:

$$I_{max} = \frac{U_a}{R_L} \quad [A], \quad (3.9)$$

kde R_L je hodnota anodové zátěží elektronky vyjádřena v Ω .

Hodnotu I_{max-B} spočteme dosazením do vzorce 3.9 místo R_L impedancí, kterou představuje výstupní transformátor pro lampu ve třídě B:

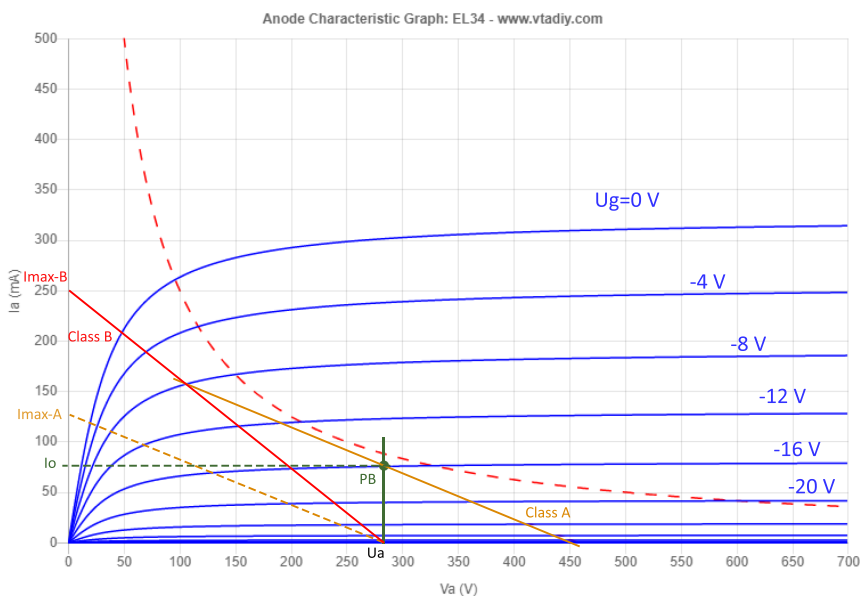
$$\begin{aligned} I_{max-B} &= \frac{U_a}{Z_{ekv}/4} \\ &= \frac{286}{4600/4} \\ &\approx 0.25 \quad [A] \end{aligned} \quad (3.10)$$

Čára procházející body $U_a = 286$ V a $I_a = I_{max-B} = 0,25$ A je zatěžovací přímka pro práce elektronky ve třídě B. Označíme ji na grafu červenou barvou.

Nyní stejným způsobem definujeme zatěžovací přímku pro třídu A, ve které transformátor představuje pro každou lampu zátěž $Z_{ekv}/2$ a nakreslíme ji na grafu tečkovaně oranžovou barvou.

$$\begin{aligned}
 I_{max-A} &= \frac{U_a}{Z_{ekv}/2} \\
 &= \frac{286}{4600/2} \\
 &\approx 0.125 \quad [A]
 \end{aligned}
 \tag{3.11}$$

Dále provedeme z bodu odpovídajícího U_a směrem nahoru svislou zelenou čáru do křivky maximálního výkonu, na této čáře bude ležet pracovní bod elektronky. Posuneme zatěžovací přímkou třídy A doprava tak, aby bod její překřížení s zelenou čarou ležel pod křivkou maximálního výkonu (nepřetržitá oranžová přímkou). Bod překřížení oranžové a zelené přímkou je pracovním bodem elektronek, definující rozdíl potenciálů mezi katodou a řídicí mřížkou U_g a proud I_0 v klidovém stavu. V našem případě bude optimální hodnota $U_g = -16$ V. Provedeme tečkovaně vodorovnou zelenou přímkou do osy I_a a odečteme klidový proud $I_0 \approx 73$ mA. Z obrázku 3.3 je zřejmé, že koncový stupeň bude přecházet z třídy A do B při $U_g \approx -8$ V.



Obr. 3.3: Zatěžovací přímkou a pracovní bod výstupní pentody EL34 pro práci ve třídě AB.

V dalším kroku vyřešíme jak zabezpečit na řídicí mřížce g_1 pentody záporné napětí $U_g = -16$ V vzhledem ke katodě. To může být realizováno dvěma způsoby, buď přivedením na g_1 napětí -16 V, nebo zapojením mezi katodou a zemí odporu R_k , takové hodnoty, aby jim protékající klidový proud vytvářel úbytek napětí rovnající se 16 V. V daném případě byla použita metoda katodového předpětí, totéž přidání odporu mezi katodou a zemí. Nevýhodou daného způsobu je snížení rozdílu potenciálů mezi anodou a katodou elektronek o hodnotu $|U_g| = 16$ V, což znamená, že faktické pracovní anodové napětí se bude rovnat $U'_a = U_a - |U_g| = 286 - 16 = 270$ V. Výsledkem je snížení maximálního možného výkonu, avšak to v našem případě díky dostatečné zásobě výkonu není problém. Další malou nevýhodou

zmenšení pracovního napětí je malá změna skutečné polohy zatěžovacích přímek na grafu, nicméně tuto nepřesnost můžeme zanedbat. Mezi výhody patří zjednodušení konstrukce napájecího zdroje (není nutné přidávat vinutí a usměrňovač pro U_g) a jednoduché nastavení pracovního bodu změnou odporu R_k .

Na základě známých hodnot U_g a I_a vypočítáme hodnotu R_{k6} a R_{k7} podle vzorce:

$$R_k = \frac{U_g}{I_a} \quad [\Omega]. \quad (3.12)$$

Po dosazení hodnot dostaneme:

$$\begin{aligned} R_{k6} &= R_{k7} \\ &= \frac{U_g}{I_a} \\ &= \frac{16}{0,073} \\ &= 205.5 \quad [\Omega]. \end{aligned} \quad (3.13)$$

Vzhledem k tomu, že po přidání R_k se sníží pracovní napětí elektronky a její klidový proud, optimální volbou je hodnota odporu $R_{k6}=R_{k7} = 220 \Omega$, která je navíc na trhu častější a dostupnější než 205Ω .

Ze známých hodnot odporů R_{k6} a R_{k7} rovnajících se 220Ω a klidového proudu $I_0 = 73 \text{ mA}$ nalezneme hodnotu tepelného výkonu P_{rk} , který musí být katodové rezistory rezistory schopný rozptýlit, pomocí vzorce:

$$P_{rk} = I_0^2 \times R_k \quad [W]. \quad (3.14)$$

Po dosazení hodnot dostaneme:

$$\begin{aligned} P_{rk} &= 0.073^2 \times 220 \\ &\approx 1.17 \quad [W]. \end{aligned} \quad (3.15)$$

Zvolíme pro R_{k6} a R_{k7} výkon P_{rk} , který se rovná 2 W .

Hodnota předpětí U_g je závislá na veličině proudu protékajícího elektronkou a katodovým odporem R_k , z toho vyplývá, že při přivedení na řídicí mřížku signálu a změně proudu I_a se rozdíl potenciálů mezi katodou a mřížkou změní. Tento nežádoucí jev vyřešíme zapojením paralelního odporu R_k kondenzátoru C_k , který pro proměnnou složku signálu představuje velmi malou impedanci. Tím pádem bude proměnné napětí vyzkratováno na zem, a potenciál katody zůstane konstantní. Reaktivní odpor kondenzátoru je obráceně úměrný jeho kapacitě a frekvenci signálu. Pro zajištění konstantního napětí na katodě při nejnižších akustických kmitočtech musí být hodnota kapacity C_k zvolená tak, aby zlomová frekvence f_0 filtru horní propusti tvořeného C_k a R_k ležela pod akustickým pásmem. Vzhledem k poměrně velkým odchylkám kapacit elektrolytických kondenzátorů pro jistotu stanovíme požadavek na $f_0 = 3 \text{ Hz}$ a provedeme výpočet C_k pomocí vzorce:

$$C_k = \frac{1}{2\pi \times R_k \times f_0} \quad [F]. \quad (3.16)$$

Po dosažení hodnot $R_k = 220 \Omega$ a $f_0 = 3 \text{ Hz}$ dostaneme:

$$\begin{aligned} C_{k6} &= C_{k7} \\ &= \frac{1}{2\pi \times 220 \times 3} \\ &= 241 \quad [\mu F]. \end{aligned} \quad (3.17)$$

Na základě výsledku zvolíme pro C_{k6} a C_{k7} standardní hodnotu, která se rovná $330 \mu\text{F}$, čímž posuneme zlomový kmitočet ještě blíže nule.

V posledním kroku vyřešíme vstupní obvod kaskády. Pro zabezpečení nulového potenciálu na řídicí mřížce elektronky ji připojíme k obecnému vodiči přes odpor R_g . R_g bude představovat pro předchozí stupeň (fázový invertor) ohmickou zátěž, z čehož vyplývá, že aby byl výstup fázového invertoru zatížen minimálně, musí být hodnota R_g maximální možná. Nicméně hodně vysoký mřížkový odpor nedovolí volné vybití mřížkového náboje do země, to může přivést k nárůstu potenciálu řídicí mřížky a nekontrolovanému zvýšení anodového proudu. Typická hodnota odporu R_g pro EL34 je 220Ω , která se používá ve většině zesilovačů "Marshall" jež pracují s danými elektronkami. Mezi R_g a kontaktem mřížky bude přidán rezistor R_{gs} , který bude v tomto případě sloužit k zabránění vzniku lokálních parazitních oscilací a vytvoří v kombinaci se vstupní kapacitou pentody C_{in} RC filtr dolní propusti, omezující průnik do výstupní kaskády nežádaných frekvencí, jež se nacházejí nad akustickým pásmem. Typická hodnota R_{gs} pro výkonové stupně leží mezi 1 a $10 \text{ K}\Omega$ [5]. Vzhledem k tomu, že zesilovač bude pracovat ve třídě AB1, a tudíž bude proud řídicí mřížky nulový, zvolíme největší hodnotu v tomto rozmezí. R_{gs} s odporem $10 \text{ K}\Omega$ v kombinaci se vstupní kapacitou EL34 C_{in} stanovenou ve specifikaci a rovnající se 15.5 pF se vytvoří filtr se zlomovým kmitočtem f_0 , který vypočítáme podle vzorce:

$$\begin{aligned} f_0 &= \frac{1}{2\pi \times C_{in} \times R_{gs}} \\ &= \frac{1}{2\pi \times 15.5 \times 10^{-12} \times 10 \times 10^3} \\ &\approx 1 \quad [MHz]. \end{aligned} \quad (3.18)$$

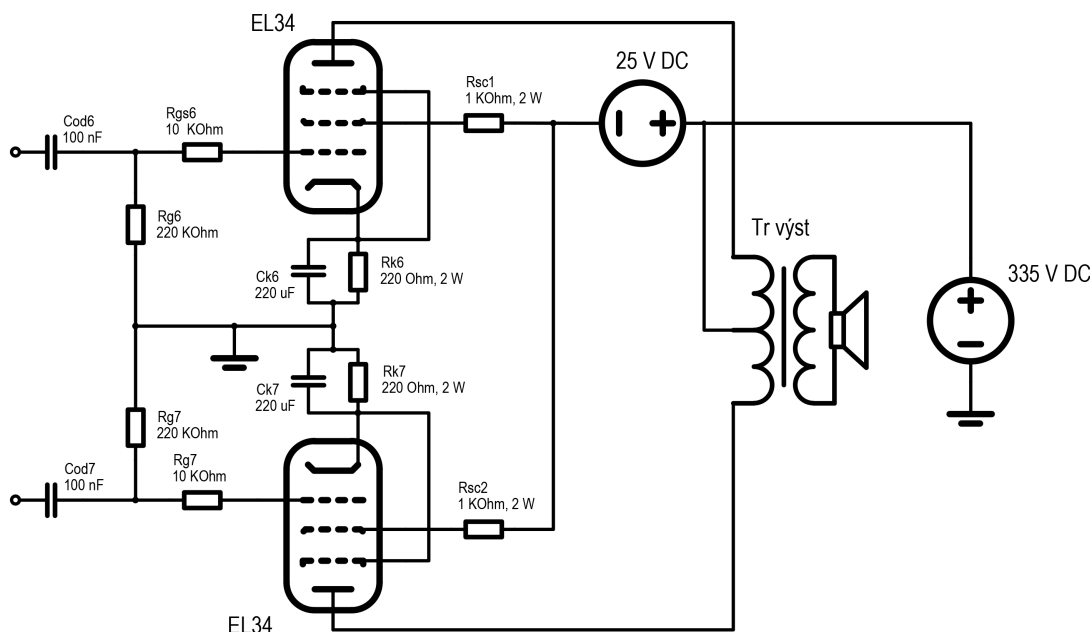
Posledním zbývajícím elementem vstupního obvodu výkonového stupně je oddělovací kondenzátor, jehož cílem je oddělení stejnosměrné složky výstupního signálu předchozího stupně a předání na řídicí mřížku EL34 jenom jeho střídavé části. Tento kondenzátor bude v kombinaci s odporem R_g tvořit RC filtr horní propusti, což znamená, že pro zachování konstantního zesílení v celém akustickém pásmu musí zlomový kmitočet filtru f_0 ležet pod 20 Hz . Provedeme výpočet hodnoty C_{od} oddělovacího kondenzátoru pro $f_0 = 10 \text{ Hz}$ pomocí vzorce:

$$C_{od} = \frac{1}{2\pi \times R_g \times f_0} \quad [F]. \quad (3.19)$$

Po dosazení hodnot dostaneme:

$$C_{od} = \frac{1}{2\pi \times R_g \times f_0} = \frac{1}{2\pi \times 220 \times 10^3 \times 10} \approx 72.3 \text{ [nF]}. \quad (3.20)$$

Pro jistotu zvolíme hodnotu $C_{od6} = C_{od7} = 100 \text{ nF}$, a tím posuneme zlomovou frekvencí k 8 Hz. Nakreslíme výsledné schéma koncového stupně:



Obr. 3.4: Výkonový stupeň zesilovače.

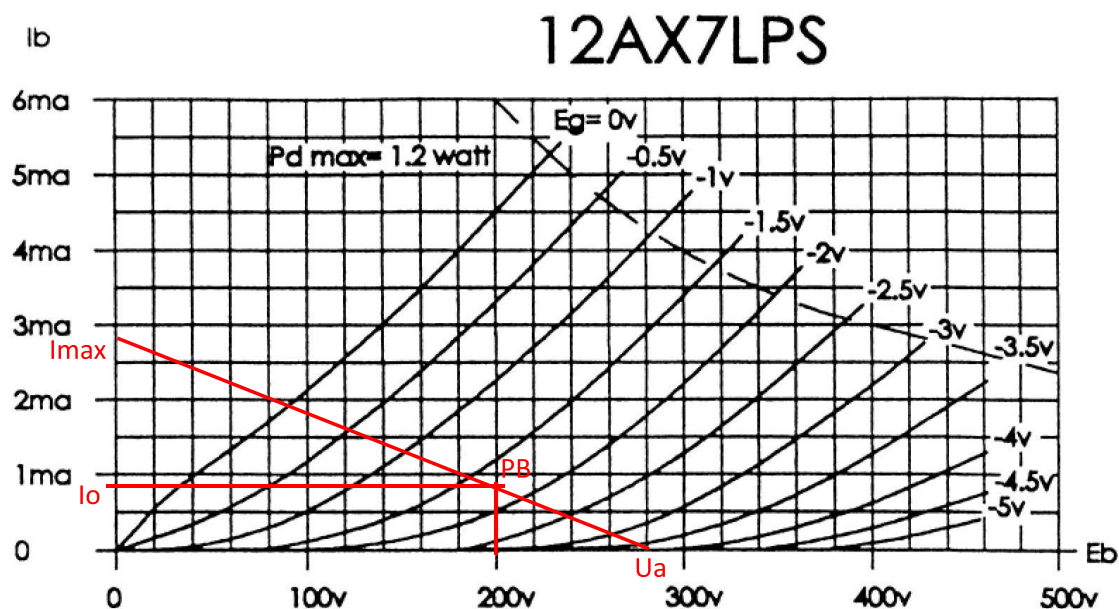
3.2.3 Realizace zesilovacího stupně předzesilovače

Narušíme pořádek vývoje od koncové kaskády zesilovače ke vstupní a definujeme zapojení a hodnoty elementů zesilovacího stupně umístěného před fázovým invertorem. Tento postup zvolíme z toho důvodu, že daná kaskáda představuje jeden z nejjednodušších klasických obvodů pro zesílení napětí. Z toho vyplývá, že postupy a vzorce pro výpočet jeho pracovního režimu mohou být s malými změnami použity pro ostatní bloky.

Zesilovací stupeň bude realizován na polovině dvojité triody 12AX7LPS od firmy Sovtek. Modifikace LPS má prodlouženou anodu, zmenšující úroveň šumu a bifilárně vinitý žhavicí systém minimalizuje pronikání brumu při střídavém žhavení (LPS - Long Plate and Spiral heater). Volba elektronky byla provedena na základě předpokládané hodnoty amplitudy signálu na výstupu tónového korektoru, jehož útlum se bude rovnat

přibližně -21 dB. Velká citlivost a koeficient zesílení 12AX7 ji činí optimální variantou pro zpracování signálu s amplitudou do 2.5 V.

Pro napěťové zesílení signálu použijeme zapojení lampy s anodovou zátěží a pro výpočet použijeme grafickou metodu. K ideálnímu režimu práce triody je z pohledu výstupního výkonu blízký takový, při kterém se anodová zátěž R_L rovná dvojnásobku vnitřního odporu elektronky R_i [8], který u 12AX7 podle specifikací dosahuje hodnot 56 K Ω . Klasickou hodnotou anodové zátěže 12AX7 v kytarových zesilovačích je 100 K Ω . Nakreslíme zatěžovací přímku pro $R_{La} = 100$ K Ω a $U_a = 280$ V. Zmenšení hodnoty U_a o 6 V je podmíněno úbytkem napětí na filtračním RC článku mezi bloky zesilovače. Hodnota maximálního proudu I_{max} vypočtena pomocí vzorce 3.9 se rovná 2.8 mA. Nakreslená zatěžovací přímka ukazuje, že řídicí napětí U_g na mřížce se může pohybovat od 0 V do -3.5 V. Umístíme pracovní bod uprostřed daného rozmezí, kde $U_g = 1.75$ V a provedeme z něj svislou přímku do horizontální osy napětí a vodorovnou do osy vertikální osy odpovídající anodovému proudu.



Obr. 3.5: Zatěžovací přímka a pracovní bod zesilovacího stupně na 12AX7.

V obrázku 3.5 je vidět, že klidový proud I_0 se přibližně rovná 1.85 mA. Dosazením požadovaných hodnot U_g a I_0 do vzorce 3.12 najdeme odpor rezistoru R_{k4} v obvodu katody, který se podle výpočtu musí rovnat 946 Ω . Standardní hodnota řady E24 910 Ω je dostatečně blízko a malé zmenšení odporu R_{k4} oproti teoretické hodnotě mírně posune pracovní bod doleva podél zatěžovací přímky dále od nelineární oblasti převodní charakteristiky elektronky.

Nyní použijeme vzorec 3.16 a najdeme kapacitu katodového kondenzátoru C_{k4} pro zlomovou frekvenci $f_0 = 3$ Hz. Podle výpočtu je minimální dovolená kapacita $C_{k4} = 59$ μ F, nicméně chybou nebude použit větší kondenzátor, například 220 μ F.

Stanovíme hodnoty rezistoru v obvodu řídicí mřížky. Maximální hodnota odporu R_{g4} zajišťujícího nulový potenciál mřížky je stanovena výrobcem elektronky ve specifikaci a při režimu práce s katodovým předpětím se rovná $2.2\text{ M}\Omega$. Jak bylo řečeno, větší odpor R_{g4} představuje menší zátěž pro předchozí stupeň, nicméně vysokoimpedanční uzel může být zdrojem šumu a působit průnik vnějších signálů do obvodu, proto zvolíme klasickou hodnotu $R_{g4} = 1\text{ M}\Omega$, jež je stále dostatečně vysoká pro bezproblémové fungování předchozího stupně.

Pro výpočet odporu R_{gs4} nejprve najdeme vstupní kapacitu C_{in} triody 12AX7, která může být stanovena podle vzorce:

$$C_{in} = C_{g-k} + C_m \quad [F], \quad (3.21)$$

kde C_{g-k} je kapacita tvořena mřížkou a katodou,
 C_m - Millerova kapacita.

Millerova kapacita C_m vzniká kvůli tak zvanému Millerovu jevu, který je vlastností všech invertujících zesilovacích napěťových stupňů. Velikost C_m je přímo úměrná koeficientu zesílení a může být spočtena pomocí vzorce:

$$C_m = (A + 1) \times C_{g-a} \quad [F], \quad (3.22)$$

kde A je koeficient zesílení,
 C_{g-a} - kapacita tvořená řídicí mřížkou a anodou.

Pomocí vzorce 3.22 nalezneme Millerovu kapacitu triody 12AX7LPS, a to dosazením do vzorku hodnot A a C_{g-a} , stanovených výrobcem ve specifikaci:

$$\begin{aligned} C_m &= (A + 1) \times C_{g-a} \\ &= (94 + 1) \times 1.7 \\ &= 161.5 \quad [pF]. \end{aligned} \quad (3.23)$$

Tím pádem se bude vstupní kapacita C_{in} 12AX7LPS rovnat:

$$\begin{aligned} C_{in} &= C_{g-k} + C_m \\ &= 1.6 + 161.5 \\ &= 163.1 \quad [pF] \end{aligned} \quad (3.24)$$

Pro výpočet hodnoty odporu R_{gs4} použijeme hodnotu $C_{in} = 170\text{ pF}$ a zlomového kmitočtu $f_0 = 40\text{ kHz}$:

$$\begin{aligned} R_{gs} &= \frac{1}{2\pi \times C_{in} \times f_0} \\ &= \frac{1}{2\pi \times 170 \times 10^{-12} \times 40 \times 10^3} \\ &= 23.4 \quad [K\Omega]. \end{aligned} \quad (3.25)$$

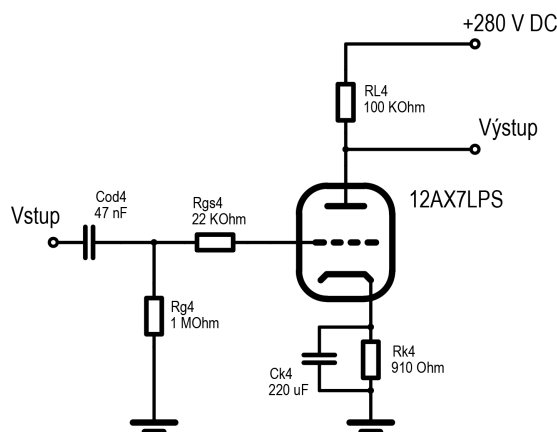
Nominální hodnota odporu řady E12, jež se rovná $22\text{ k}\Omega$ je dostatečně blíží našemu výsledku.

V posledním kroku stanovíme kapacitu oddělovacího kondenzátoru C_{od4} pomocí vzorce 3.19:

$$\begin{aligned} C_{od} &= \frac{1}{2\pi \times R_g \times f_0} \\ &= \frac{1}{2\pi \times 220 \times 10^3 \times 10} \\ &\approx 15.9 \quad [\text{nF}]. \end{aligned} \tag{3.26}$$

Teoretickou hodnotu C_{od4} lze zvětšit na 47 nF .

Nakreslíme výsledné schéma:



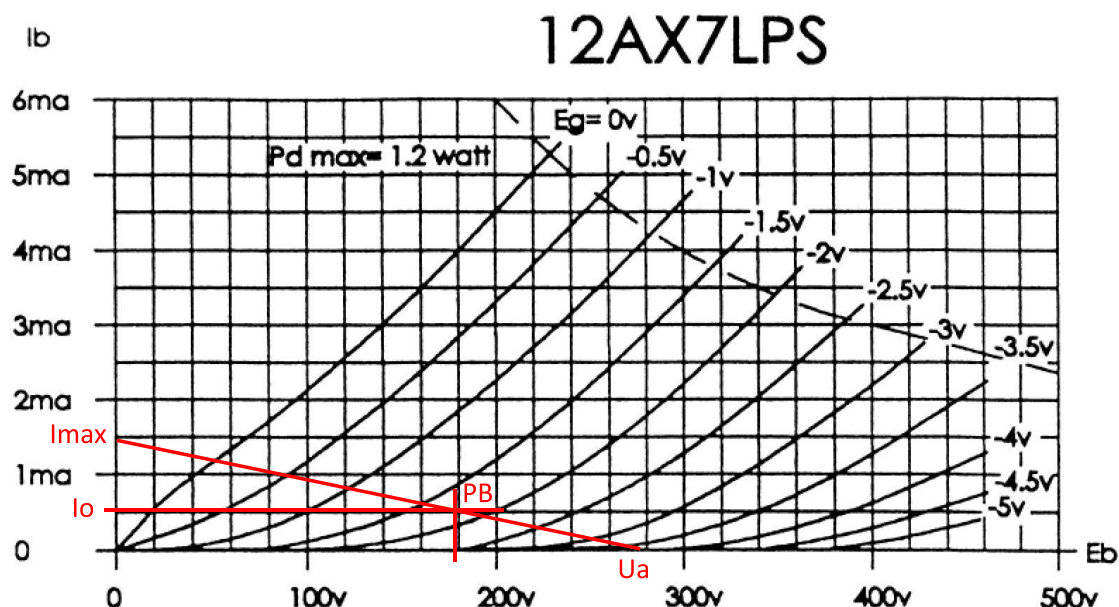
Obr. 3.6: Předzesilovací stupeň na 12AX7LPS.

3.2.4 Realizace bloku efektu overdrive

Kaskáda zabezpečující efekt zkreslení představuje klasický zesilovací stupeň s anodovou zátěží a téměř se neliší od bloku, popsaného v předchozí části s výjimkou malých změn, které budou popsány dále.

Hlavním požadavkem na daný stupeň je maximální amplituda napětí na výstupu, té může být dosaženo zvětšením anodové zátěže R_{L2} . Hodnota odporu R_{L2} je přímo úměrná výstupní impedanci stupně Z_{vst} , nicméně to v našem případě není problém, protože je vstupní impedance následujícího katodového sledovače hodně vysoká. Nakreslíme zatěžovací přímkou triody 12AX7LPS při $R_{L2} = 200\text{ k}\Omega$. Hodnota I_{max} při anodovém napětí $U_a = 275\text{ V}$ vypočtená pomocí vzorce 3.9, se rovná 1.375 mA . Stejným způsobem umístíme pracovní bod uprostřed úseku zatěžovací přímkou, ležícího mezi body jejího překřížení s křivkami, jež odpovídají hodnotám $U_g = 0\text{ V}$ a $U_g = 3.5\text{ V}$ a odečteme klidový proud

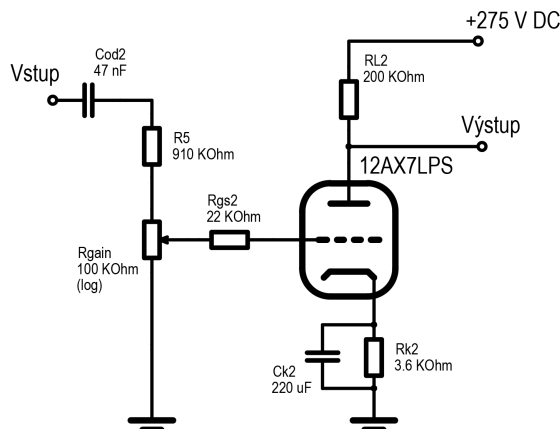
$I_0 = 0.5 \text{ mA}$. Rozdíl potenciálů mezi katodou a mřížkou tak jako v předchozím případě, zůstane -1.75 V . Hodnota katodového odporu spočtená podle vzorce 3.12 se musí rovnat $3.5 \text{ K}\Omega$. Vzhledem k tomu, že po přidání katodového rezistoru se proud elektronkou mírně zmenší, optimální volbou bude hodnota odporu z řady E24, která se rovná $3.6 \text{ K}\Omega$. Hodnota katodového kondenzátoru se při daných podmínkách může zmenšit, nicméně chybou nebude, pokud jeho hodnota zůstane stejná jako v předchozím případě. Předem řekneme, že očekávaná amplituda signálu na výstupu předchozího bloku (kaskody) při nominálním napětí na vstupu zesilovače rovná se 17.4 V . Aby vstup elektronky 12AX7LPS nebyl přetížen, do jeho obvodu bude zapojen odporový napěťový dělič, který zmenší amplitudu vstupního signálu na 2 V . Pro regulace úrovně zkreslení místo mřížkového rezistoru R_g (dolní části napěťového děliče) bude zapojen potenciometr R_{gain} .



Obr. 3.7: Zatěžovací přímka a pracovní bod elektronky 12AX7 ve bloku efektu overdrive.

3.2.5 Realizace katodového sledovače

Katodový sledovač v daném zesilovači má dvě funkce. První a hlavní funkcí je impedanční přizpůsobení výstupů prvního zesilovacího stupně nebo bloku efektu "overdrive" a vstupu tónového korektoru, který představuje poměrně velkou zátěž závislou na kmitočtu signálu. Vlastnosti katodového sledovače jako je velký vstupní odpor (jednotky $\text{M}\Omega$), malá vstupní kapacita (obvykle $\leq 20 \text{ pF}$) a nízká výstupní impedance, která se v našem případě bude rovnat přibližně 500Ω , z něho pro daný účel činí ideální technické řešení. Druhá funkce je zajištění měkkého ořezávání špiček signálu vystupujícího z bloku overdrive. Zřejmou nevýhodou sledovače je jeho koeficient napěťového zesílení, jenž je obvykle trochu menší než 1.



Obr. 3.8: Blok efektu overdrive na 12AX7LPS.

Pro realizaci katodového sledovače bude použita polovina dvojitě triody 12AU7 od firmy "Electro harmonics". Volba dané elektronky je podmíněna jejím malým vnitřním odporem $R_i = 7.5\text{ K}\Omega$, což dovolí dodávat signál s poměrně vysokou amplitudou napětí do zátěže s nízkou impedancí.

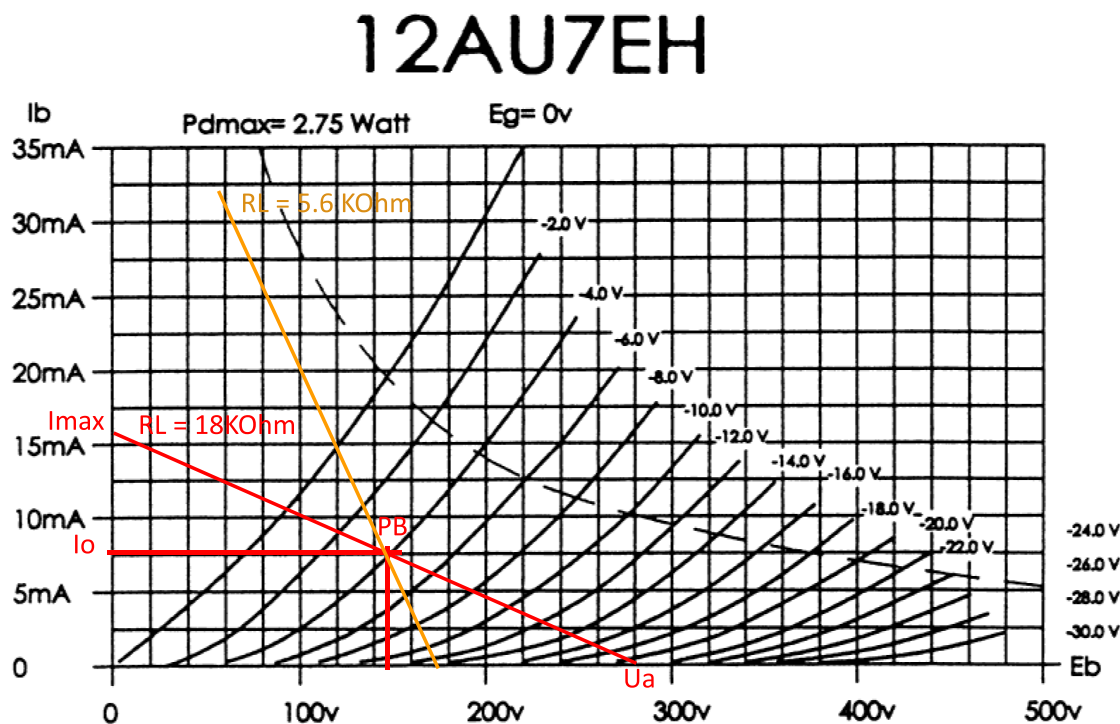
Topologie katodového sledovače je velmi podobná klasickému zesilovacímu stupni na triodě, popsaného v předchozí části s tou výjimkou, že zatěžovací odpor R_{L3} je přemístěn do obvodu katody. Jako u všech ostatních elektronkových zesilovacích stupňů existují dvě varianty realizace rozdílu potenciálů U_g mezi řídicí mřížkou a katodou: přivádění záporného napětí ze zdroje na mřížku, nebo posunutí potenciálu katody nahoru katodovým rezistorem R_{k3} zapojeným mezi katodou a odporem R_{L3} . V prvním případě výstupem je kaskáda katoda elektronky, ve druhém - uzel spojení R_{L3} a R_{k3} . V našem zesilovači bude použita druhá varianta. Hlavním důvodem výběru druhé možnosti je nepřítomnost zdroje U_g . Dodatečným pozitivním účinkem tohoto řešení je zabránění parazitních vysokofrekvenčních oscilací stupně pomocí odporu R_{k3} [9].

Výběr zatěžovacího odporu R_{L3} je podmíněn předpokládanou hodnotou impedance dalšího bloku Z_{in} , jíž bude katodový sledovač zatížen. Zatížení stupně se pro elektronku jeví jako zmenšení R_{L3} na hodnotu rovnající se paralelní kombinaci R_{L3} a Z_{in} , což způsobí růst zkreslení a pokles amplitudy výstupního signálu a na grafu mřížkových charakteristik se promítne jako otáčení zatěžovací přímky kolem pracovního bodu ve směru hodinových ručiček. K minimalizaci změny polohy zatěžovací přímky je výhodnější zvolit menší hodnotu odporu R_{L3} . Předem uvedeme, že podle výsledků simulace tónového korektoru v prostředí PSpice při frekvenci signálu $f_{max} = 20\text{ kHz}$ je jeho minimální předpokládaná vstupní impedance $Z_{in} = 8.1\text{ K}\Omega$. Zvolíme hodnotu R_{L3} rovnající se $18\text{ K}\Omega$ a podíváme se, jak se do grafu promítnou zatěžovací přímky.

Nakreslíme zatěžovací přímku pro $R_{L3} = 18\text{ K}\Omega$ a $U_a = 280\text{ V}$. Hodnota maximálního proudu I_{max} nalezená pomocí vzorce 3.9 se bude rovnat 15.5 mA . Vzhledem k tomu, že ka-

todový sledovač má stoprocentní zápornou napěťovou zpětnou vazbu, může být pracovní bod umístěn blíž ke křivce odpovídající $U_g = 0\text{ V}$, což zlepší linearitu stupně. Umístíme pracovní bod na $U_g = -4\text{ V}$. Klidový proud I_0 se při takových podmínkách bude rovnat 7.5 mA .

Nyní můžeme stanovit zatěžovací přímku maximálně zatíženého stupně. Hodnota impedance paralelní kombinace R_{L3} a Z_{in} se rovná $5.6\text{ k}\Omega$, čemu odpovídá proud $I_{max} = 50\text{ mA}$. Vedeme žlutou přímku, jež prochází pracovním bodem a bodem odpovídajícím $I_{max} = 50\text{ mA}$.



Obr. 3.9: Zatěžovací přímky katodového sledovače na 12AU7 pro různě hodnoty zátěže, pracovní bod.

Výsledkem je pracovní režim při maximálním zatížení. Je patrné, že při takových podmínkách se zkreslení zvětší přidáním sudých harmonických složek, nicméně sledovač bude nadále schopen zajistit zpracování výstupního signálu první zesilovací kaskády bez ořezávání. Zde je nutné poznamenat, že tento režim práce probíhá za nejhorších možných podmínek, kdy jsou regulátory tónového korektoru v minimální poloze, což je při poslechu hudby málo pravděpodobný případ. Pro zesílení kytarového zvuku nejsou požadavky na zkreslení tak přísné.

Hodnota odporu katodového rezistoru R_{k3} vypočtená podle vzorce 3.12 se musí rovnat hodnotě $533\ \Omega$. Vybereme standardní odpor z řady E24 rovnající se $510\ \Omega$. Katodový kondenzátor vynecháme pro zajištění stability stupně.

Do mřížkového odvodu zapojíme rezistor R_{gs3} s odporem $47\text{ k}\Omega$. Díky tomu, že je napětí U_a na anodě katodového sledovače konstantní, nevzniká Millerův jev, což znamená,

že vstupní kapacita zapojení se rovná součtu kapacit mezi mřížkou a katodou C_{g-k} a mřížkou a anodou C_{g-a} , jejichž hodnoty jsou stanoveny ve specifikaci elektronky. C_{g-k} se rovná 2 pF, C_{g-a} - 1.8 pF. Najdeme zlomový kmitočet filtru vstupního obvodu lampy podle vzorce 3.27:

$$\begin{aligned} f_0 &= \frac{1}{2\pi \times C_{in} \times R_{gs}} \\ &= \frac{1}{2\pi \times (C_{g-k} + C_{g-a}) \times R_{gs}} \\ &= \frac{1}{2\pi \times (2 + 1.8) \times 10^{-12} \times 47 \times 10^3} \\ &\approx 891 \quad [KHz]. \end{aligned} \quad (3.27)$$

Kvůli tomu, že mřížkový rezistor R_{g3} bude zapojen mezi vstupem obvodu a uzlem spojení R_{k3} a R_{L3} , a jehož napětí se bude měnit ve fázi se vstupním signálem, může být hodnota odporu R_{g3} značně snížena bez ztráty amplitudy vstupního signálu. Příčinou tohoto jevu je skoro konstantní a dostatečně malé napětí mezi vývody R_{g3} , rovnající se U_g . Zvolíme odpor $R_{g3} = 100 \text{ K}\Omega$.

Pro stanovení oddělovacího kondenzátoru na vstupu nejprve spočteme vstupní impedance katodového sledovače pomocí vzorce:

$$Z_{in} = \frac{R_g}{1 - A} \quad [\Omega], \quad (3.28)$$

kde A je koeficient zesílení katodového sledovače.

Koeficient zesílení A můžeme najít jako:

$$A = \frac{\mu}{\mu + 1} \quad [-], \quad (3.29)$$

kde μ je zesilovací činitel elektronky, stanovený ve specifikaci.

Pro lampu 12AU7 $\mu = 17$. Hodnota A se bude rovnat:

$$\begin{aligned} A &= \frac{\mu}{\mu + 1} \\ &= \frac{17}{17 + 1} \\ &\approx 0.94 \quad [-]. \end{aligned} \quad (3.30)$$

Dosazením A a R_{g3} do vzorce 3.28 nalezneme vstupní impedance:

$$\begin{aligned} Z_{in} &= \frac{100 \times 10^3}{1 - 0.94} \\ &\approx 1.67 \quad [M\Omega]. \end{aligned} \quad (3.31)$$

Oddělovací kondenzátor s kapacitou $C_{od} = 100 \text{ nF}$ zajistí zlomový kmitočet f_0 rovnající se přibližně 1 Hz, hodnota $C_{od} = 47 \text{ nF}$ posune f_0 k 2 Hz.

Posledním krokem spočteme výstupní impedanci katodového sledovače podle vzorce:

$$Z_{out} = \frac{1}{gm} \quad [\Omega]. \quad (3.32)$$

kde gm - vodivost triody 12AU7 v pracovním bodě.

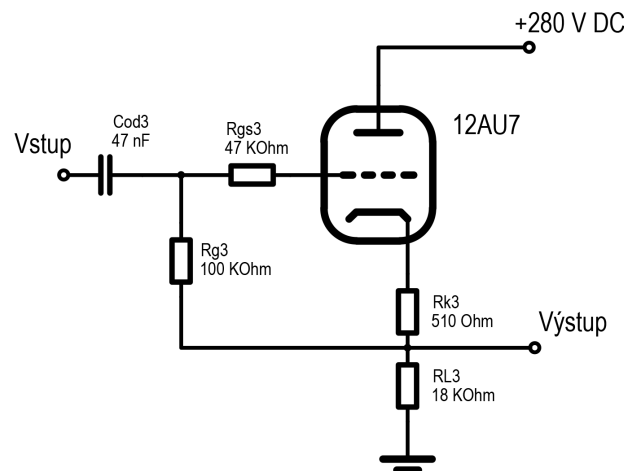
Vodivost gm najdeme z grafu jako:

$$\begin{aligned} gm_d &= \frac{dI_a}{dU_g} \\ &= \frac{4.375}{2} \\ &\approx 2.19 \quad [mA/V]. \end{aligned} \quad (3.33)$$

Dosazením hodnot do vzorce 3.32 dostaneme:

$$\begin{aligned} Z_{out} &= \frac{1}{gm} \\ &= \frac{1}{0.00219} \\ &\approx 456.6 \quad [\Omega]. \end{aligned} \quad (3.34)$$

Nakreslíme výslednou schema.



Obr. 3.10: Blok katodového sledovače na 12AU7.

3.2.6 Realizace fázového invertoru a regulátoru hlasitosti

Pokročíme ve vývoji zesilovače rozpracováním fázového invertoru. Pro daný zesilovač byl pro naše účely vybrán fázový invertor s rozdělenou zátěží, který představuje syntézu zesilovacího stupně s anodovou zátěží a katodového sledovače. Z funkce daného stupně vyplývá představa o jeho konstrukci. Kaskáda musí mít jeden vstup a dva výstupy. V zapojení s rozdělenou zátěží se invertující výstup realizuje stejným způsobem jako v klasickém zesilovacím stupni a neinvertující výstup je stejný jako výstup katodového sledovače. Výhodou takové konstrukce je docela jednoduché zapojení na jedné triodě. Použití jediného aktivního elementu znamená, že oběma zatěžovacími rezistory protéká stejný proud I_a , což znamená, že balance výstupů závisí pouze na parametrech pasivních prvků obvodu a zachovává si při degradaci vlastnosti elektronky. Nevýhodou je koeficient zesílení $A \lesssim 1$. Blok bude postaven na triodě 12AU7. Prvním krokem stanovíme hodnoty zatěžovacích odporů R_{L5} a R_{L6} . Z obr. 3.3 je zřejmé, že pro dosažení maximálního výkonu koncového stupně fázový musí invertor dodávat na jeho vstupy signál s amplitudou 16 V. Tato malá amplituda může být zajištěna dostatečně nízkými hodnotami odporu, ale vzhledem k tomu, že mřížkový proud výkonového stupně je nulový, zvýšení výstupní impedance fázového invertoru nebude představovat problém. Zvolíme hodnoty R_{L5} a R_{L6} tak, aby tento stupeň neodebíral z napájecího zdroje rozumný příliš velký výkon. Kromě snížení odběru větší zatěžovací odpory také zmenší harmonické zkreslení. Optimální klidový proud I_0 pro 12AU7 je z mého pohledu hodnota do 5 mA. Nakreslíme zatěžovací přímkou pro celkový zatěžovací odpor $R_L = R_{L5} + R_{L6} = 44\text{K}\Omega$ a $I_a = 285\text{V}$. I_{max} se v takovém případě bude rovnat 6.5 mA, U_g se může pohybovat v rozmezí od 0 do -20V . Umístíme pracovní bod na $U_g = -8\text{V}$, což je skoro uprostřed zatěžovací přímkou, nicméně stále blíže k lineárnější oblasti anodové charakteristiky. Klidový proud I_0 se při takovém předpětí U_g rovná 2.5 mA, což odpovídá našim požadavkům.

Hodnota odporu katodového rezistoru R_{k5} , který bude zapojen mezi katodou elektronky a R_{L6} podle vzorce 3.12 musí se rovnat $3.2\text{K}\Omega$, což je dostatečně blízko hodnoty $3.3\text{K}\Omega$ řady E24 nebo E12.

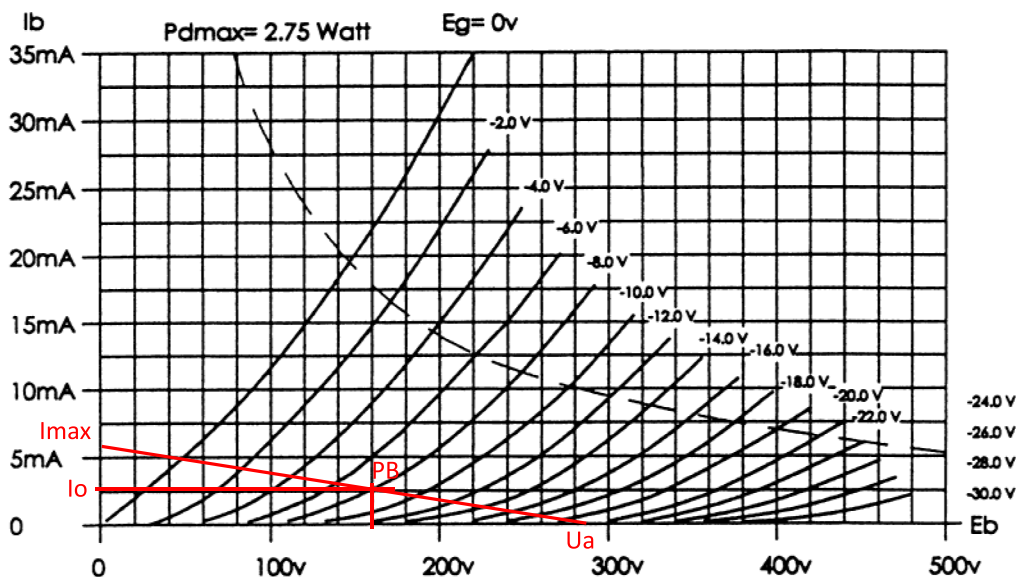
Díky tomu, že se vstupní charakteristiky daného stupně velmi podobají charakteristikám katodového sledovače, použijeme hodnoty R_{gs5} a C_{od5} z předchozí části beze změn.

Vzhledem k tomu, že fázový invertor je posledním stupněm předzesilovače, rozumným řešením bude přidat do jeho vstupního obvodu regulátor hlasitosti, to také potvrzují schémata hi-fi a kytarových zesilovačů dostupných na trhu. Regulace hlasitosti se realizuje zapojením logaritmického potenciometru R_h místo pevného rezistoru R_g .

3.2.7 Realizace vstupní kaskády zesilovače

První zesilovací stupeň je jedním z nejpodstatnějších bloků zesilovače a definuje jeho vstupní charakteristiky. V první kapitole bylo stanoveno, že vstupní odpor zesilovače R_{in}

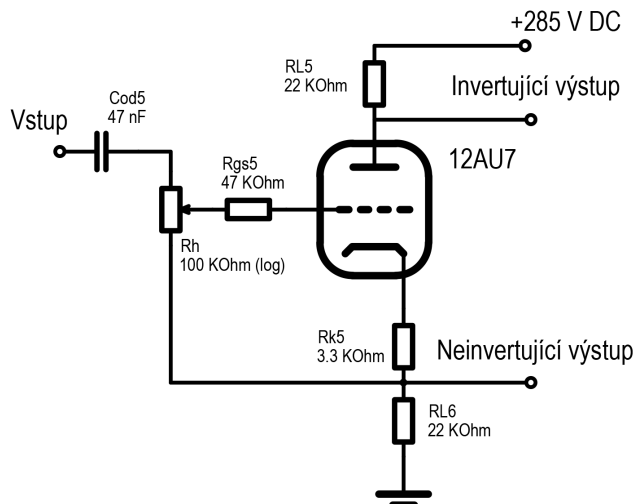
12AU7EH



Obr. 3.11: Zatěžovací přímka elektronky 12AU7 v bloku fázového invertoru.

se musí rovnat $1\text{ M}\Omega$ a hodnota jeho vstupní kapacity C_{in} musí být menší než 20 pF . Odpor R_{in} se při nulovém mřížkovém proudu rovná R_{g1} vstupní elektronky. Dosažení malé hodnoty C_{in} představuje značně komplikovanější úkol. Malá vstupní kapacita může být zabezpečena použitím pentody, ale takové řešení s velkou pravděpodobností nebude odpovídat požadavkům na úroveň šumu a může přidávat do signálu liché harmonické složky, ke kterým je lidský sluch mnohem citlivější než k sudým složkám[3]. Druhý přístup je imitace pentody pomocí takzvaného kaskodního zapojení triod. Kaskoda zajišťuje malou vstupní kapacitu, velký koeficient zesílení a citlivost a je zbavená nedostatků pentody z pohledu zkreslení a šumu. Její obecné zapojení je představeno na obr. 3.13.

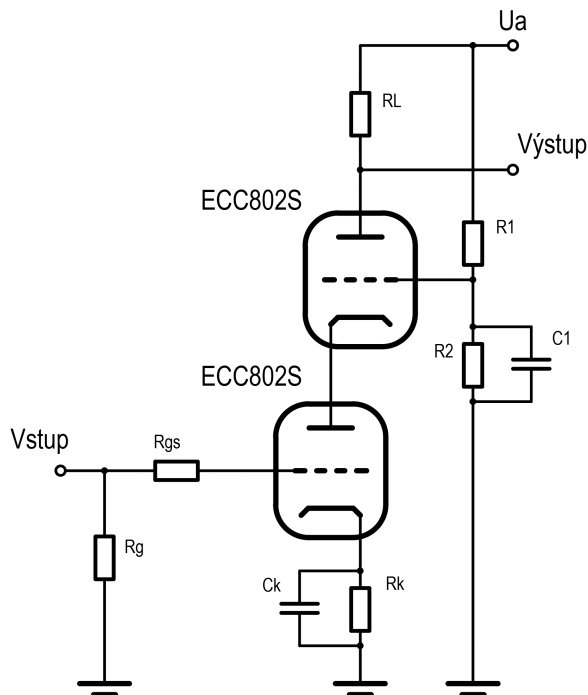
Daný odvod se realizuje na dvou triodách ideálně navržených speciálně pro použití v kaskodním zapojení, jako je například E88CC. Nízká vstupní kapacita kaskody se dosahuje redukcí Millerova jevu dolní triody, kde je mřížka které je vstupem zesilovače. Horní elektronka pracuje na obyčejnou ohmickou zátěž R_{L1} , ale řízení rozdílu potenciálu mezi její mřížkou a katodou se realizuje změnou napětí na katodě, přičemž potenciál mřížky zůstává konstantním. Kvůli tomu, že mřížka horní triody je pro proměnný proud uzemněná, má roli stínící mřížky pentody, a tím zmenšuje průchozí kapacitu zapojení (kapacitu mezi řídicí mřížkou dolní triody a anodou horní), potlačuje Millerův jev a zvyšuje vnitřní odpor. Konstantní napětí na stínící mřížce U_{g2} se nastavuje pomocí odporového děliče z rezistoru R_{d1} a R_{d2} tak, aby pracovní bod horní elektronky byl uprostřed lineární oblasti její anodové charakteristiky. Uzemnění proměnného proudu zajišťuje kondenzátor C_{d1} . Potenciál U_{g2} je kladný vzhledem k zemi, ale záporný vzhledem ke katodě horní elektronky, což znamená, že oproti pentodě žádný proud mřížkou neprotéká, čímž je podmíněna nízká úroveň šumu daného zapojení. Dolní elektronka funguje jako obyčejný stupeň s anodo-



Obr. 3.12: Blok fázového invertoru a regulátoru hlasitosti na 12AU7.

vou zátěží, s tou výjimkou, že je její zátěž představená katodou horní lampy. Vzhledem k tomu, že dynamický odpor katody horní elektronky je dostatečně malý, koeficient zesílení dolní elektronky nemůže dosáhnout velkých hodnot, a tím se zmenšuje Millerova kapacita. Opačnou stranou takového pracovního režimu dolní lampy je zkreslení signálu přidáním sudých harmonických složek, což je podmíněno malou hodnotou impedance zátěží [3]. Nicméně, jak bylo řečeno, sudé harmonické složky jsou pro lidský sluch příjemnější než liché a to je rozumný kompromis pro dosažení výborných vstupních parametrů zesilovače.

Řešení kaskody začneme stanovením pracovního režimu horní elektronky. Obvyklé napětí U_{ad} na anodě dolní lampy a katodě horní leží v rozmezí od $U_a/4$ do $U_a/3$ [3]. Napájecí napětí U_a pro daný blok po úbytku na všech mezistupňových RC se filtrech rovná 270 V. Za účelem zvýšení linearitu dolní elektronky zvolíme maximální hodnotu U_{ad} ve stanoveném rozmezí - tedy 90 V. Napětí U_{ah} mezi anodou a katodou horní triody se bude rovnat $U_a - U_{ad} = 270 - 90 = 180$ V. Díky tomu, že výstup kaskody bude zatížen katodovým sledovačem s velkou vstupní impedancí, zatěžovací odpor R_{L1} horní lampy může být zvolen dostatečně velkým za účelem minimalizace zkreslení. Spočteme hodnotu I_{max} pro $R_{L1} = 100 \text{ k}\Omega$ a nakreslíme zatěžovací přímkou. Rozdíl potenciálů U_{gh} mezi mřížkou a katodou zvolíme tak, aby pracovní bod ležel v lineární oblasti přenosové charakteristiky. Z obr. 3.14 můžeme vidět, že optimální hodnotou U_{gh} je -5 V. Vzhledem k tomu, že napětí na katodě horní elektronky se rovná $U_{ad} = 90$ V, potenciál U_{gh} se musí rovnat $U_{ad} - 5 = 85$ V. Pomocí odporového děliče s $R_{d1} = 1.5 \text{ M}\Omega$ a $R_{d2} = 680 \text{ k}\Omega$ zabezpečíme hodnotu $U_{gh} = -5.75$ V. Paralelní kombinace rezistorů R_{d1} a R_{d2} , hodnota odporu které se rovná $467.9 \text{ k}\Omega$ slouží pro horní triodu mřížkovým rezistorem, přes který bude se vybívat náboj mřížky, to znamená, že $R_{d1||d2}$ nesmí být větší, než hodnota stanovená ve specifikaci ECC802S, rovnající se $1 \text{ M}\Omega$, což je v daném případě splněno. Kondenzátor C_{d1} a $R_{d1||d2}$ tvoří filtr



Obr. 3.13: Obecné zapojení kaskody.

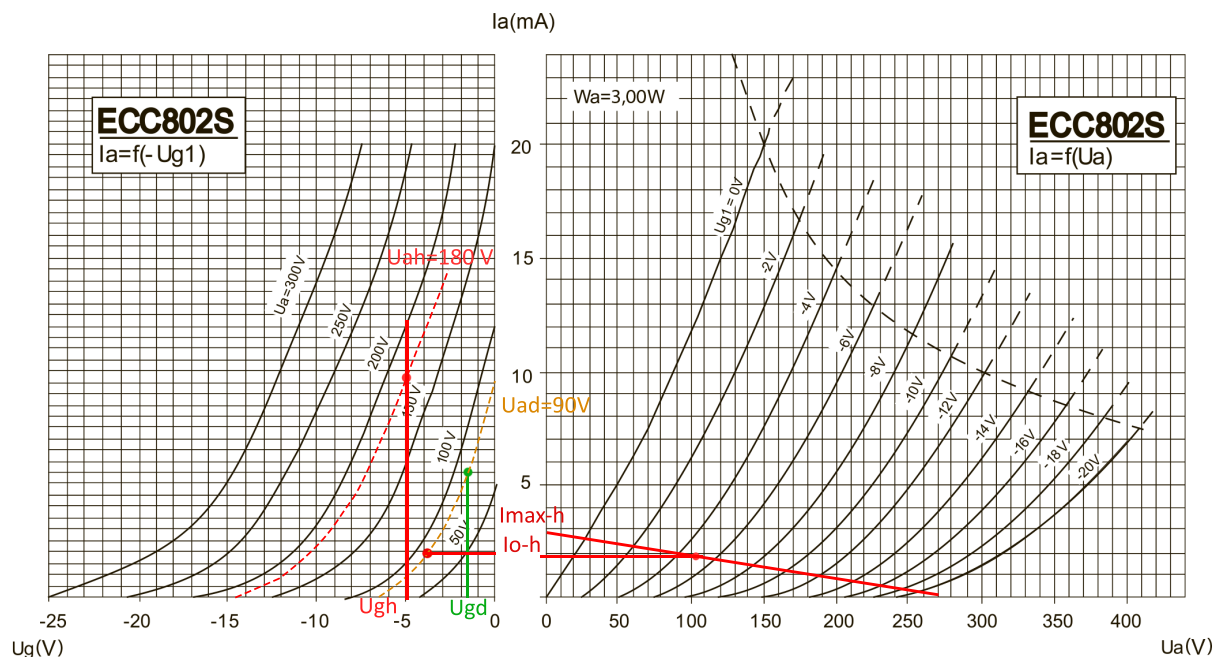
horní propusti a pro zlomový kmitočet $f_0 = 1 \text{ Hz}$ se jeho kapacita musí rovnat $0.34 \mu\text{F}$.

Pro výpočet režimu dolní lampy použijeme graf přenosových charakteristik. Mřížkový proud horní triody je nulový, což znamená, že se její anodový proud bude rovnat anodovému proudu dolní elektronky. Nakreslíme oranžovou tečkovanou přímkou odpovídající přenosové charakteristice při anodovém napětí $U_{ad} = 90 \text{ V}$ a najdeme na ní bod představující klidový proud horní elektronky $I_{0h} = 1.9 \text{ mA}$. To je pracovní bod dolní triody. Na grafu můžeme vidět, že leží v nelineární oblasti přenosové charakteristiky, což způsobí zkreslení signálu. Daný problém můžeme vyřešit zvětšením anodového proudu dolní lampy zapojením mezi zdrojem anodového napětí a anodou dolní elektronky rezistoru R_+ . Klidový proud I_{0d} pracovního bodu v lineární oblasti, označeného zelenou barvou se rovná 5.5 mA , to znamená, že přes odpor R_+ musí protékat proud $I_+ = I_{0d} - I_{0h} = 5.5 - 1.9 = 3.6 \text{ mA}$. Hodnotu odporu R_+ nalezneme pomocí vzorce:

$$\begin{aligned} R_+ &= \frac{U_a - U_{ad}}{I_+} \\ &= \frac{270 - 90}{0.0036} \\ &= 50 \quad [K\Omega], \end{aligned} \tag{3.35}$$

kde U_a - napájecí napětí.

Pro R_+ použijeme hodnotu odporu řady E24, jež se rovná $51 \text{ K}\Omega$. Jak je patrné z grafu, U_{gd} se v daném případě musí rovnat -1.7 V . Hodnota R_{k1} nalezená



Obr. 3.14: Zatěžovací přímka a pracovní body kaskody.

podle vzorce 3.12 se rovná 300Ω . Kapacita C_{k1} pro zajištění $f_0 = 10 \text{ Hz}$ musí být nejméně $53 \mu\text{F}$.

Do obvodu řídicí mřížky dolní lampy přidáme mřížkový odpor $R_{g1} = 1 \text{ M}\Omega$, grid-stopper $R_{gs1} = 470 \text{ K}\Omega$ a nakreslíme výsledné schéma.

Stanovíme zesílení A kaskodního zapojení pomocí vzorce:

$$A = \frac{1}{\frac{1}{g_{m_d} \times R_L} + \frac{r_{ih} + R_L}{R_L} \times \frac{1}{\mu_d \times (\mu_h + 1)}} \quad [-], \quad (3.36)$$

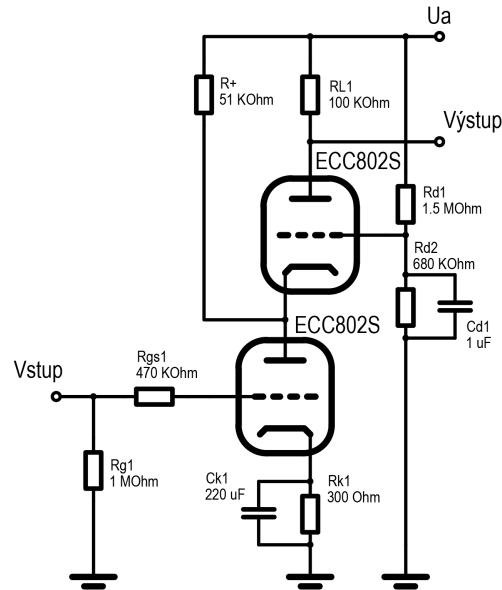
kde g_{m_d} - vodivost dolní triody, kde r_{ih} - statický vnitřní odpor horní triody, kde μ_d - zesilovací činitel dolní triody, kde μ_h - zesilovací činitel horní triody.

Vodivost g_{m_d} najdeme z grafu jako:

$$\begin{aligned} g_{m_d} &= \frac{dI_a}{dU_g} \\ &= \frac{4.3}{20} \\ &= 4.3 \quad [\text{mA/V}]. \end{aligned} \quad (3.37)$$

Pro výpočet statického vnitřního odporu horní triody r_{ih} nakreslíme na grafu mřížkových charakteristik tečnou ke křivce odpovídající $U_{gh} = -6 \text{ V}$ v bodu její překřížení s zatěžovací přímkou (stanovený výše pracovní bod horní triody při $U_{gh} = -5.75 \text{ V}$ se nachází dostatečně blízko). Odečteme změnu anodového proudu $dI_{ah} = 0.9 \text{ mA}$ při změně anodového napětí $dU_{ah} = 20 \text{ V}$.

Statický odpor horní elektronky r_{ih} v pracovním bodě spočteme jako:



Obr. 3.15: Vstupní zesilovací kaskáda.

$$\begin{aligned}
 r_{ih} &= \frac{dU_{ah}}{dI_{ah}} \\
 &= \frac{20}{0.0009} \\
 &= 22.22 \quad [K\Omega].
 \end{aligned} \tag{3.38}$$

Dosazením nalezených hodnot a zesilovacích činitelů ze specifikaci ECC802S do vzorce 3.36 dostaneme:

$$\begin{aligned}
 A &= \frac{1}{\frac{1}{0.0043 \times 100 \times 10^3} + \frac{22.22 \times 10^3 + 100 \times 10^3}{100 \times 10^3}} \times \frac{1}{17 \times (17+1)} \\
 &\approx 158.2 \quad [-].
 \end{aligned} \tag{3.39}$$

Stanovíme koeficienty zesílení horní A_h a dolní A_d elektronek zvlášť. Z zatěžovací přímky horní triody na obr. 3.14 je zřejmé, že změna napětí dU_{gh} na řídicí mřížce o 2 V způsobuje změnu napětí na anodě $dU_{ah} \approx 76$ V. Spočteme koeficient zesílení A_h jako:

$$\begin{aligned}
 A_h &= \frac{dU_{ah}}{dU_{gh}} \\
 &= \frac{76}{2} \\
 &= 38 \quad [-].
 \end{aligned} \tag{3.40}$$

Ze známého zesílení celého zapojení A a hodnoty A_h stanovíme A_d podle vzorce:

$$\begin{aligned}
 A_d &= \frac{A}{A_d} \\
 &= \frac{158.2}{38} \\
 &= 4.16 \quad [-].
 \end{aligned}
 \tag{3.41}$$

Na základě dané informace pomocí vzorce 3.22 spočteme Millerovou kapacitu C_{md} dolní lampy:

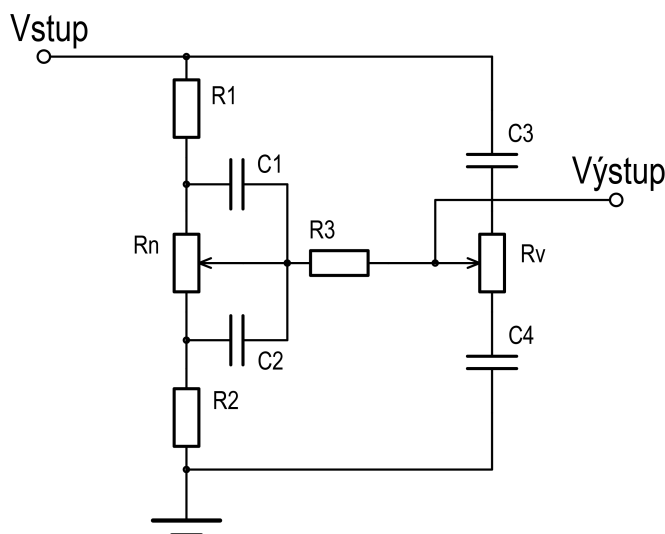
$$\begin{aligned}
 C_{md} &= (A_d + 1) \times C_{g-a} \\
 &= (4.16 + 1) \times 1.5 \times 10_{-12} \\
 &= 7.74 \quad [pF].
 \end{aligned}
 \tag{3.42}$$

Celková vstupní kapacita dolní triody C_{ind} podle vzorce 3.21 bude se rovnat:

$$\begin{aligned}
 C_{ind} &= C_{g-k} + C_{md} \\
 &= 1.6 + 7.74 \\
 &= 9.34 \quad [pF].
 \end{aligned}
 \tag{3.43}$$

3.2.8 Realizace tónového korektoru zesilovače

V daném zesilovači bude použita pasivní část Baxandallova zapojení představující dvoupásmový RC filtr. Baxandallův TK má dva regulátory: jeden pro nízké frekvence a jeden pro vysoké. Střed jeho amplitudově-frekvenční charakteristiky zůstává nezměněn. V klasickém zapojení pro hi-fi zesilovače představeném na obr 3.16 se střed nachází na frekvenci $f_{ref} = 1$ kHz, zlomový kmitočet dolní části spektra f_{0l} je kolem 100 Hz, zlomový kmitočet pro vyšší část spektra $f_{0h} \approx 10$ kHz.

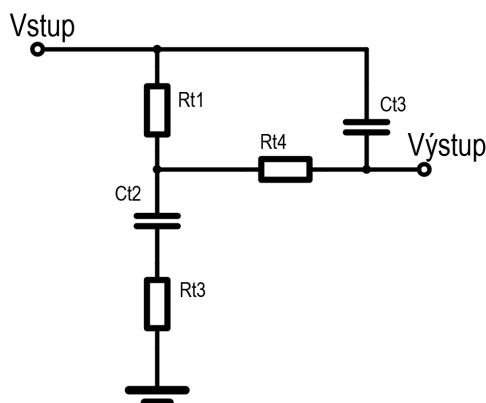


Obr. 3.16: Obecné schéma zapojení pasivního Baxandallova tónového korektoru.

Pro kytarový zesilovač se vyplatí mírně posunout hodnoty f_{ref} , f_{ol} a f_{oh} směrem dolů. Umístíme f_{ref} do středu spektra výstupního signálu nástroje. Připomeneme, že nejnižší základní tón kytary se rovná 82.4 Hz, nejvyšší pak odpovídá hodnotě 1318.5 Hz. S přihlédnutím k tomu, že kytarový zvuk obsahuje velký počet vyšších harmonických složek, umístíme f_{ref} na logaritmické ose blíže horní hranici tónového rozmezí nástroje k hodnotě přibližně 800 Hz.

Rozpracování TK započneme stanovením požadavku na hloubku regulace. Prozkoumáním amplitudově-frekvenčních charakteristik tónových korektorů hi-fi zesilovačů bylo zjištěno, že jejich TK obvykle dovolují měnit amplitudy frekvenčních složek v rozmezí do ± 30 dB. V kytarových zesilovačích od firem Fender, Marshall, Ampeg a Vox se hloubka regulace obvykle nachází v rozmezí $\pm 10 - 15$ dB. Větší hloubka regulace umožňuje širší kontrolu nad spektrálním složením výstupního signálu a možnost dosažení různého charakteru zvuku. Obrácenou stranou zvětšení hloubky regulace pro pasivní TS je větší útlum a nižší vstupní impedance. První nevýhoda v daném zesilovači se kompenzuje přidáním zesilovacího stupně za TK, druhý problém bude částečně kompenzován použitím katodového sledovače s nízkou výstupní impedancí $Z_{out} = 460 \Omega$ před vstupem tónového korektoru. Zvolíme hloubku regulace, jež se rovná ± 15 dB.

Pro zjednodušení výpočtu si dovolíme učinit několik domněnek: výstupní impedanci předchozího stupně považujeme za nulovou, vstupní impedanci dalšího stupně považujeme za nekonečnou. Odpor regulačních potenciometru R_v a R_n také považujeme za nekonečný. Na obr. 3.17 představíme zapojení při maximální poloze regulátorů. Kondenzátor C_1 bude v takovém případě bude vyzkratován, C_4 bude nekonečným odporem R_v z obvodu vynechán.



Obr. 3.17: Ekvivalentní schéma tónového korektoru při maximální poloze regulátorů.

Kondenzátor C_3 má menší hodnotu kapacity, a tudíž propouští jen vysokofrekvenční

složky signálu a při výpočtech chování obvodu v oblasti nízkých kmitočtů bude vynechán. Z obr. 3.17 je zřejmé, že při středních a vysokých kmitočtech, na kterých má C_2 malou impedanci, představují rezistory R_1 a R_2 odporový dělič a určují útlum G střední části amplitudově-frekvenční charakteristiky okolo f_{ref} (nebo útlum celé amplitudově-frekvenční charakteristiky při střední poloze regulátorů). Aby byla zajištěna hloubka regulace ± 15 dB bude logické umístit f_{ref} na úroveň přibližně -16 dB, což znamená, že na referenční frekvenci f_{ref} se útlum TK musí rovnat 0.16. Jeden decibel byl přidán s přihlédnutím k tomu, že reálný obvod mírně ztlumí signál na všech frekvencích, a to znamená, že při volbě polohy f_{ref} na -15 dB nebudou krajní oblasti amplitudově-frekvenční charakteristiky dosahovat hodnoty +15 dB vzhledem k f_{ref} . Na základě dané informace stanovíme poměr hodnot odporů rezistoru děliče $K = R_1/R_2$ podle vzorce:

$$\begin{aligned} K &= \frac{1}{G} - 1 \\ &= \frac{1}{0.16} - 1 \\ &= 5.25 \quad [-]. \end{aligned} \tag{3.44}$$

Zvolíme hodnotu rezistoru R_1 a R_2 tak, aby daný blok představoval rozumnou zátěž pro předchozí stupeň. Simulací v prostředí PSpice bylo experimentálně zjištěno, že optimální rovnováhu mezi hloubkou regulace a vstupní impedancí zabezpečují hodnoty odporu $R_1 = 22 \text{ K}\Omega$, $R_2 = 4.3 \text{ K}\Omega$ a $R_n = 220 \text{ K}\Omega$.

V dalším kroku stanovíme přechodové kmitočty f_{d1max} a f_{d2max} dolní oblasti amplitudově-frekvenční charakteristiky. V krajních polohách regulátorů asymptota na Bodého grafu představeného na obr. A.4 má sklon 6 dB na oktávu, jedná se o vlastností zapojení, jež nelze ovlivnit. Z toho vyplývá, že přechodové kmitočty f_{d1max} a f_{d2max} jsou na sobě závislé, a stanovením jednoho z nich bude definována poloha druhého [11]. Vzhledem k tomu, že nejnižší frekvence ve spektru signálu kytary se rovná 82.4 Hz, je logické zvolit přechodový kmitočet f_{d2max} , kde plochá basová část amplitudově-frekvenční charakteristiky přechází do sklonu někde nad 100 Hz. Nalezneme vyhovující kapacitu kondenzátoru C_2 podle vzorce:

$$\begin{aligned} C_2 &= \frac{1}{2\pi \times (R_1 + R_2) \times f_{d2max}} \\ &= \frac{1}{2\pi \times (22 \times 10^3 + 4.3 \times 10^3) \times 100} \\ &= 60.5 \quad [nF]. \end{aligned} \tag{3.45}$$

Mezi foliovými kondenzátory pro použití v audio obvodech je nejbližší standardní hodnota 47 nF, při které $f_{d2max} \approx 130$ Hz. Vypočítáme frekvenci f_{d1max} , na níž se nachází druhý zlom asymptoty, po kterém se frekvence opět stává vodorovnou, pomocí vzorce [11]:

$$\begin{aligned}
f_{d1max} &= \frac{1}{2\pi \times R_2 \times C_2} \\
&= \frac{1}{2\pi \times 4.3 \times 10^3 \times 47 \times 10^{-9}} \\
&= 787.5 \quad [Hz].
\end{aligned} \tag{3.46}$$

Naneseme asymptoty červené barvy do Bodého grafu.

Stanovíme přechodové kmitočty f_{h1max} a f_{h2max} horní oblasti amplitudově-frekvenční charakteristiky. Pro f_{h1max} zvolíme frekvenci 1.5 kHz, co umožní mírný zásah do horní části tónového rozmezí kytary a regulaci hlavně obsahu v signálu vyšších harmonických složek. Kapacitu kondenzátoru C_3 pro zajištění $f_{h1max} = 1.5$ kHz spočteme podle vzorce [11]:

$$\begin{aligned}
C_3 &= \frac{R_2}{2\pi \times R_1 \times (R_1 + 2 \times R_2) \times f_{h1max}} \\
&= \frac{4.3 \times 10^3}{2\pi \times 22 \times 10^3 (22 \times 10^3 + 2 \times 4.3 \times 10^3) \times 1500} \\
&= 0.67 \quad [nF].
\end{aligned} \tag{3.47}$$

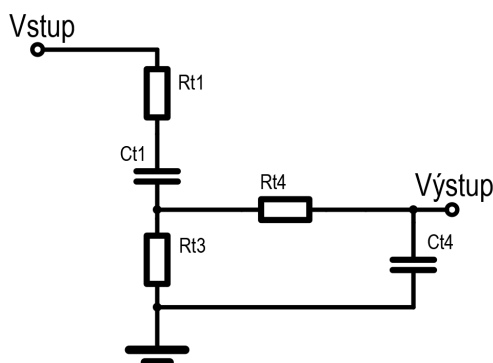
Zapojíme místo C_3 paralelně dva kondenzátory s kapacitami 0.47 nF a 0.22 nF, co ve výsledku dá hodnotu $C_3 = 0.69$ nF a přesune f_{h1max} při maximální poloze regulátorů na 1.47 kHz. Frekvenci f_{h2max} , na které se nachází druhý zlom asymptoty nalezneme pomocí vzorce [11]:

$$\begin{aligned}
f_{h2max} &= \frac{R_1 + R_2}{2\pi \times R_1 \times C_3 \times (R_1 + 2 \times R_2)} \\
&= \frac{22 \times 10^3 + 4.3 \times 10^3}{2\pi \times 22 \times 10^3 \times 0.47 \times 10^{-9} \times (22 \times 10^3 + 2 \times 4.3 \times 10^3)} \\
&= 7900 \quad [Hz].
\end{aligned} \tag{3.48}$$

Na obr. označíme A.4 modrou barvou frekvence f_{h1max} a f_{h2max} a nakreslíme asymptotu. Součtem dvou asymptot dostaneme výslednou asymptotu (vyznačenou fialově tečkovaně), která charakterizuje chování TK při maximální poloze regulátorů.

V následujícím kroku provedeme výpočty pro minimální polohu regulátorů. Při takových podmínkách kondenzátor C_2 je vyzkratován, a kondenzátor C_3 je vynechán z obvodu kvůli nekonečnému odporu potenciometru R_v . Ekvivalentní schéma takového stavu zapojení představená na obr. 3.18.

Ze schématu je zřejmé, že impedance tvořená sériovou kombinací R_1 a C_1 a odpor R_2 představují pro proměnný signál napěťový dělič, přičemž efektivní hodnota napětí na výstupu děliče je přímo úměrná kmitočtu. K výstupu děliče je připojen RC filtr dolní propusti tvořený odporem R_3 a kondenzátorem C_4 . Spočteme kapacitu C_4 , která by zajistila zlom asymptoty na kmitočtu rovnajícím se f_{d1max} podle vzorce [11]:



Obr. 3.18: Ekvivalentní schéma tónového korektoru při minimální poloze regulátorů.

$$\begin{aligned}
 C_4 &= \frac{1}{2\pi \times (R_1 + R_2) \times f_{d1max}} \\
 &= \frac{1}{2\pi \times (22 \times 10^3 + 4.3 \times 10^3) \times 787} \\
 &= 7.7 \quad [nF].
 \end{aligned} \tag{3.49}$$

Zaokrouhlíme C_4 na 10 nF, čím přesuneme zlom na frekvenci f_{d1min} 605 Hz. Hodnotu C_1 zajišťující zlomovou frekvencí f_{h1max} nalezneme jako [11]:

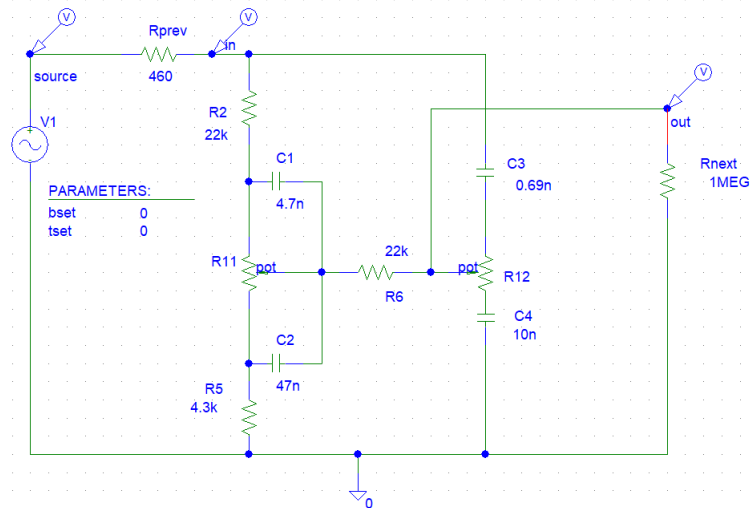
$$\begin{aligned}
 C_1 &= \frac{1}{2\pi \times (R_1 + R_2) \times f_{h1max}} \\
 &= \frac{1}{2\pi \times (22 \times 10^3 + 4.3 \times 10^3) \times 1500} \\
 &= 4 \quad [nF].
 \end{aligned} \tag{3.50}$$

Pro C_1 zvolíme hodnotu 4.7 nF, při které se zlomový kmitočet f_{h1min} rovná 1287.5 Hz a přidáme na diagram asymptoty, jež odpovídají danému stavu odvodu. Z Bodého diagramu na obr. A.4 je zřejmé, že při maximální poloze regulátoru bude centrální část amplitudově-frekvenční charakteristiky posunuta směrem nahoru. K posunu dochází z toho důvodu, že asymptota se sklonem +20 dB na dekádu nestíhá v rozmezí od 7.9 kHz do 1.47 kHz dosáhnout hodnoty -15 dB. Nicméně pro dodržení poloh zlomových kmitočtů musíme tento fakt akceptovat.

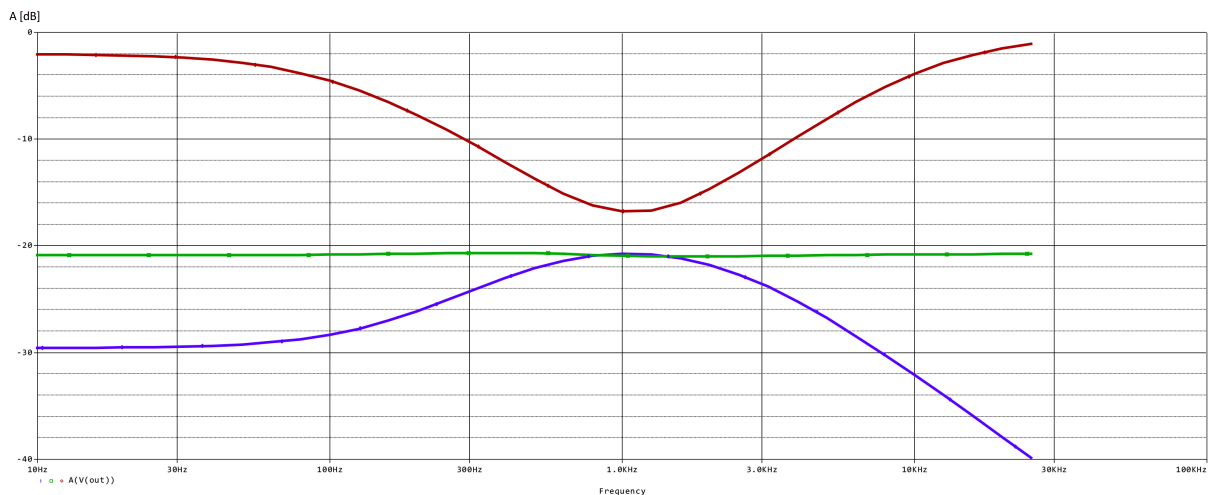
Naše výpočty ověříme simulací v prostředí PSpice.

Výsledné grafy přenosové charakteristiky jsou představené na obr. 3.20. Červená křivka odpovídá maximální poloze regulátorů, zelená představuje střední a modrá křivka polohu minimální. Z grafů je patrné, že chování obvodu při simulaci odpovídá našim předpokladům s výjimkou útlumu signálu při střední poloze regulátorů G, který se podle simulace rovná přibližně -21 dB. Pro další výpočty budeme používat hodnotu $G = -21$ dB.

Nakreslíme výsledné schéma tónového korektoru.



Obr. 3.19: Schéma tónového korektoru v grafickém prostředí PSpice schematics.

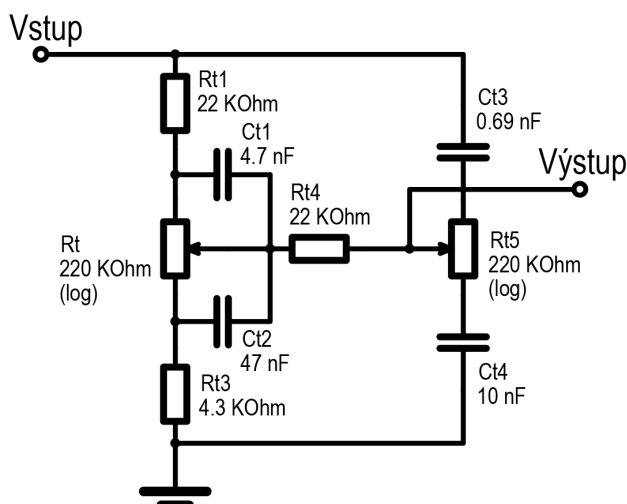


Obr. 3.20: Přenosová charakteristika tónového korektoru při různých polohách regulátorů.

3.2.9 Obecné poznámky k realizaci

Daná část obsahuje obecné připomínky k realizaci elektronkových zesilovačů, jako je volba typu rezistorů a kondenzátorů, pravidla montáže, uzemnění obvodů, umístění bloku na šasi atd.

Nejprve popíšeme výběr rezistorů. Při protékání rezistorem proudu se v něm generují různé typy šumu, hlavně tepelný, proudový a impulzní. Úroveň šumu přidávaného rezistory do signálu může být snížena správnou volbou materiálu a hodnot odporu. Tepelný šum rezistoru je přímo úměrný napětí na rezistoru a teplotě součástky, to znamená, že jeho úroveň může být snížena volbou menšího odporu a většího výkonu. Proudový šum se zvyšuje s hodnotou proudu přes odpor, z čehož vyplývá, že se v signálových řetězcích musíme snažit zajistit co nejmenší hodnoty proudu. Impulzní šum je podmíněn materiálem rezistoru: nejhorší parametry mají uhlíkové odpory, nejlepší naopak ty drátové, metal-



Obr. 3.21: Schéma tónového korektoru.

zované a metal-oxidové. Vzhledem k vysoké ceně a omezenému rozmezí hodnot odporu drátových rezistorů, budou k realizaci zesilovače použity metalizované a metal-oxidové rezistory.

Kondenzátory v daném zesilovači jsou dvojího typu: elektrolytické a foliové. Elektrolytické kondenzátory mají velké hodnoty kapacity ale zároveň jsou dostatečně nepřesné, a proto jejich použití ve zvukových řetězech není vhodné. Elektrolytické kondenzátory se použijí v těch částech obvodu, kde je zapotřebí velká kapacita, například v napájecím zdroji, ve filtrech anodového napětí a pro střídavé uzemnění katod. Vzhledem k poměrně vysoké chybě, typické pro elektrolytické kondenzátory, budou hodnoty jejich kapacit zvoleny s zásobou. V zvukových řetězech budou použity metalizované polyesterové kondenzátory s nízkou dielektrickou absorpcí v bezindukčním provedení značky Mallory s chybou 5 %.

Pro minimalizaci zvlnění anodového napětí při odběru proudu zesilovacími stupni budou do napájecího obvodu zapojeny mezi bloky zesilovače filtrační RC články. Jejich zlomový kmitočet se bude nacházet pod zvukovým pásmem a může být snížen volbou vyšší hodnoty odporu a kapacity. Je nutné vzít v potaz, že při protékání proudu na rezistoru každého RC článku bude se objevovat úbytek napětí, a tudíž se napájecí napětí každého dalšího zesilovacího bloku zmenší. V daném případě je rozumným řešením zmenšení hodnot odporů a zvýšení kapacity kondenzátoru. Pro naše účely byly zvoleny hodnoty odporu $R = 560 \Omega$ a kapacity $C = 47 \mu\text{F}$, které zajistí zlomový kmitočet 6 Hz.

Uzemnění zesilovacích bloků je realizováno pomocí sběrnice vytvořené z měděného drátu o průměru 1.51 mm. Sběrnice se spojuje s nulovým vodičem napájecího zdroje v

jednom bodě, který je stejně jako šasi zesilovače uzemněn.

Za účelem zmenšení průniku síťového brumu do signálových řetězů jsou nejcitlivější vstupní kaskády předzesilovače umístěny v maximální vzdálenosti od výkonového transformátoru. Usměrnovací můstky jsou umístěny co nejbliž k jeho svorkám. Výstupní transformátor otáčen tak, aby byla osa jeho magnetického jádra kolmá na osu jádra výkonového transformátoru.

Rozmístění bloků předzesilovače zvoleno tak, aby byla délka vodičů signálových řetězů minimální. Pro zmenšení průniku vnějších signálů do obvodu jsou vstupní elektronky zakryty hliníkovými pouzdry spojenými se šasi zesilovače.

Tímto vývoj zesilovače je ukončen. Výsledné schéma celého zapojení je představeno v příloze A.3 na obr. A.5. Nyní realizujeme fyzické zapojení a zesilovač připravíme k měření.

4

Měření parametru realizovaného zesilovače

V této kapitole bude popsán návrh a postup měření dalších parametrů realizovaného zesilovače:

- pracovní frekvenční pásmo;
- vstupní impedance;
- výstupní výkon ;
- koeficient nelineárních zkreslení;
- poměr sinal-šum;

Výsledky měření budou představeny ve formě tabulek a grafů a na jejich základě budou ohodnoceny skutečné parametry postaveného zařízení.

4.1 Postup měření

Měření zesilovače musí probíhat za určitých podmínek stanovených normou ČSN EN 60268-3, která se jmenují "standardní měřicí podmínky". Splnění těchto podmínek zajišťuje práci zařízení ve správném režimu a odečtení během měření nominálních hodnot jeho parametrů. Standardní měřicí podmínky se dosahují přiváděním zesilovače k nominálním provozním podmínkám a redukcí amplitudy vstupního signálu do úrovně -10 dB vzhledem k nominální [12].

Stanovíme provozní podmínky realizovaného zesilovače podle ČSN EN 60268-3 [12]:

- Napájení proměnným sinusovým napětím 220-240 V RMS s kmitočtem 50-60 Hz;
- Ke vstupním svorkám připojen zdroj sinusového signálu s efektivní hodnotou napětí $U_{in} = 78 \text{ mV}$, odpovídající nominálnímu vstupnímu napětí zesilovače a frekvencí 1 kHz;

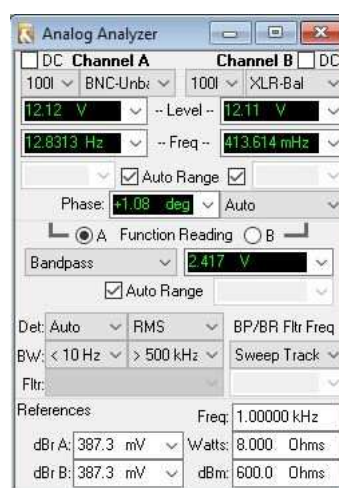
- K výstupním svorkám připojená ohmická zátěž R_{load} hodnotou 16Ω , odpovídající nominální zátěže zesilovače;
- Regulátor hlasitosti nastaven tak, aby na nominální zátěži připojené k výstupu zesilovače se objevilo nominální výstupní napětí;
- Regulátory tónového korektoru jsou v poloze, která odpovídá maximálně ploché amplitudové-frekvenční odezvě. V daném případě oba regulátory musí být ve střední pozici.

4.1.1 Měření pracovního frekvenčního pásma zesilovače

Pojem "Pracovní frekvenční pásmo" definuje rozmezí kmitočtů ve kterém výstupní výkon zesilovače zůstává nad úrovní -3 dB vzhledem k nominální hodnotě výstupního výkonu. Pracovní frekvenční pásmo může být odečteno z frekvenční odezvy zesilovače, která může být změřena pomocí voltmetrů nebo osciloskopu. V daném případě měření bude provedeno pomocí přístroje Audio Precision 2722.

Postup měření:

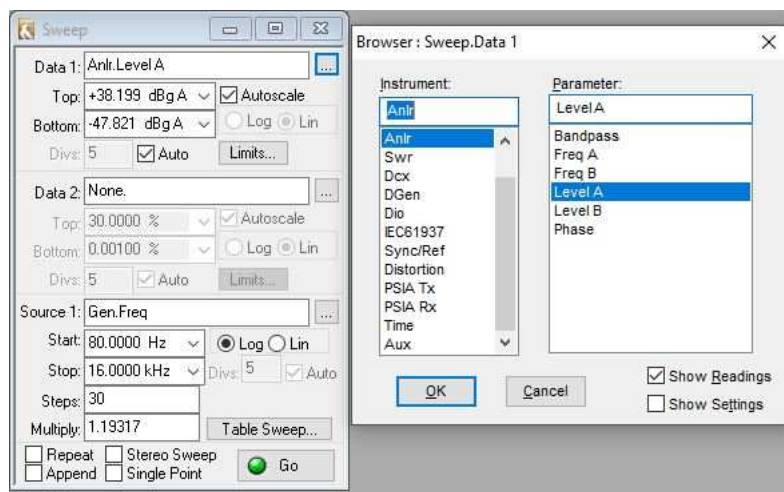
- Zesilovač se přivádí k standardním měřicím podmínkám, na vstup se připojuje nominální ohmická zátěž, na vstup - zdroj sinusového signálu amplitudou -10 dB vzhledem k nominální. V daném případě zdrojem signálu je generátor přístroje AP 2722
- Svorky zátěže se připojují k analogovému vstupu přístroje AP 2722.
- Pomocí programového prostředí AP2700 se nastavuje analogový analyzátor. Panel analogového analyzátoru otevřeme z hlavního menu "Panels" > "Analog analyzer".



Obr. 4.1: Panel "Analog analyzer".

V horní části otevřeného okna vybereme ze seznamu hodnotu vstupního odporu $100 \text{ K}\Omega$, typ konektoru - "BNC-Unbalanced" (obr. 4.1).

- Provedeme nastavení analogového generátoru podle postupu z předchozího měření.
- Na panelu "Sweep" v bloku "Data 1" jako zdroj dat zvolíme nastroj "Anlr" a jeho parametr "Level A" (obr 4.2 vpravo).



Obr. 4.2: Panely "Sweep" a "Sweep source".

Na panelu "Sweep" ze seznamů "Top" nebo "Bottom" vybereme bod "dBg A", čím definujeme, že úroveň výstupního signálu bude zobrazena v decibelech vzhledem k hodnotě na výstupu generátoru AP2722. Zaškrtneme checkbox "Autoscale"

Blok "Source 1" nastavíme podle návodu z předchozího měření za výjimkou parametrů "Start" a "Stop", které nastavíme na 20 Hz a 20 kHz. Spustíme měření tlačítkem "Go". Vykreslený graf uložíme.

- Z výsledného grafu odečteme kmitočty při kterých utlum výstupního signálu vzhledem k úrovni na referenčním kmitočtu dosahuje -3 dB, frekvenční rozmezí mezi těmito body budeme považovat za pracovní frekvenční pásmo zesilovače.

4.1.2 Měření vstupní impedance zesilovače

Vstupní impedance zesilovače se měří mezi vstupními svorkami. Měření se může provádět jak při standardních podmínkách stanovených ČSN-EN 60268-3 tak i při odlišných od referenční frekvencích, stanovených [12]. Z nabízených v ČSN EN 60268-3 metod měření vstupní impedance zvolíme metodu s použitím předřadného odporu na výstupu zdroje. V daném případě měření se bude provádět na frekvencích $f_1 = 20$ Hz a $f_2 = 1$ kHz. Při vyšších kmitočtech velkou roli začíná hrát parazitní kapacita vodičů mezi výstupem měřicího přístroje a vstupem zesilovače, co způsobuje zkreslení výsledků měření.

Postup měření:

- Zesilovač se přivádí k standardním měřicím podmínkám.

- Mezi výstupem generátoru signálu a vstupem zesilovače se sériově zapojuje rezistor známe hodnoty, která musí být aspoň o jeden řád větší než předpokládaná hodnota vstupní impedance zesilovače [12]. V daném případě očekáváme hodnotu $Z_{in} = 1 \text{ M}\Omega$ pro stejnosměrný signál a její pokles s růstem kmitočtu, z čeho můžeme stanovit, že nejmenší vhodnou hodnotou předřadného odporu je $10 \text{ M}\Omega$.
- Napětí na výstupu generátoru se nastavuje tak, aby na vstupu zesilovače se objevil signál s efektivní hodnotou napětí odpovídající standardním měřicím podmínkám (-10 dB vzhledem k nominální hodnotě U_{in}).
- Napětí na výstupu generátoru a vstupu zesilovače se měří milivoltmetrem, odpor kterého je minimálně o jeden řád vyšší než předpokládaná vstupní impedance zesilovače.
- Vstupní impedance zesilovače se vypočítá na základě rozdílu efektivních hodnot napětí a výstupu generátoru a vstupu zesilovače (před a po předřadném rezistoru).

4.1.3 Měření výstupního výkonu zesilovače

Výstupní výkon se vypočítá na základě efektivní hodnoty napětí na odporu, připojeném mezi výstupními svorkami zesilovače hodnota kterého se rovná hodnotě nominální zátěže zesilovače. Hodnota výkonu se vypočta podle vzorku:

$$P_{out} = \frac{U_{out}^2}{R_{load}} \quad [W] \quad (4.1)$$

kde P_{out} je výstupní výkon zesilovače,

U_{out} - omezené zkreslením napětí na nominální zátěži připojené k výstupu zesilovače,

R_{load} - nominální ohmická zátěž připojená k výstupním svorkám zesilovače.

Koeficient harmonických zkreslení se měří pomocí spektrálního analyzátoru (Proces měření harmonických zkreslení bude popsán v dalším bodě). Výsledné hodnoty se můžou vyjadřovat ve wattch nebo v dBW.

Pokud daná charakteristika se měří jen pro jeden kmitočet, tento kmitočet musí se rovnat standardnímu referenčnímu kmitočtu $f_{ref} = 1 \text{ kHz}$ [12].

Postup měření:

- Zesilovač se přivádí k standardním měřicím podmínkám, na vystup se připojuje nominální ohmická zátěž a spektrální analyzátor, na vstup - zdroj sinusového signálu s amplitudou -10 dB vzhledem k nominální.
- Zesilovač funguje při daných podmínkách minimálně 60 sekund, potom zdroj signálu se nastavuje tak, aby na výstupu zesilovače se objevili nominální nelineární zkreslení;
- Změřené na zátěži napětí U_{out} se považuje za omezené zkreslením výstupní napětí;

- Výstupní výkon se vypočta podle vzorku 4.1;
- Měření může být opakováno pro jiné frekvence vstupního signálu.

4.1.4 Měření koeficientu nelineárního zkreslení zesilovače

Pojem "Koeficient celkového harmonického zkreslení" definuje obsah vyšších harmonických složek ve výstupním signálu zesilovače vzhledem k hodnotě základního tonu vyjádřený v procentech nebo decibelech. Pro vyjádření v procentech může být použit vzorec:

$$D_{tot} = \frac{U'_{out}}{U_{outbase}} \times 100\% \quad [\%], \quad (4.2)$$

kde D_{tot} - koeficient celkových harmonických zkreslení,

U'_{out} - sumární napětí, generované na zátěži vyššími harmonickými složkami výstupního signálu,

$U_{outbase}$ - hodnota napětí základní frekvence.

Pro výpočet v decibelech používá se vzorec:

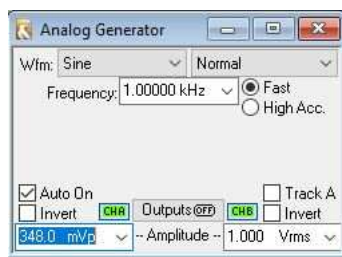
$$L_{Dtot} = 20 \log_{10} \left(\frac{U'_{out}}{U_{outbase}} \right) \quad [dB], \quad (4.3)$$

kde L_{Dtot} - koeficient celkových harmonických zkreslení vyjádřený v decibelech.

Měření THD bude provedeno pro rozsah vstupního napětí od 0 do 1 V při regulátoru hlasitosti v maximální poloze. Výsledek bude představen ve formě grafu závislosti THD na výstupním výkonu zesilovače.

V daném případě místo postupu stanoveného v ČSN-EN 60268-3 bude použit analyzátor harmonických zkreslení přístroje Audio Precision 2722 a postup, popsáný v jeho návodu.

- Zesilovač se přivádí k standardním měřicím podmínkám, na vystup se připojuje nominální ohmická zátěž, na vstup - zdroj sinusového signálu. Úroveň nelineárních zkreslení zdroje signálu musí být minimálně o 10 dB menší než nejnižší předpokládaná úroveň měřených hodnot. V daném případě zdrojem signálu slouží generátor AP 2722.
- Svorky zátěže se připojují k analogovému vstupu přístroje AP 2722.
- Pomocí programového prostředí AP2700 se nastavuje analyzátor harmonických zkreslení. Nejprve otevřeme panel digitálního analyzátoru volbou v hlavním menu "Panels" > "Analog analyzer". V otevřeném okně v pole vlevo dole vybereme "THD+N".



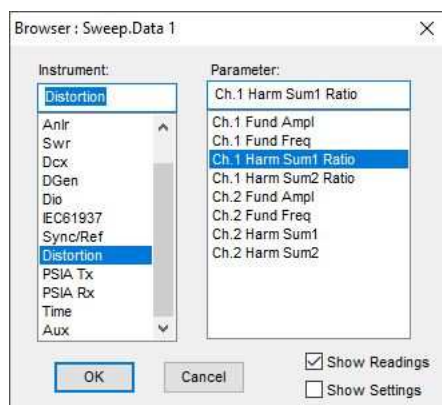
Obr. 4.3: Panel "Analog generator".

- Nastavíme generátor signálu. V hlavním menu klikneme na "Panels" > "Analog Generator".

V otevřeném okně ze seznamu "Wfm" vybereme "Sine", "Normal", zaškrtneme "Auto On" pro automatické spuštění generátoru při začátku měření.

- Posledním krokem je nastavení parametrů výsledných grafu, které se provádí na panelu "Sweep". Otevřeme ho z hlavního menu: "Sweep" > "Show Sweep Panel".

V blocích "Data 1" a "Data 2" vybereme jako zdroj dat nastroj "Distortion" a jeho parametry "Ch.1 Harm Sum1 Ratio" pro "Data 1" a "Ch.2 Harm Sum1 Ratio" pro "Data 2" (obr 4.4).

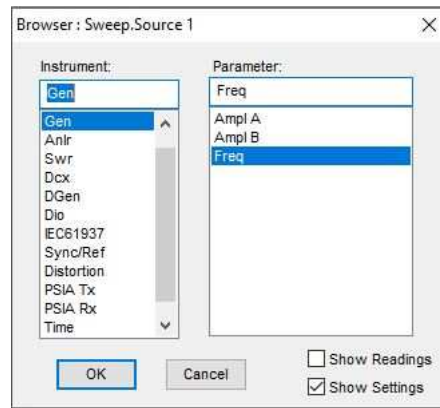


Obr. 4.4: Panel "Sweep data".

Ze seznamů "Top" a "Bottom" vybereme vyjádření v procentech a nastavíme horní mez na 30 %, dolní - na 0.001 %. Pro jistotu můžeme zaškrtnout checkbox "Autoscale", měřítko pro vertikální osu zvolíme lineární.

V bloku "Source" jako zdroj dat vybereme nastroj "Gen" a jeho parametr "Ampl A" (obr. 4.5).

Škalu uděláme logaritmickou, počet kroku může být zvýšen libovolně (zvětšíme pro lepší přehlednost grafů). Do pole "Start" dosadíme 0 V RMS, do pole "Stop" 1 V RMS a spustíme měření tlačítkem "Go". Vykreslené grafy uložíme.



Obr. 4.5: Panel "Sweep source".

4.1.5 Měření poměru signál-šum

Poměr signál-šum (Signal-noise ratio, SNR) definuje poměr nominálního výstupního napětí vzhledem k sumárnímu napětí generovanému na zátěži různými šumovými složkami výstupního signálu.

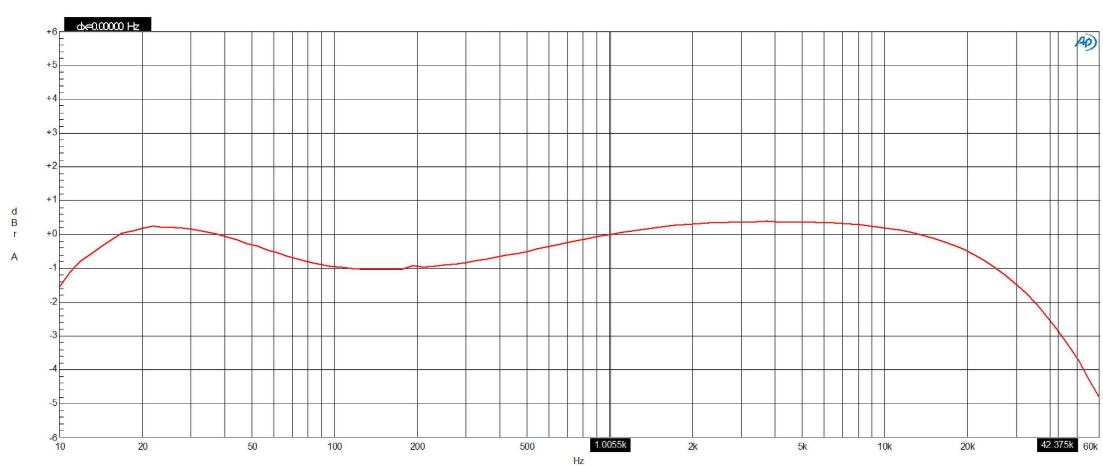
Postup měření:

- Zesilovač se přivádí k standardním měřicím podmínkám, na výstup se připojuje nominální ohmická zátěž, regulátor hlasitosti je v maximální poloze.
- Vstupní svorky se zkratují.
- Výstupní svorky zesilovače se připojenou k analogovému vstupu přístroje AP2722 paralelně se zátěží.
- Pro analogový analyzátor vybereme A vahovaný filtr.
- Odečteme hodnotu napětí generovaného na zátěži šumovými složkami signálu v decibelech z panelu "Analog analyzer".
- Opakujeme měření pro signál na vstupu s amplitudou, odpovídající standardním měřicím podmínkám (-10 dB_r) a pro nominální hodnotu vstupního signálu $U_{in} = 78 \text{ mV}$.
- Nastavení regulátoru všech parametru zesilovače musí být stanovené ve výsledcích měření

4.2 Výsledky měření, hodnocení parametrů zesilovače na základě výsledků

4.2.1 Pracovní frekvenční pásmo zesilovače

Na obr. 4.6 je představena amplitudově-frekvenční charakteristika zesilovače při střední poloze regulátorů tónového korektoru.



Obr. 4.6: Amplitudově-frekvenční charakteristika zesilovače při střední poloze regulátorů tónového korektoru.

Z grafu je zřejmé, že se dolní mez pracovního frekvenčního pásma zesilovače omezeného útlumem -3 dB vzhledem k referenční frekvenci o hodnotě 1 kHz nachází pod 10 Hz. Horní mez je na kmitočtu 43 kHz. Výhodou vysoké frekvence horní meze frekvenčního pásma je fakt, že se fázové zkreslení výstupního signálu vznikající při přiblížení ke zlomovému kmitočtu začíná objevovat nad hranicí lidského vjemu. Nerovnoměrnost amplitudově frekvenční charakteristiky v pracovním pásmu je menší než 1.5 dB (-1 dB okolo 140 Hz, téměř $+0.5$ dB na 4 kHz), což je uspokojivým výsledkem. Na základě daných výsledků považujeme požadavek na pracovní frekvenční pásmo zesilovače (40 Hz - 16 kHz) za splněný.

4.2.2 Vstupní impedance zesilovače

Měřením pomocí ohmmetru byla nalezená hodnota odporu mřížkového rezistoru vstupní kaskády $R_{in} = 1.007$ M Ω a odpor předřadného rezistoru zapojeného mezi výstupem generátoru a vstupem zesilovače $R_p = 10.09$ M Ω . Při měření vstupní impedance s frekvencí signálu 20 Hz se efektivní napětí na výstupních svorkách generátoru $U_{out-gen}$ rovnalo 397.1 mV, napětí na vstupu zesilovače $U_{in} = 85.09$ mV. Při frekvenci signálu 1 kHz $U_{out-gen} = 390.2$ mV, $U_{in} = 85.19$ mV. Hodnoty Z_{in} můžou být spočítány pomocí vzorce:

$$Z_{in} = \frac{U_{in} \times R_p}{U_{out-gen} - U_{in}} \quad [\Omega] \quad (4.4)$$

Výsledky výpočtů pro oba měření ukazují, že hodnota Z_{in} se nachází kolem $3\text{ M}\Omega$, což, s přihlédnutím k hodnotě mřížkového rezistoru vstupní kaskády $R_{in} = 1.007\text{ M}\Omega$ nemůže odpovídat skutečnosti. Nejpravděpodobnější příčinou zkreslení výsledků měření je rušení přidané zemní smyčkou, vytvořenou uzemňovacími obvody zesilovače a měřicího přístroje.

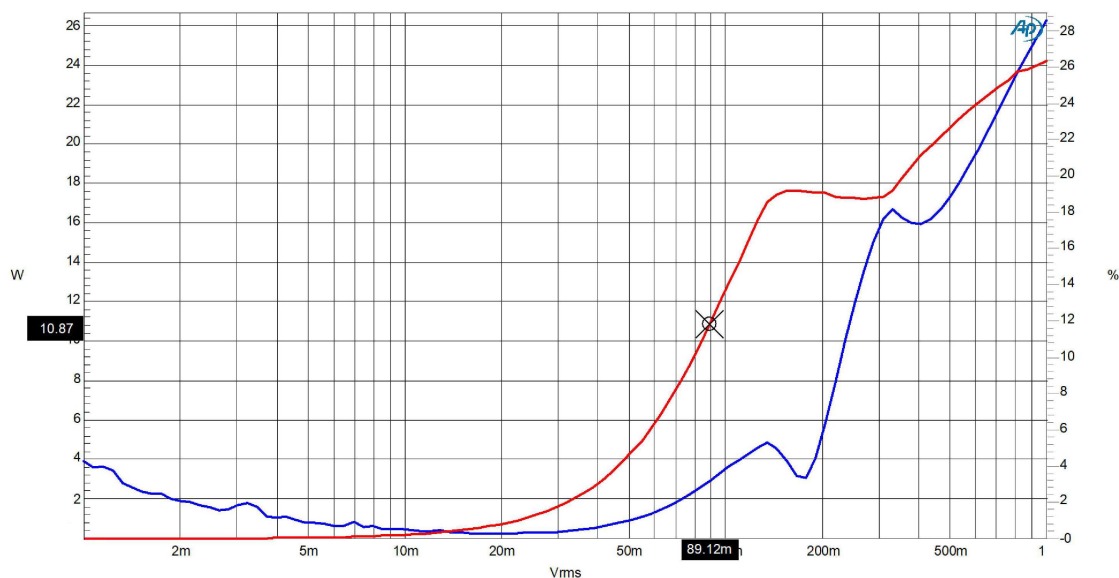
Měření pomocí odolného proti daného typu rušení RLCG metru "Tesla BM 595" provedené při kmitočtu vstupního signálu 1 kHz ukázalo hodnotu $Z_{in} = 902.5\text{ K}\Omega$ a $C'_{in} = 52.96\text{ pF}$. Parazitní kapacita konektoru a vodičů mezi výstupem RLCG metru a vstupem zesilovače změřená tím samým přístrojem $C_+ = 12.58\text{ pF}$. Vstupní kapacitu zesilovače spočteme jako:

$$\begin{aligned} C_{in} &= C'_{in} - C_+ \\ &= 40.38 \quad [pF] \end{aligned} \quad (4.5)$$

Výsledky výpočtů ukazují, že hodnota vstupní kapacity zesilovače je vzhledem k požadavkům ve převýšená. Příčinou toho částečně je parazitní kapacita vstupního konektoru a stíněných montážních vodičů uvnitř zesilovače.

4.2.3 Koeficient nelineárního zkreslení zesilovače

Na obr. 4.7 je představen graf závislosti koeficientu celkového harmonického zkreslení (modrá křivka) na výstupním výkonu zesilovače (červená křivka). Při nominálním výkonu na výstupu $P_{out} = 10\text{ W}$ se THD+N rovná 3% . S přihlédnutím k požadavku na $\text{THD+N} \leq 5\%$, považujeme daný bod za splněný.



Obr. 4.7: Graf závislosti výstupního výkonu zesilovače na efektivní hodnotě napětí vstupního signálu a závislosti koeficientu celkového harmonického zkreslení na výstupním výkonu zesilovače.

4.2.4 Výstupní výkon zesilovače

Z obr. 4.7 vyplývá, že maximální výstupní výkon zesilovače omezený požadavkem na maximální hodnotu koeficientu celkového harmonického zkreslení $\text{THD+N} = 5\%$ se rovná přibližně 17 W. Požadavek na výstupní výkon zesilovače $P_{out} = 10$ W považujeme za splněný.

4.2.5 Poměr signál-šum

Hodnota SNR odečtená pomocí přístroje Audio Precision 2722 se rovná 70 dB při zkratovaných vstupních svorkách zesilovače, 70 dB při vstupním signálu odpovídajícím standardním měřicím podmínkám a 80 dB při nominálním efektivním napětí signálu na vstupu. Parametr SNR zesilovače podle ČSN EN 60268-3 [12] musí být ohodnocen na základě výsledku měření se zkratovanými vstupními svorkami. Hodnota SNR získaná během měření se od hodnoty stanovené požadavkem ($\text{SNR} \leq 86$ dB) liší o 16 dB, což znamená, že úroveň šumu je převyšena. Při práci zesilovače je z reproduktoru slyšitelný nízkofrekvenční síťový brum, jehož hladina se nemění při jakýchkoliv polohách regulátorů hlasitosti a tónového korektoru, což svědčí o tom, že tento šum se přidává do obvodu po regulátoru hlasitosti. Odpojení vodičů žhavicích obvodů předzesilovače a koncového stupně od svorek transformátoru během práce zesilovače nevyvolalo okamžité zmenšení hlasitosti brumu, což znamená, že napájení žhavicích elementů elektronek proměnným proudem není příčinou vzniku daného šumu. Další příčinou může být pulzace napájecího napětí stínících mřížek výstupních pentod, což v našem případě je málo pravděpodobné, protože se k napájení stanicích mřížek používá samostatné vinutí výkonového transformátoru a usměrněné napětí se filtruje kondenzátorem s dostatečně velkou kapacitou ($330 \mu\text{F}$). Při zvoleném napětí na stanicích mřížkách, menším než anodové o 25 V, jejich proud je nedostatečný pro rychlé vybití takové kapacity. Při zvoleném napětí na stanicích mřížkách, které je menší než anodové napětí o hodnotě 25 V, není jejich proud dostatečně vysoký pro rychlé vybití takové kapacity. Měření pomocí osciloskopu ukázalo, že amplituda zvlnění napětí na stínících mřížkách nepřevyšuje v klidovém stavu 5 mV. Domníváme se tedy, že nejpravděpodobnější příčinou vzniku síťového brumu na výstupu zesilovače je indukční vazba výkonového a výstupního transformátorů. Potvrzením daného předpokladu je přítomnost brumu při práci zesilovače bez výstupních pentod. Tento problém může být vyřešen použitím stínících pouzder transformátorů.

4.2.6 Hodnocení parametrů zesilovače na základě výsledků měření

Měření ukazují, že postavený zesilovač odpovídá všem požadavkům kladeným před začátkem jeho vývoje s výjimkou poměru signál-šum a vstupní kapacity. Nicméně realizované zařízení můžeme považovat za vhodné k použití.

5

Detailní kalkulace nákladů na realizaci zesilovače

V následující kapitole bude provedena detailní cenová kalkulace nákladů na realizaci celého zařízení. Seznam komponentů, ze kterých se zesilovač skládá, bude představen ve formě tabulek obsahujících krátkou specifikaci každé součástky, její označení na schématu a cenu vyjádřenou v českých korunách. Pro výpočet nákladů byli použitý maloobchodní ceny.

Před začátkem kalkulací je nutné poznamenat, že oba transformátory použité pro realizaci zesilovače byly vyrobeny svépomocí, což významně snížilo náklady. Nicméně pro výpočet celkových nákladů budeme kalkulovat s cenami jejich obdobných variant dostupných na trhu. Jako šasi pro daný zesilovač byl použit základní rám jiného zařízení. K výpočtu nákladů na realizaci zesilovače bude vybrána konstrukce šasi, jež je na trhu volně dostupná. Začneme výpočtem ceny napájecího zdroje. Dostatečně blízkým analogem výkonového transformátoru použitého v daném zesilovači je Edcor XPWR213, který má primární vinutí dimenzované na 240 V proměnného napětí a tři sekundární: 230 V pro anodové napětí, 12.6 V/0.5 A pro žhavení dvojitých triod a 6.3 V/3.5 A pro žhavicí obvody výkonového stupně. Jeho cena je 1 300 CZK. Seznam prvků napájecího zdroje zesilovače a jejich cenu nalezneme příloze A.4. Celkové náklady na realizaci napájecího zdroje jsou 2 140 CZK při uvážení výkonového transformátoru a 840 CZK tohoto transformátoru.

Parametry dostatečně blízké k parametrům výstupního transformátoru použitého v zesilovači splňují Hammond 1615 (4 300 CZK) a Edcor GXPP10-5K (970 CZK). Oba mají impedance primárního vinutí rovnající se $5\text{ k}\Omega$. Výstupní výkon Hammondu je 15 W, Edcor má hodnotu $P_{out} = 10\text{ W}$. Dalšími vhodnými transformátory pro dané zapojení jsou Hammond 1608 za 3 875 CZK a Edcor CXPP10-8K za 1 180 CZK, které mají větší impedance primárního vinutí. Pro výpočet použijeme transformátor Edcor GXPP10-5K, který má nejnižší cenu. Seznam prvků zesilovače a jejich cenu uvádíme v příloze A.5. Náklady na realizaci zesilovače bez šasi při uvážení výstupního transformátoru se rovnají částce 4 835 CZK a 3 865 CZK bez výstupního transformátoru.

Ceny vyhovující konstrukce na šasi (s třemi otvory pro patice noval a dvěma pro oktál)

se na prodejní platformě Ebay nachází v rozmezí od 950 do 1 900 CZK, cena výroby šasi na objednávku se pohybuje okolo 3 000 CZK. Pro výpočty použijeme nejlevnější variantu. Výsledné sumární náklady na realizaci celého zařízení se rovnají 7 925 CZK, v našem případě je však částka nižší, a to 4 705 CZK. Pro srovnání uvádíme ceny kytarových zesilovačů srovnatelného výkonu: 10 630 CZK za Egnater Tweaker 15, 17 835 CZK za Orange OR 15, 15 236 CZK za PRS MT 15 a 10 040 CZK za Fender Super Champ X2.

6

Závěr

V první kapitole práce byly stanoveny požadavky kladené na technické parametry kytarového zesilovače. V druhé kapitole byl podrobně popsán proces vývoje všech bloků zesilovače včetně napájecího zdroje, bloku efektu a tónového korektoru. Popis procesu vývoje byl doplněn o obecné poznámky k realizaci zařízení. Třetí část se věnovala vypracování postupu měření parametrů stanovených na začátku práce podle normy ČSN EN 60268-3. Měření postaveného zesilovače byla provedena dle jednotlivých kroků popsaných v kapitole o postupu, posléze byly získané výsledky dále zpracovány a na jejich základě ohodnoceny technické charakteristiky zesilovače, v neposlední řadě také došlo k rozhodnutí o splnění či nesplnění kladených požadavků. Závěrečná kapitola se věnuje detailní cenové kalkulaci nákladů na realizaci zesilovače. Výsledky měření potvrzují, že všechny stanovené nároky kromě požadavků na poměr signál-šum a vstupní kapacitu zesilovače byly splněny. Postup diagnostiky příčiny nesplnění požadavku na SNR a možný způsob řešení problému byly v práci popsány. Na základě daných výsledků považujeme všechny body zadaní za splněné, bod č. 2 považujeme za splněný s dosažením horších výsledků.

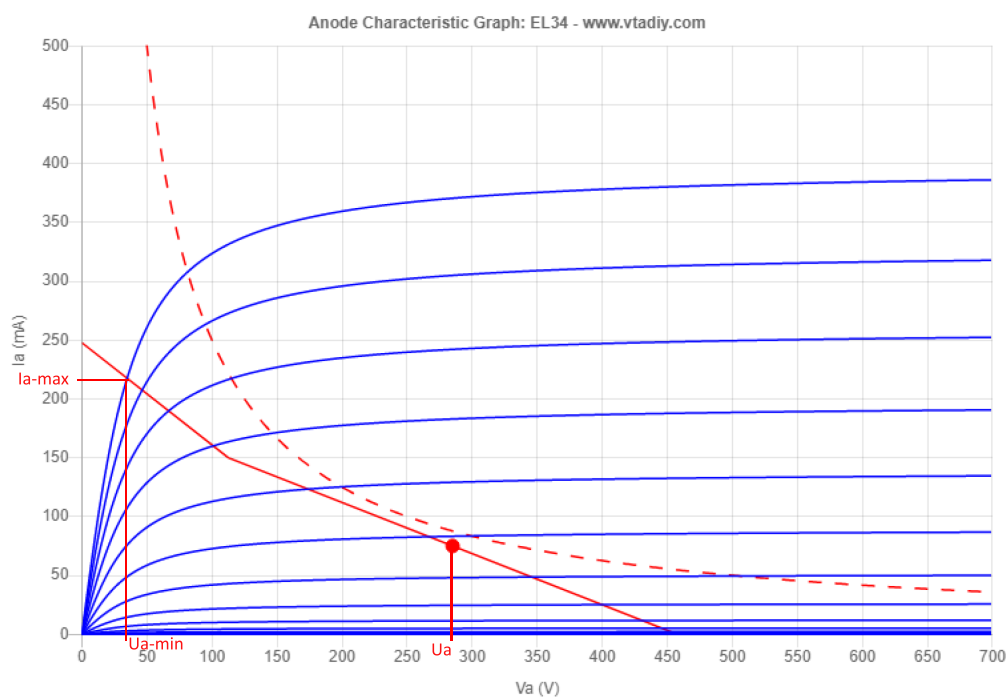
Literatura

- [1] *National Institute for Occupational Safety and Health*. In: [cdc.gov/](https://www.cdc.gov/) [online]. 2018. Dostupné z: <https://www.cdc.gov/niosh/topics/noise/infographic-noiselevels.html>.
- [2] NEWELL, Paul, 2008. *Recording studio design. Second edition*. Burlington: Focal Press. ISBN 978-0-240-52086-5.
- [3] MORGAN, Jones, 2003. *Valve amplifiers. Third edition*. Burlington: Elsevier. ISBN 0-7-506-56948.
- [4] *The Push-Pull Power Output Stage*. In: [valvewizard.co.uk/](http://www.valvewizard.co.uk/) [online]. Dostupné z: <http://www.valvewizard.co.uk/pp.html>.
- [5] *Grid-Stoppers and Miller Capacitance*. In: [valvewizard.co.uk/](http://www.valvewizard.co.uk/) [online]. Dostupné z: <http://www.valvewizard.co.uk/gridstopper.html>.
- [6] *Loadline calculator for power stages with reactive load*. In: www.vtadiy.com/ [online]. Dostupné z: <http://www.vtadiy.com/loadline-calculators/power-stage-calculator/>.
- [7] *Heater / Filament Supplies*. In: [valvewizard.co.uk/](http://www.valvewizard.co.uk/) [online]. Dostupné z: <http://www.valvewizard.co.uk/heater.html>.
- [8] BLENCOWE, Merlin, 2012. *Designing Valve Preamps for Guitar and Bass, Second Edition* Wem Publishing. ISBN 978-0-9561545-2-1.
- [9] *The AC-Coupled Cathode Follower*. In: [valvewizard.co.uk/](http://www.valvewizard.co.uk/) [online]. Dostupné z: <http://www.valvewizard.co.uk/accf.html>.
- [10] *James tone stack analysis*. In: [ampbooks.com/](https://www.ampbooks.com/) [online]. Dostupné z: <https://www.ampbooks.com/mobile/amp-technology/james-tonestack-analysis/>.
- [11] *James tone stack design*. In: [ampbooks.com/](https://www.ampbooks.com/) [online]. Dostupné z: <https://www.ampbooks.com/mobile/amp-technology/james-tonestack-synthesis/>.
- [12] ČSN EN 60268-3. ČSN EN 60268-3, 2001.

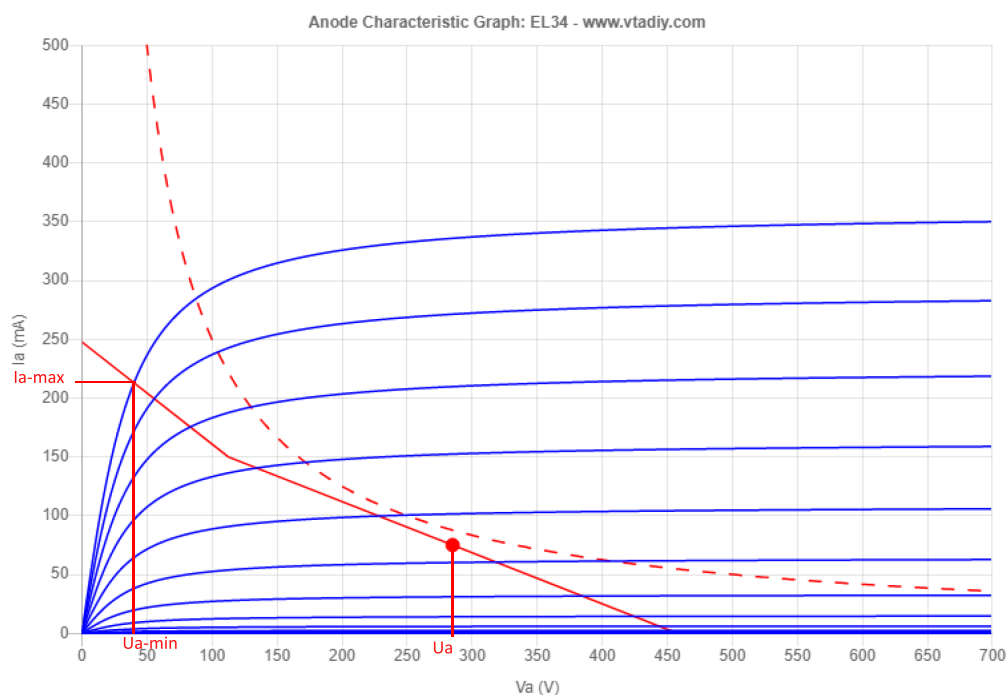
Příloha A

Výsledky simulací, výpočtů a měření

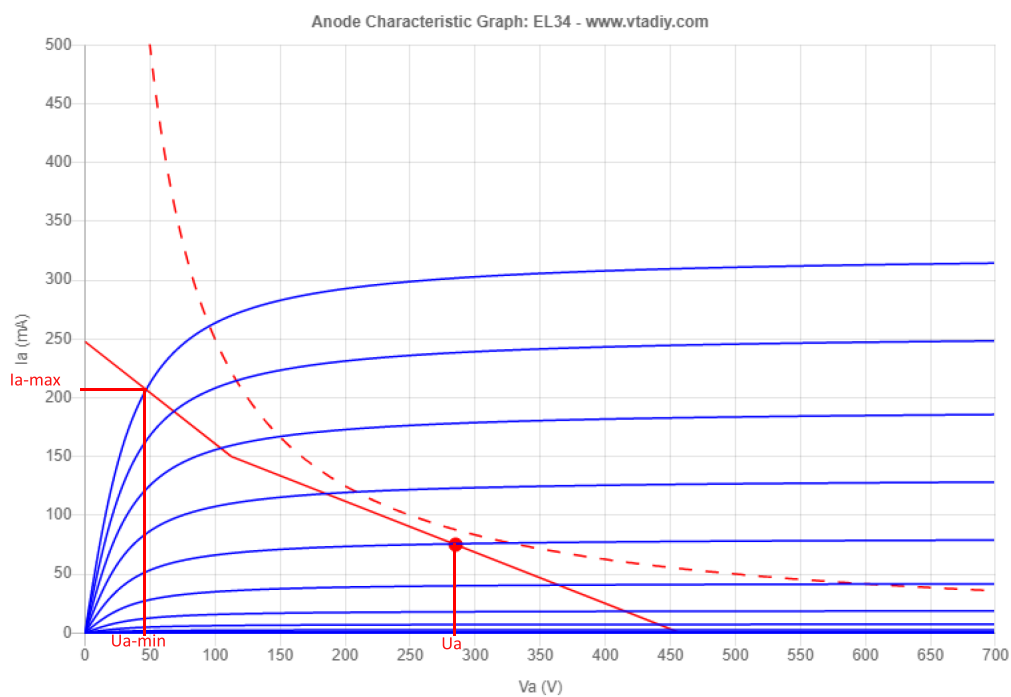
A.1 Porovnání mřížkových charakteristik pentody EL34 při různých hodnotách napětí na stínící mřížce



Obr. A.1: Mřížková charakteristika a zátěžová přímka pentody EL34 pro $U_a = 285$ V a $U_{g-sc} = 310$ V

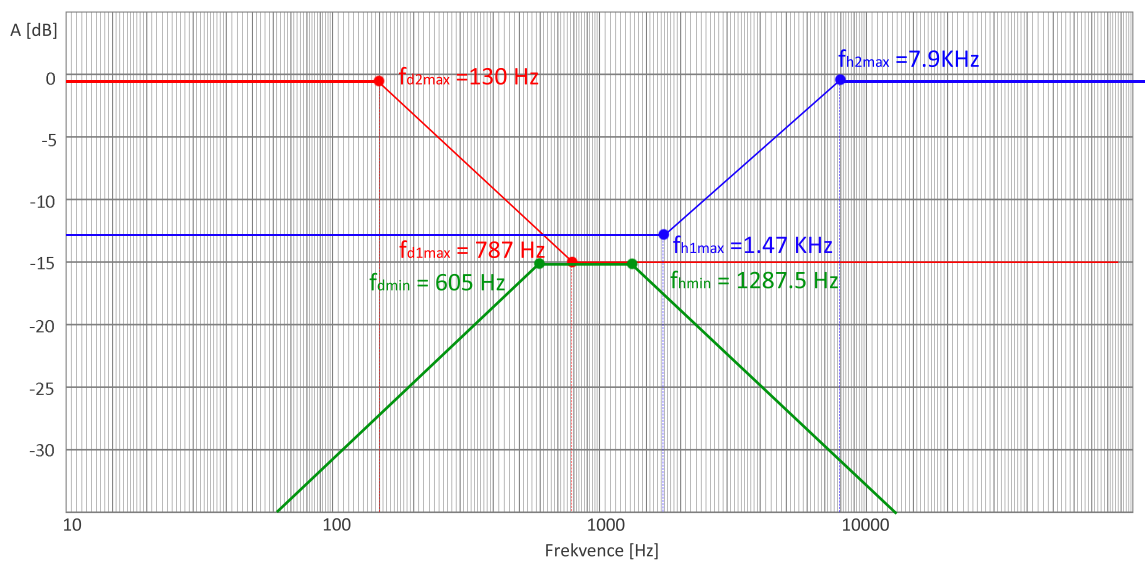


Obr. A.2: Mřížková charakteristika a zátěžová přímka pentody EL34 pro $U_a = 285$ V a $U_{g-sc} = 285$ V



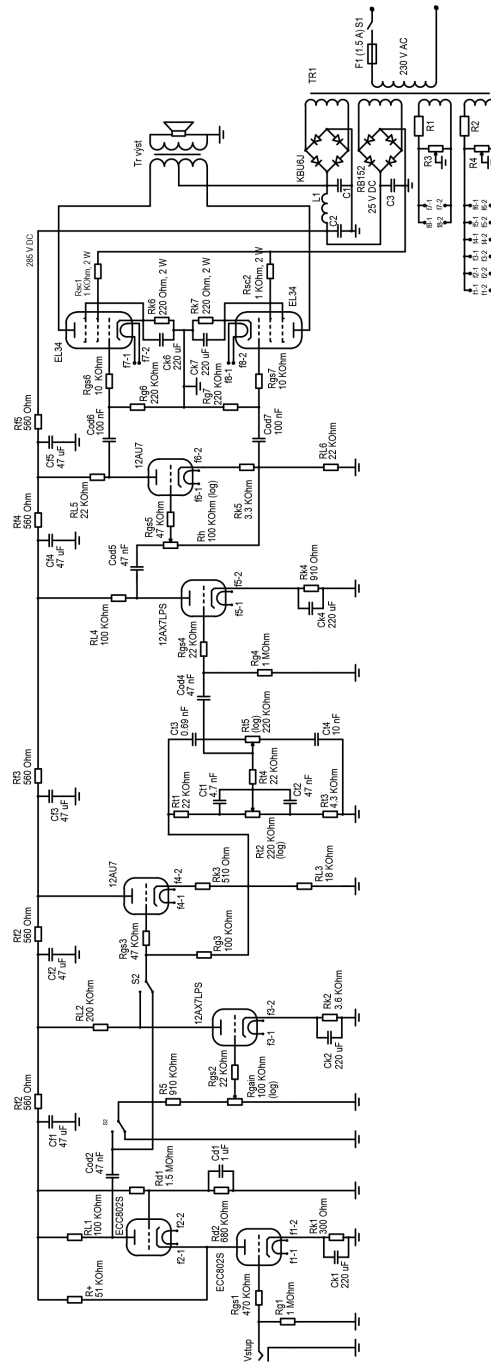
Obr. A.3: Mřížková charakteristika a zátěžová přímka pentody EL34 pro $U_a = 285$ V a $U_{g-sc} = 260$ V

A.2 Bodého diagram tónového korektoru zesilovače



Obr. A.4: Bodého diagram tónového korektoru

A.3 Schéma zapojení zesilovače



Obr. A.5: Schéma zapojení zesilovače

A.4 Seznam prvků napájecího zdroje zesilovače

Označení	Specifikace	Cena
R1	1.5 Ω , 2 W	5.9 CZK
R2	0.39 Ω , 5 W	5.9 CZK
R3	470 Ω , trimr	9 CZK
R4	470 Ω , trimr	9 CZK
C1	470 μ F, 400 V, elektrolyt.	161 CZK
C2	470 μ F, 400 V, elektrolyt.	161 CZK
C3	330 μ F, 35 V, elektrolyt.	4.6 CZK
L1	0.4 H, 350 mA	324 CZK
Tr1	Edcor XPWR213	1300 CZK
KBU6J	usm. můstek 600 V, 6 A	19 CZK
RB152	usm. můstek 100 V, 1.5 A	4.9 CZK
F1	Pojistka pomalá 1.5 A	3.6 CZK
-	Zástrčka síťová vestavná s pojistkou KES 2SI4,8	75 CZK
-	Vodiče Cu 0,25 mm ² , izolace silikonová, 2 m	44 CZK
-	Vodiče Cu 0,75 mm ² , izolace PVC, 2 m	11.8 CZK

Tab. A.1: Seznam prvků napájecího zdroje zesilovače a jejich cena

A.5 Seznam prvků zesilovače

Označení	Specifikace	Cena
R1	1 M Ω , 0.5 W	0.7 CZK
R2	470 K Ω , 0.5 W	1 CZK
R3	51 K Ω , 0.5 W	0.5 CZK
R4	100 K Ω , 0.5 W	0.7 CZK
R5	300 Ω , 0.5 W	1 CZK
R6	1.5 M Ω , 0.5 W	0.7 CZK
R7	680 K Ω , 0.5 W	0.7 CZK
R8	560 Ω , 1 W	3.9 CZK
R9	910 K Ω , 0.5 W	0.7 CZK
R10	100 K Ω , log	39 CZK
R11	22 K Ω , 0.5 W	0.7 CZK
R12	200 K Ω , 0.5 W	1 CZK
R13	3.6 K Ω , 0.5 W	0.5 CZK
R14	560 Ω , 0.5 W	3.9 CZK
R15	47 K Ω , 0.5 W	0.5 CZK
R16	100 K Ω , 0.5 W	0.7 CZK
R17	510 Ω , 0.5 W	0.9 CZK
R18	18 K Ω , 0.5 W	0.7 CZK
R19	560 Ω , 1 W	3.9 CZK
R20	22 K Ω , 0.5 W	0.7 CZK
R21	220 K Ω , log	125 CZK
R22	4.3 K Ω , 0.5 W	0.7 CZK
R23	22 K Ω , 0.5 W	0.7 CZK
R24	220 K Ω , log	125 CZK

Tab. A.2: Cenová kalkulace nákladu na realizaci zesilovače

Označení	Specifikace	Cena
R25	1 M Ω , 0.5 W	0.7 CZK
R26	22 K Ω , 0.5 W	0.7 CZK
R27	100 K Ω , 0.5 W	0.7 CZK
R28	910 Ω , 2 W	0.5 CZK
R29	560 Ω , 1 W	3.9 CZK
R30	100 K Ω , log	39 CZK
R31	47 K Ω , 0.5 W	0.5 CZK
R32	22 K Ω , 0.5 W	0.7 CZK
R33	3.3 K Ω , 0.5 W	1 CZK
R34	22 K Ω , 0.5 W	0.7 CZK
R35	560 Ω , 1 W	3.9 CZK
R36	10 K Ω , 0.5 W	0.7 CZK
R37	220 K Ω , 0.5 W	0.7 CZK
R38	220 K Ω , 0.5 W	0.7 CZK
R39	10 K Ω , 0.5 W	1 CZK
R40	220 Ω , 2 W	3.9 CZK
R41	220 Ω , 2 W	3.9 CZK
R42	1 K Ω , 2 W	3.9 CZK
R43	1 K Ω , 2 W	3.9 CZK
C1	220 μ F, 16 V, elektrolyt.	1 CZK
C2	1 μ F, 160 V, elektrolyt.	2.9 CZK
C3	47 nF, 600 V, polyester.	41 CZK
C4	47 μ F, 400 V, elektrolyt.	36 CZK
C5	220 μ F, 16 V, elektrolyt.	1 CZK
C6	47 μ F, 400 V, elektrolyt.	36 CZK
C7	47 μ F, 400 V, elektrolyt.	36 CZK
C8	4.7 nF, 600 V, polyester.	26.9 CZK
C9	47 nF, 600 V, polyester.	41 CZK
C10	0.47+0.22 nF, 600 V, polyester.	44 CZK
C11	10 nF, 600 V, polyester.	35 CZK
C12	47 nF, 600 V, polyester.	41 CZK

Tab. A.3: Cenová kalkulace nákladu na realizaci zesilovače

Označení	Specifikace	Cena
C13	220 μ F, 16 V, elektrolyt.	1 CZK
C14	47 μ F, 400 V, elektrolyt.	36 CZK
C15	47 nF, 600 V, polyester.	41 CZK
C16	47 μ F, 400 V, elektrolyt.	36 CZK
C17	100 nF, 600 V, polyester.	53 CZK
C18	100 nF, 600 V, polyester.	53 CZK
C19	220 μ F, 35 V, elektrolyt.	1 CZK
C20	220 μ F, 35 V, elektrolyt.	1 CZK
ECC802S	dvojitá trioda	449 CZK
12AX7LPS	dvojitá trioda	499 CZK
12AU7	dvojitá trioda	449 CZK
EL34	Výk. pentoda, párovaná dvojice	1049 CZK
Tr výst	Edcor GXPP10-5K	970 CZK
-	Elektronková patice oktál SK8-CB \times 2	118 CZK
-	Elektronková patice noval SK9-CA \times 3	129 CZK
-	Stínící kryt noval CV9-A \times 3	158.7 CZK
-	Vodiče Cu 0,25 mm ² , izolace silikonová, 1 m	22 CZK
-	JACK prům.6,3mm mono, zásuvka \times 2	44 CZK

Tab. A.4: Cenová kalkulace nákladu na realizaci zesilovače