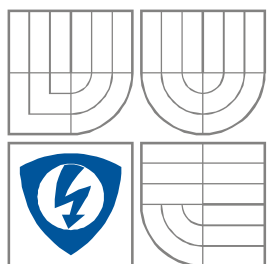


VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY



FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH
TECHNOLGIÍ

ÚSTAV RADIOELEKTRONIKY

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION
DEPARTMENT OF RADIO ELECTRONICS

KYTAROVÝ ELEKTRONKOVÝ ZESILOVAČ

GUITAR ELECTRON-TUBE AMPLIFIER

BAKALÁŘSKÁ PRÁCE

BACHELOR'S THESIS

AUTOR PRÁCE Martin Kokolia

AUTHOR

VEDOUCÍ PRÁCE doc. Ing. Tomáš Kratochvíl, Ph.D.

SUPERVISOR

BRNO, 2014

ABSTRAKT

Cílem této bakalářské práce bylo navrhnout nízkofrekvenční elektronkový zesilovač uzpůsobený pro použití s elektrofonickou kytarou. Předzesilovač je osazen triodovými elektronkami ECC 83 v zapojení pro napět'ové zesílení a jako katodový sledovač pro připojení jednoduchého frekvenčního korektoru. Výstup na efektovou smyčku umožňuje připojení externích efektů. Pro koncový zesilovač je použito dvojčinné zapojení elektronek 6L6 s fázovým invertorem se zapojenou triodou ECC81. Výstupní transformátor provádí impedanční přizpůsobení pro připojení reproduktoru. Napájecí zdroj využívá usměrňovacích elektronek GZ34 a diodových můstku. Text práce rovněž obsahuje teoretický návrh kytarového elektronkového zesilovače a dokumentaci realizace funkčního prototypu.

KLÍČOVÁ SLOVA

Nízkofrekvenční elektronkový zesilovač, kytarový zesilovač, ECC83, ECC81, 6L6, GZ34

ABSTRACT

The objective of this bachelor's thesis was to design a low-frequency tube amplifier optimized for use with electric guitar. The preamp is equipped with ECC83 triode tubes as voltage amplifier and cathode follower for connection with a simple frequency corrector. The output of the FX loop allows the connection of external effects. The power amplifier is realized by dual-action 6L6 tubes and phase inverter with ECC81 triode. Output transformer allows impedance matching for speakers. The power supply uses a GZ34 rectifier tube and diode bridges. Text of thesis also includes theoretical design of guitar tube amplifier and documentation of realization of functional prototype.

KEYWORDS

Low-frequency vacuum tube amplifier, guitar amplifier, ECC83, ECC81, 6L6, GZ34

KOKOLIA, M. *Kytarový elektronkový zesilovač*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií. Ústav radioelektroniky, 2014. 34 s., 17 s. příloh. Bakalářská práce. Vedoucí práce: doc. Ing. Tomáš Kratochvíl, Ph. D.

PROHLÁŠENÍ

Prohlašuji, že svoji bakalářskou práci na téma Kytarový elektronkový zesilovač jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího bakalářské práce a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

Jako autor uvedené bakalářské práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této bakalářské práce jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a/nebo majetkových a jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících zákona č. 121/2000 Sb., o právu autorském, o právech souvisejících s právem autorským a o změně některých zákonů (autorský zákon), ve znění pozdějších předpisů, včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č. 40/2009 Sb.

V Brně dne

.....

(podpis autora)

PODĚKOVÁNÍ

Děkuji vedoucímu bakalářské práce doc. Ing. Tomáši Kratochvílovi, Ph.D. za účinnou metodickou, pedagogickou a odbornou pomoc a další cenné rady při zpracování mé bakalářské práce.

V Brně dne

.....

(podpis autora)

Experimentální část této bakalářské práce byla realizována na výzkumné
infrastruktuře
vybudované v rámci projektu CZ.1.05/2.1.00/03.0072
Centrum senzorických, informačních a komunikačních systémů (SIX)
operačního programu Výzkum a vývoj pro inovace.

OBSAH

Seznam obrázků	8
1 Úvod	8
1.1 Princip elektronek	8
1.2 Řízení elektronek	8
1.3 Žhavení elektronek	8
1.4 Zesilovač s elektronkou	8
1.5 Katodový sledovač	9
1.6 Pracovní třídy zesilovačů	10
1.7 Frekvenční korektory	10
1.8 Specifikace kytarového zesilovače	12
2 Návrh zesilovače	13
2.1 Blokové schéma	13
2.2 Předzesilovač	14
2.3 Frekvenční korektor	17
2.4 Efektivní smyčka	18
2.5 Fázový invertor	19
2.6 Výkonový zesilovač	21
2.7 Napájecí zdroj	23
2.8 Simulace	25
2.9 Konstrukce	28
3 Závěr	28
Literatura	31
Seznam symbolů, veličin a zkratk	32
Seznam příloh	34
A Schémata	35
A.1 Schéma zapojení kytarového zesilovače	35
B Návrhy desek plošných spojů	36
B.1 Návrh desky plošného spoje a osazovací výkres předzesilovače	36
B.2 Návrh desky plošného spoje a osazovací výkres efektové smyčky	37

B.3	Návrh desky plošného spoje a osazovací výkres koncového zesilovače	38
B.4	Návrh desky plošného spoje a osazovací výkres napájecího zdroje	40
C	Protokol z měření	41
C.1	Základní ověření funkce napájecího zdroje	41
C.2	Měření předzesilovače	41
C.3	Měření efektivní smyčky a fázového invertoru.....	44
C.4	Měření výstupního signálu zesilovače	46
C.5	Závěr měření	48
D	Soupiska součástek	49

SEZNAM OBRÁZKŮ

Obr. 1:	Trioda s katodovou impedancí	9
Obr. 2:	Trioda jako katodový sledovač	10
Obr. 3:	RC filtry typu do horní a dolní propust.....	11
Obr. 4:	Blokové schéma zesilovače.	13
Obr. 5:	Schéma zapojení předzesilovače.....	14
Obr. 6:	Převodní charakteristika elektronky V1A.....	16
Obr. 7:	Schéma zapojení frekvenčního korektoru.....	18
Obr. 8:	Schéma zapojení efektové smyčky.	19
Obr. 9:	Schéma zapojení fázového invertoru.	20
Obr. 10:	Schéma zapojení výkonového zesilovače.....	21
Obr. 11:	Převodní charakteristika pendoty 6L6	22
Obr. 12:	Schéma zapojení napájecího zdroje	25
Obr. 13:	Modulová přenosová frekvenční charakteristika vstupního filtru	26
Obr. 14:	Modulová přenosová frekvenční charakteristika triody V1A.....	26
Obr. 15:	Modulová přenosová frekvenční charakteristika výkonového zesilovače pro nízké frekvence	27
Obr. 16:	Modulová přenosová frekvenční charakteristika frekvenčního korektoru ..	27
Obr. 17:	Časový průběh signálu na výstupu předzesilovače pro kanál CLEAN	42
Obr. 18:	Časový průběh signálu na výstupu předzesilovače pro kanál OVERDRIVE a malý zisk	42
Obr. 19:	Časový průběh signálu na výstupu předzesilovače pro kanál OVERDRIVE a velký zisk	43
Obr. 20:	Spektrum výstupního signálu pro kanál CLEAN	43
Obr. 21:	Spektrum výstupního signálu pro kanál OVERDRIVE.....	43
Obr. 22:	Časový průběh signálu na výstupu SEND	45
Obr. 23:	Časový průběh signálu na výstupu fázového invertoru	46
Obr. 24:	Graf modulové přenosové frekvenční charakteristiky zesilovače	47
Obr. 25:	Časový průběh signálu z linkového výstupu	47
Obr. 26:	Spektrum signálu z linkového výstupu	48

1 ÚVOD

1.1 Princip elektronek

Elektronky jsou obecně vakuové součástky, které využívají žhavené elektrody (katoda), které vystřeluje elektrony, které přitahuje elektroda na druhé straně (anoda). Tento princip se nazývá termoemise. Vzhledem k povaze elektrod může elektrický proud procházet pouze jedním směrem. Toho je využito u nejjednodušší elektronky – diody.

1.2 Řízení elektronek

Pro další řízení proudu protékajícího elektronkou je zapotřebí třetí elektrody – řídicí mřížky. Změnou napětí přivedeného na mřížku lze měnit množství elektronů, které proletí až k anodě. Pro větší výkony se obvykle používají elektronky s více řídicími mřížkami, především pentody.

1.3 Žhavení elektronek

K funkčnosti elektronky je zapotřebí značného žhavicího proudu, přivedeného ke katodě. Žhavení lze realizovat dvěma způsoby:

- Přímé - Jednodušší provedení, kdy je na katodě trvale stejnosměrné napětí.
- Nepřímé - Žhavicí vlákno je přivedeno do skleněné baňky zvlášť a není vodivě spojeno s katodou.

1.4 Zesilovač s elektronkou

Nejjednodušší zesilující zapojení je trioda s katodovou impedancí. Zapojení je zobrazeno na obr. 1. Připojením rezistoru na katodu a zem bez přemostění kondenzátorem vzniká záporná vazba. Změnou hodnoty odporu rezistoru lze měnit velikost zpětné vazby a tím i celkového zesílení signálu, který je anodou přiveden na výstupní impedanci. [1]

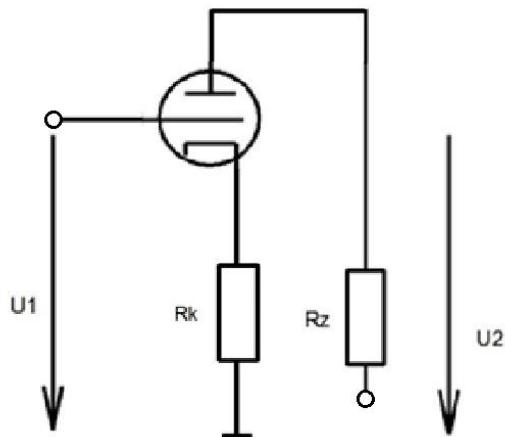
$$A_u = \frac{U_2}{U_1} \quad (1)$$

U elektronek je pro snadnější výpočet definovaný zesilovací činitel, který závisí na strmosti elektronky a jejím vnitřním odporu.

$$\mu = SR_i \quad (2)$$

Výstupní odpor zapojení s odporem v katodě lze spočítat ze vzorce (3):

$$R_{out\ k} = \frac{R_a(R_i + R_k(\mu + 1))}{R_a + R_i + R_k(\mu + 1)} \quad (3)$$



Obr. 1: Trioda s katodovou impedancí

Zesílení zesilovače se zapojenou elektronkovou triodou s katodovou impedancí:

$$A_k = \frac{-\mu R_z}{R_z + R_i + R_k(\mu + 1)} \quad (4)$$

1.5 Katodový sledovač

V případě kdy je výstup vedený z katody namísto z anody (viz. obr. 2), pak má směr šipky výstupního napětí opačná směr než napětí na mřížce, takže celé výstupní napětí z katody je přivedeno zápornou zpětnou vazbou zpět. To znamená, že zesílení katodového sledovače je vždy menší než nula.

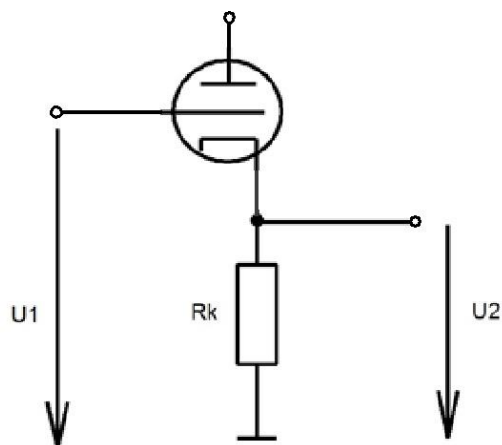
Výhodou tohoto zapojení je to, že zavedením záporné zpětné vazby se zvyšuje stabilita celého zapojení a za cenu malého snížení celkového zesílení a navíc se podstatně snižuje výstupní odpor zapojení. Toho se využívá především u korekčních předzesilovačů, kde výstupní odpor zesilujících zapojení s impedancí v katodovém odvodu je velmi vysoký. Při připojení katodového sledovače jako poslední člen předzesilovače se výstupní odpor řádově zmenší, což umožňuje připojení frekvenčních korektorů nebo regulátoru hlasitosti a to bez nežádoucích ztrát signálu nebo zvyšování úrovně šumu. [1]

Zesílení katodového sledovače lze spočítat ze vzorce (5).

$$A_{kf} = \frac{-\mu R_k}{R_i + R_k(\mu + 1)} \quad (5)$$

Výstupní odpor elektronky v zapojení s katodovým sledovačem je potom přibližně rovno:

$$R_{out\ kf} = \frac{R_i}{\mu + 1} \quad (6)$$



Obr. 2: Trioda jako katodový sledovač

1.6 Pracovní třídy zesilovačů

Především u výkonových zesilovačů je zapotřebí zajistit, aby se při různých úrovních vstupního signálu nedostal pracovní bod zesilovače do nevhodné oblasti přenosové charakteristiky. Základní třídy, ve kterých běžně pracují nízkofrekvenční zesilovače, jsou:

- Třída A
- Třída B
- Třída A/B

Nejnižší úroveň zkreslení a tedy i nejvyšší kvalitu zajišťuje třída A, která je typická tím, že i když na vstupu není žádný audio signál, zesilovačem stále prochází zesilovačem takzvaný klidový proud. Tím je zajištěno, že se pracovní bod nachází dostatečně daleko od bodu zániku katodového proudu, že i při nejvyšší očekávané úrovni signálu není zesilovač satureován a neořezává nejvyšší úrovně.

Třída B žádný klidový proud nemá, takže se na výstupu objevuje signál vždy jen z jedné půlvlny. Tím sice značně roste zkreslení, ale zároveň dosahujeme efektivity až 75% na rozdíl od třídy A, která má efektivitu maximálně 50%. Pro snížení zkreslení se používá komplementární zapojení s dvěma antiparalelními elektronkami, takže na výstupu je vždy signál z jedné nebo druhé poloviny zesilovače. Třída A/B je kompromis mezi oběma třídami s vyšší efektivitou a přiměřeným zkreslením.

Další třídy jako D, F nebo T nejsou pro využití v audiotechnice příliš vhodné, protože mají vyšší úrovně zkreslení, které je pro tyto aplikace kritické. [2]

1.7 Frekvenční korektory

K realizaci kmitočtových korekcí, případně složitějších ekvalizérů, je zapotřebí signálových filtrů. Lomový kmitočet RC článku, který se nejčastěji používá jako jednoduchý filtr, respektive hodnoty potřebných součástí, lze určit ze vzorce (7).

$$f_o = \frac{1}{2\pi RC} \quad (7)$$

Zlomový kmitočet je definovaný pokles o 3 dB (poloviční) přenosu signálu oproti hodnotě maximálního přenosu, který by měl u ideálního pasivního filtru být právě 0 dB. Pokud je ve filtru zapojen pouze jeden kondenzátor pak se jedná o takzvaný filtr prvního řádu. Ty se vyznačují tím, že za zlomovým kmitočtem přenos signálu klesá o 20 dB na dekádu. Při zapojení více kondenzátorů případně i induktorů strmota filtru roste s násobkem počtu nelineárních prvků. Navíc je někdy potřeba uvažovat i změnu fáze signálu, který prochází filtrem.

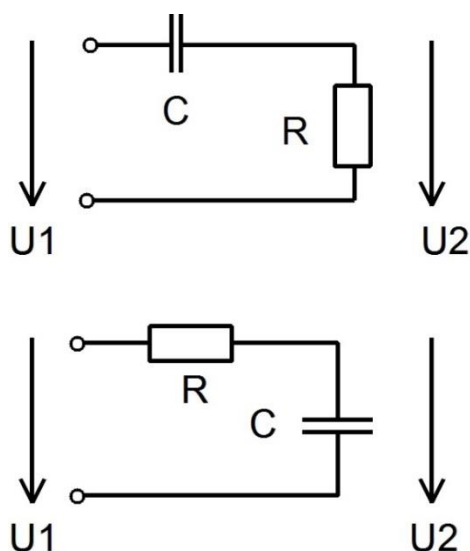
Součin RC je označován jako časová konstanta s rozměrem sekund. Označuje dobu, za kterou se kondenzátor s kapacitou C vybije přes odpor R. Převrácená hodnota je:

$$\omega_0 = \frac{1}{RC} = \frac{1}{f_o} \quad (8)$$

RC filtr lze využívat pro několik základních aplikací. V případě, kdy použijeme pouze jeden rezistor a jeden kondenzátor, pak může v závislosti na pořadí součástek respektive odběru výstupního signálu z rezistoru nebo kondenzátoru, vzniknout RC filtr jako takzvaná horní propust' nebo dolní propust'. Obě zapojení využívají kmitočtové závislosti komplexní impedance kondenzátoru.

$$Z_c = \frac{1}{j\omega C} \quad (9)$$

V případě, že je zařazen první kondenzátor a výstup odebíráme ze svorek rezistoru, pak se kondenzátor chová pro vysoké kmitočty přibližně jako zkrat a signál jen s malým útlumem prochází až na rezistor. Toto zapojení je zobrazeno na obrázku č. 3. Pro nízké kmitočty se kondenzátor chová téměř jako rozpojení a signál prochází až na rezistor s velmi velkým útlumem. Z toho je patrné, že toto zapojení se chová jako horní propust. Dolní propust' je zapojena opačně a proto je i jejich frekvenční charakteristika přenosu článku opačná. [2]



Obr. 3.: RC filtry typu do horní a dolní propust

Frekvenční korekce se u kytarových zesilovačů obvykle redukuje na tři pásma „TREBLE“, „MIDDLE“ a „BASS“. K tomu je zapotřebí třech paralelních RC filtrů

s nastavitelným odporem pomocí potenciometrů. Frekvenční charakteristiky těchto RC filtrů typu dolní propust se potom vzájemně doplňují pro vznik požadovaného průběhu frekvenční charakteristiky. Lomové frekvence těchto pásem jsou způsobené pro tónový rozsah kytary, který se obvykle pohybuje od 82 Hz po 1400 Hz. Viz. Pro výslednou barvu zvuku jsou velmi důležité vyšší harmonické asi po 5000 Hz, takže se lomová frekvence pásma vysokých frekvencí volí obvykle zhruba $f_0 = 3$ kHz.

1.8 Specifikace kytarového zesilovače

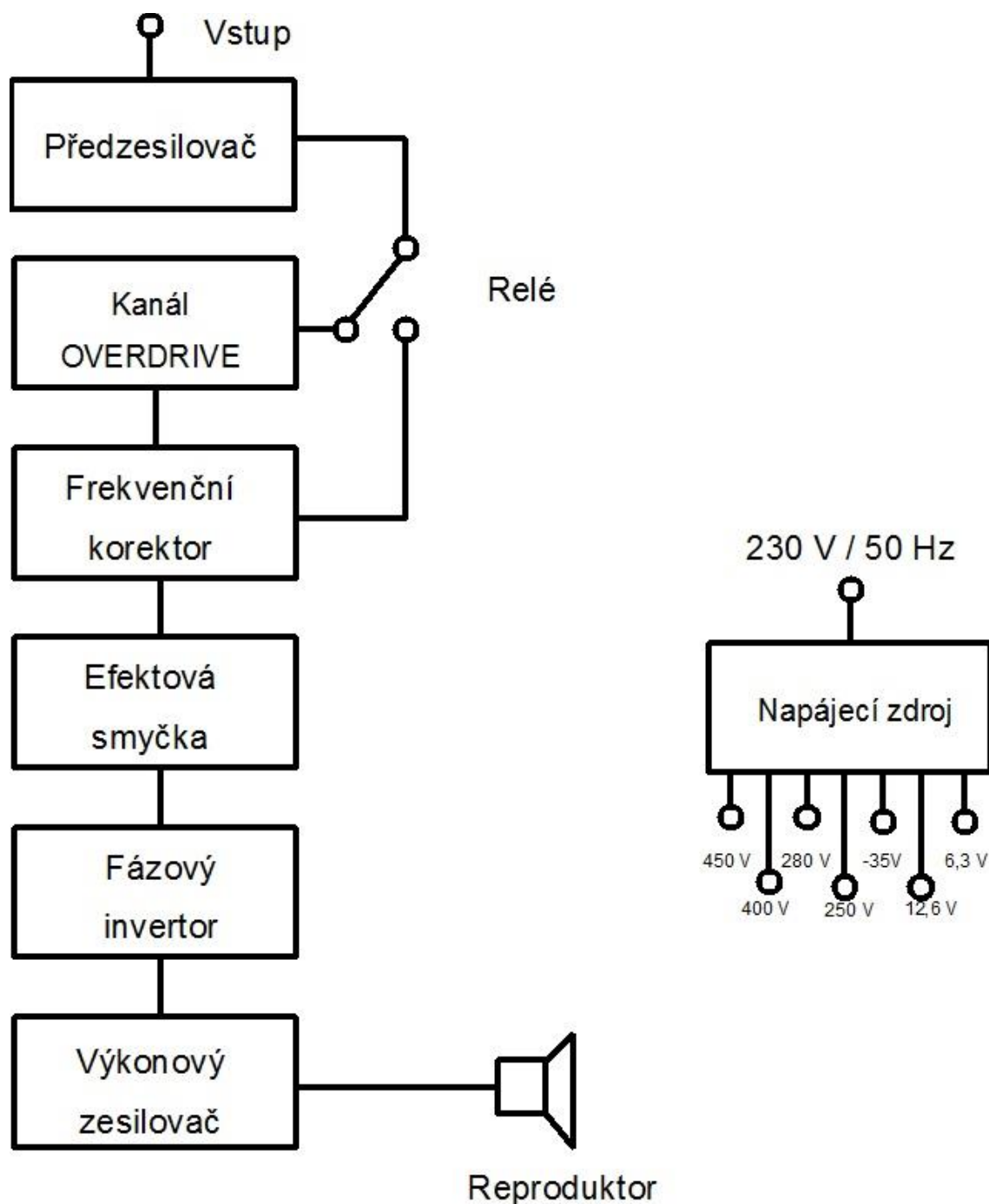
Nízkofrekvenční zesilovače musí obecně splňovat požadavky na velmi nízkou úroveň šumu, vysokou stabilitu a věrné podání zvukového vjemu dané vyrovnanou frekvenční charakteristikou pro ideálně celé akustické pásmo 20 Hz až 20 kHz.

U kytarových zesilovačů je obvykle požadavek na více kanálové provedení, kde každý kanál zajišťuje jiný charakter zvuku. Kromě klasického čistého kanálu označovaného jako „CLEAN“, kde je očekávána minimální změna signálu oproti převedenému akustickému vstupnímu signálu, bývá u těchto zesilovačů i minimálně jeden další kanál označovaný obvykle jako „OVERDRIVE“. Tento kanál je v audiotechnice neobvyklý, protože jeho zapojení úmyslně do vstupního signálu zanáší určitá úroveň zkreslení. Takové zkreslení má za následek specifický „nakřáplý“ zvuk, jenž je pro moderní kytarový zvuk typický. Běžně se tohoto typu zvuku dosahuje nelinearitou jedné nebo více elektronkových triod v předzesilovači. Tím se do signálu zanáší mírné intermodulační zkreslení. Zde se ukazuje výhoda elektronek, protože na rozdíl od tranzistorů vytváří více harmonických složek v dolní části spektra, hlavně pak 2. harmonickou. Oproti tomu tranzistory vytváří i řadu harmonických, které nejsou lidskému sluchu příjemné.

U nástrojových zesilovačů obecně mají výjimečnou popularitu elektronkové zesilovače a od toho se také odvozuje jejich cena. U levných nástrojových aparátů se používají MOS-FET tranzistory, které mají nižší cenu, menší konstrukční velikost i tepelné ztráty. Nevýhodou ovšem je rozdíl v subjektivním vjemu zvuku zesíleného těmito zesilovači. Hlavně pak u zkreslených zvuků je hlavní rozdíl mezi tranzistory a elektronekami. Signál z takového tranzistoru má v extrémním případě až obdélníkový charakter, který je lidskému sluchu velmi nepřírozený. Elektronek lze navíc s výhodou použít i v napájecích zdrojích jako usměrňovací diody. Tyto diody totiž mají obvykle dva vyvedené kontakty ke katodě, takže k dvojcestnému usměrnění stačí jediná součástka na rozdíl od polovodičových diod, které jsou potřeba 4 pro usměrňovací můstek. Navíc při náhlém zvýšení odběru výkonu z anody dokáže elektroneka omezit svůj výstupní výkon, protože žhavení by nedokázalo rychle zvýšit svůj výkon, který je pevně nastaven dalším sekundárním vinutím síťového transformátoru a celkově je její výstupní napětí měkčí, což má pozitivní dopad na výsledný zvuk zesilovače.

2 NÁVRH ZESILOVAČE

2.1 Blokové schéma



Obr. 4: Blokové schéma zesilovače

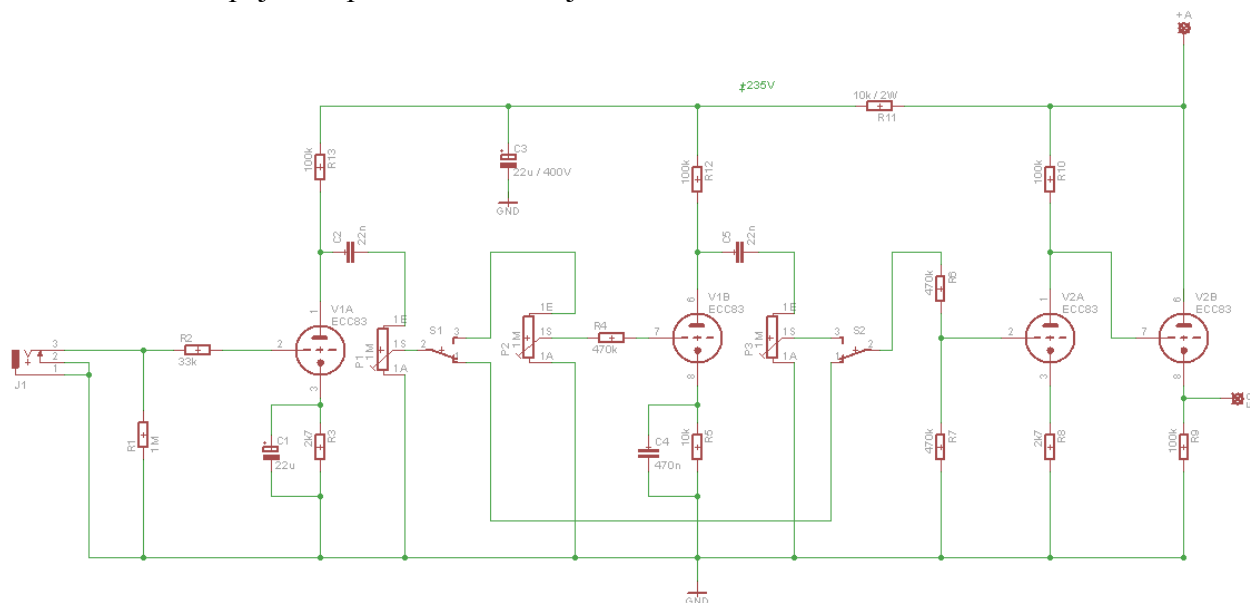
Blokové schéma na obrázku č. 4 zobrazuje posloupnost zpracování signálu a všechna napětí z napájecího zdroje, která jsou zapotřebí pro anodová napětí předzesilovače a výkonového zesilovače a také žhavicí napětí pro elektronky ECC83,

ECC81 a 6L6. Podrobným zapojením se zabývají následující kapitoly.

2.2 Předzesilovač

Před prvním zesilujícím stupněm předzesilovače je zařazen ochranný odpor R1, který slouží ke snížení vstupního napětí pro případ náhlé napětěové špičky na vstupu. Rezistor R2 funguje jako odrušení velmi vysokých frekvencí, díky parazitní kapacitě mřížky elektronky ECC83, která takto vytváří RC člen, který propouští pouze nižší frekvence slyšitelného pásma. To je nutné, protože by přívodní kabel do zesilovače mohl fungovat jako anténa a zesilovač by přijímal rádiové vysílání, které by mohlo rušit audio signál.

Pro tento předzesilovač byla zvolena elektronka ECC83. Tato elektronková trioda je jednou z nejstarších vakuových součástek a vyznačuje se vysokým zesilovacím činitelem, při relativně nízké mikrofoničnosti a přidanému šumu. Elektronkové triody ECC83 využívá nepřímého žhavení typicky $U_f = 6,3 \text{ V}$ a $I_f = 0,3 \text{ A}$. Fyzické provedení je vyvedeno jako dvojitá trioda, čehož bylo v tomto návrhu využito, aby bylo možné použít žhavicí napětí 12,6 V na dvě žhavení elektronek zapojených do série. Kromě odporového zesilovače se využívá i jako fázový invertor nebo jako sledovač. Schématické zapojení předzesilovače je zobrazeno na obrázku číslo 5.



Obr. č. 5.: Schéma zapojení předzesilovače

Předzesilovač se zde skládá čtyř elektronek ECC83, z nichž první funguje jako zesilovač s katodovým odporem pro první zesílení vstupního signálu. Schéma je přiloženo v příloze č. 1. Elektronka označená jako V1A funguje v klasickém lineárním zesilovacím režimu. Velikost anodového předpětí byla podle doporučení z datasheetu triody ECC83 zvolena na $U_a = 235 \text{ V}$ stejnosměrného napětí. [3]

Vstupní signál ze snímače elektrické kytary bývá různý podle typu elektromagnetických snímačů a to od 100 mV po zhruba 1 V a ve špičkách až 5V RMS. Ke katodovému odporu je paralelně připojen kondenzátor C1. Tím se kladná zpětná napětěová vazba stává kmitočtově závislou tak, aby pro vyšší kmitočty elektronka V1A

zesilovala více pro vyšší kmitočty než 82 Hz, což odpovídá kmitočtu nejnižšího hudebního tónu v rozsahu standardně lazené kytary.

Zesilovací činitel μ elektronky ECC83 lze určit pomocí vzorce číslo (2) jako:

$$\mu = SR_i = 1,6 \cdot 10^{-3} \cdot 62,5 \cdot 10^3 = 100 \quad (2)$$

Odpor zátěže připojené na výstup elektronky R_z je v tomto případě roven paralelní kombinaci odporu připojeného na anodu zkoumané elektronky a odporu mřížky elektronky připojené k výstupu spolu s rezistory k ní připojenými.

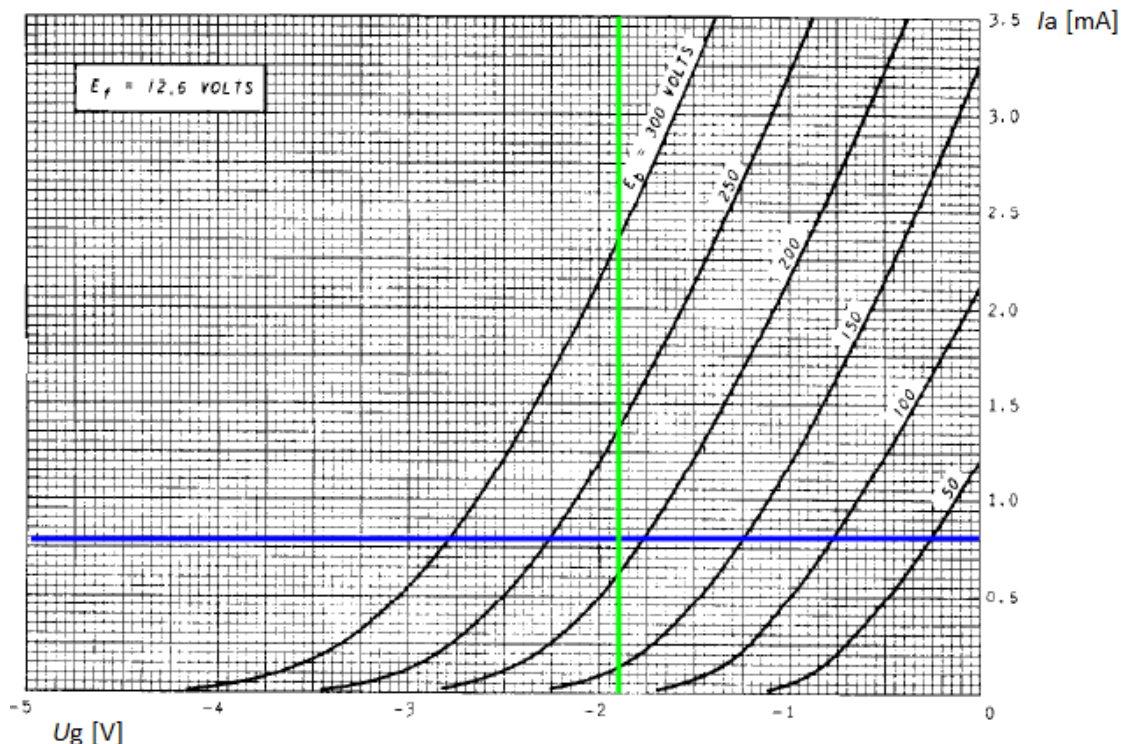
$$R_{zk} = \frac{R_a R_g}{R_a + R_g} \quad (10)$$

Zesílení první zapojené elektronky označené jako V1A lze pro nízké kmitočty spočítat jako:

$$A_1 = \frac{-\mu R_z}{R_z + R_i + R_k(\mu + 1)} = \frac{-100 \cdot 95 \cdot 10^3}{95 \cdot 10^3 + 62,5 \cdot 10^3 + 2,7 \cdot 10^3 \cdot (100 + 1)} = -22,08 \quad (4)$$

Výstupní napětí elektronky V1A a tím pádem i vstup do elektronky V1B respektive V2A (v závislosti na poloze spínače SW1) je rovno z dosazení do vzorce (1) $U_2 = 1,15$ V.

To samozřejmě platí jen pro odhadovanou průměrnou hodnotu výstupního napětí kytarového snímače, která se velmi mění v závislosti na stylu hraní na kytaru. Záporné znaménko u hodnoty zesílení znamená, že toto zapojení zesilovače je invertující, tzn., že výstupní signál má fázi oproti vstupnímu signálu posunutou o 180°. Pracovní bod triody V1A je nastaven za pomoci volně dostupného kalkulátoru na webové stránce [5]. Na obrázku číslo 6 je zobrazena výstupní charakteristika triody V1A. Je z ní patrné, že při zvoleném anodovém odporu R_a a anodovém napětí U_a závisí anodový proud I_a na napětí na mřížce U_g , čímž se určuje pracovní bod elektronky. Její klidový anodový proud je přibližně $I_a = 0,7$ mA.



Obr. č. 6: Převodní charakteristika elektronky V1A

Elektronka má anodové napětí pouze 235 V, aby byla snížena její vstupní citlivost a s dalšími stupni zesilovače je toto napětí zvyšováno a tím roste i dynamický rozsah signálu, aby se předešlo saturaci některého stupně zesilovače. Za touto elektronkou je zapojen logaritmický potenciometr P1, který slouží jako nastavení hlasitosti pro čistý kanál.

Druhá elektronka je využita pro kanál „OVERDRIVE“. Pokud má být zapojen čistý kanál, pak je druhá elektronka zcela obcházena při sepnutí spínače S1 a nemá vliv na charakter signálu. Tento spínač je řízený pomocí relé, které umožní ovládání externím přepínačem tzv. FOOTSWITCH. Při přepnutí na kanál „OVERDRIVE“ je signál přiveden na logaritmický potenciometr P2, který určuje vstupní citlivost a tím i přebuzení elektronky V1B. Za elektronkou je pak logaritmický potenciometr P3, který nastavuje úroveň signálu pro tento kanál. Zesílení této druhé elektronky je podstatně menší. Elektronka V1B má katodovým odporem nastaven pracovní bod do nelineární oblasti, což obohacuje spektrum signálu o požadované další harmonické složky harmonického zkreslení.

$$A_2 = \frac{-\mu R_z}{R_z + R_i + R_k(\mu + 1)}$$

$$A_2 = \frac{-100 \cdot 89 \cdot 10^3}{89 \cdot 10^3 + 62.5 \cdot 10^3 + 10 \cdot 10^3 \cdot (100 + 1)} = -7,66 \quad (4)$$

Třetí elektronka V2A zajišťuje další zesilující stupeň pro zvýšení úrovně signálu,

díky čemuž by měl být zkreslený kanál podobně hlasitý jako kanál „CLEAN“, který nepotřebuje tak silný signál pro dosažení stejného vjemu akustické hlasitosti, protože většina jeho energie se nachází v nižší části spektra, zatímco kanál „OVERDRIVE“ má spektrum velmi bohaté na vyšší harmonické. Na řídicí mřížku triody V2A je přes odporový dělič přivedena pouze polovina napětí z předchozích stupňů. Tím je zajištěna vyšší stabilita předzesilovače a hlavně se zamezí přebuzení této triody. Zesílení tohoto stupně se rovná:

$$A_3 = \frac{-\mu R_z}{R_z + R_i + R_k(\mu + 1)}$$

$$A_3 = \frac{-100 \cdot 95 \cdot 10^3}{95 \cdot 10^3 + 62,5 \cdot 10^3 + 1,5 \cdot 10^3 \cdot (100 + 1)} = -30,7 \quad (4)$$

Výstupní odpor elektronky V2A by byl příliš velký pro přímé připojení frekvenčních korekcí, protože by došlo k velkému nárůstu vložného útlumu. Tento odpor se rovná podle vzorce číslo 3:

$$R_{out} \frac{R_a(R_i + R_k(\mu + 1))}{R_a + R_i + R_k(\mu + 1)} = \frac{100 \cdot 10^3 (62,5 \cdot 10^3 + 1,5 \cdot 10^3 (100 + 1))}{100 \cdot 10^3 + 62,5 \cdot 10^3 + 1,5 \cdot 10^3 (100 + 1)} = 68,2 \text{ k}\Omega \quad (3)$$

Z tohoto důvodu je na konci předzesilovače zapojena i elektronka V2B, která je v zapojení s katodovým sledovačem, který má zesílení obecně menší než jedna. Veliká výhoda toho zapojení je skutečnost, že výstupní impedance katodového sledovače je výrazně nižší než standardní anodový výstupní odpor, který dosahuje podle zapojení hodnot asi 100 až 200k Ω . Výsledný výstupní odpor lze spočítat podle vzorce číslo 6. [1]

$$R_{out\ kf} = \frac{R_i}{\mu + 1} = \frac{62,5 \cdot 10^3}{100 + 1} = 618,8 \text{ }\Omega \quad (6)$$

A zesílení tohoto katodového sledovače je vyjádřeno vzorcem číslo 5 jako:

$$A_4 = \frac{-\mu R_k}{R_i + R_k(\mu + 1)} = -0,98 \quad (5)$$

Rozdíl v úrovni signálu je tedy téměř zanedbatelný a přitom bylo dosaženo velikého impedančního přizpůsobení, které umožňuje přímo připojit frekvenční korektor.

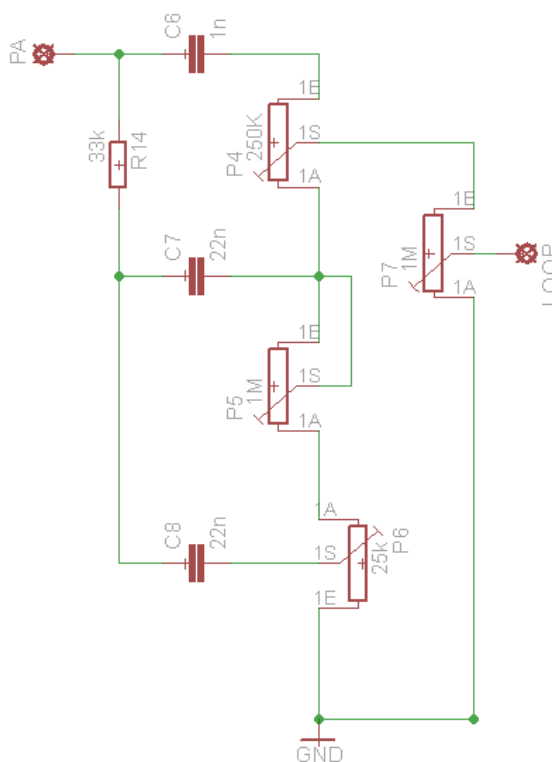
2.3 Frekvenční korektor

Když je signál dostatečně zesílen předzesilovačem, případně je do něj zaneseno požadované zkreslení, pak může pokračovat k dalším úpravám do jednoduchého ekvalizéru. Klasický frekvenční korektor pro kytarové zesilovače nabízí tři pásma pro

nízké, střední a vysoké frekvence a jejich úpravou může uživatel dosáhnout požadovaného subjektivního podání hudebního tónu.

Na obrázku č. 7 je znázorněno zapojení frekvenčního korektoru, jak bylo použito v tomto teoretickém návrhu zesilovače. Jeho konstrukce se skládá ze tří potenciometrů, kterými lze nastavit podíly frekvencí, které prochází dále až ke koncovému zesilovači. K těmto potenciometrům vede vždy jedna větev s kondenzátorem, který v kombinaci s předřazeným rezistorem R13 v případě větví BASS a MIDDLE vytváří paralelní kombinaci RC článků s lomovými frekvencemi zvolenými podle specifickým požadavkům kytarového zesilovače. Větev TREBLE tvoří RC článek z kondenzátoru C5 a potenciometru P2. Pro vyšší frekvence se totiž kondenzátory C6 a C7 jeví jako zkrat. Z toho je patrné, že potenciometr P2 funguje jako hlavní ovládací prvek, protože, dokáže omezit celkový výstupní signál z frekvenčního korektoru.

Návrh frekvenčního korektoru je podložen simulací, jenž je uvedena níže v kapitole 2.8 - Simulace.



Obr. č. 7: Schéma zapojení frekvenčního korektoru

Výstup z korektoru je veden z jzdce potenciometru P4 a je přiveden na logaritmický potenciometr P5, který řídí celkovou hlasitost. Z jzdce tohoto potenciometru je signál veden dále na obvod efektové smyčky.

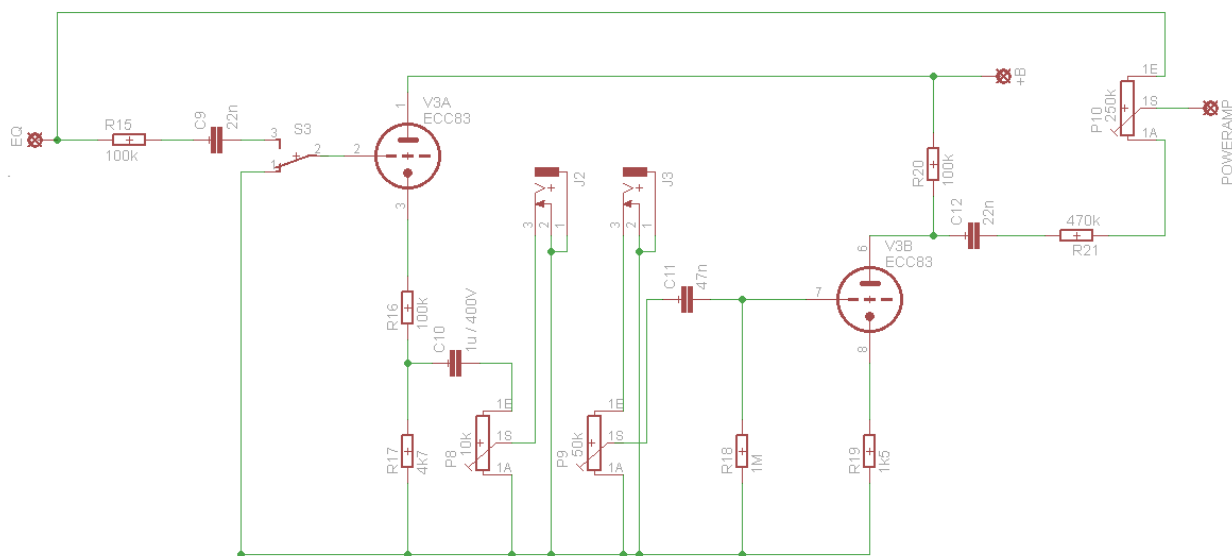
2.4 Efektová smyčka

Jako další užitečný prvek byl do návrhu zesilovače zapojen před výkonový zesilovač ještě výstup umožňující připojení externích efektů, pro další ovlivnění

signálu, případně možnost zeslabování externím volume pedálem. Zapojení je zobrazeno na obrázku číslo 8.

Spínač S3 umožňuje odpojení celé efektové smyčky, pokud není využita, protože její použití obecně mírně zhorší poměr signálu a šumu. Pro dosažení optimálního zvukového projevu je toto zapojení doplněno dvěma potenciometry. Potenciometr P8 umožňuje úroveň signálu, který bude odveden ze zesilovače do externího efektu tak, aby nedošlo k přebuzení jeho vstupu. Potenciometr P9 úroveň signálu, který se vrací zpět to zesilovače. Dále je zde elektronka V3B, která slouží pro zesílení signálu, aby se vyrovnal útlum externích efektů. Ten je zhruba 10 dB a výstupní odpor je obecně zhruba 10 k Ω . Elektronkové triody V3A a V3B, které jsou použity v obvodu efektové smyčky, mají vyšší anodové napětí než triody použité v předzesilovači. Tento rozdíl je 30 V zajišťuje dostatečnou expanzi dynamiky napříč zesilovačem, aby na žádném jeho stupni nedocházelo k saturaci a tím i k nežádoucí deformaci signálu.

Nakonec potenciometr P10 určuje poměr signálu, který smyčku zcela obchází a signálu, který je ovlivněn externími efekty.



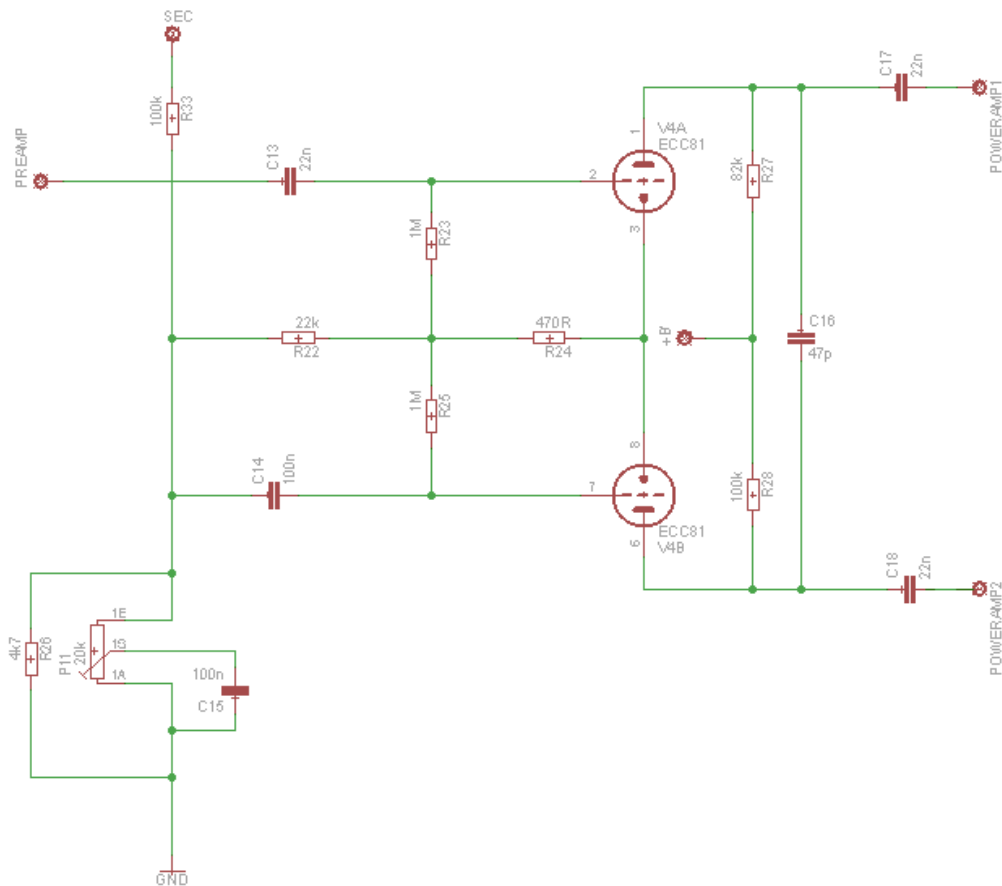
Obr. č. 8: Schéma zapojení efektové smyčky

2.5 Fázový invertor

Fázový invertor je nezbytnou součástí zesilovače, protože slouží jako budič pro dvojčinné zapojení koncového zesilovače. Budič zajišťuje, že koncový zesilovač bude vždy co nejvíce vybuzený a tak bude využit optimálně výkon a nebude docházet ke zkreslení signálu. Navíc vstupní signál z korekční části zesilovače rozdělí na dvě větve s opačnou fází.

Pro fázový invertor je vhodnější elektronka ECC81, protože má menší zesílení a vnitřní odpor než trioda ECC83. Pro tento zesilovač byl zvolen klasický obvod invertoru s automatickou symetrizací tzv. Schmittova invertoru, který využívá přídavnou symetrizaci katodovou vazbou. Toto zapojení má výhodu oproti jiným (např.

s křížovou vazbou) výhodou ve vyšším zesílení (asi 25 dB) a menší degradaci symetrizace při stárnutí elektronky. Na obrázku číslo 9 je zobrazeno jeho zapojení.



Obr. č. 9. Schéma zapojení fázového invertoru

Na společném katodovém rezistoru R24 vzniká úbytek napětí. Při kladné respektive záporné půlvlně, je elektronka pro opačnou půlvlnu zablokována kondenzátorem C14. Rezistor R22 bývá označován jako tzv. tail resistor a napětí na něm jako U_t , které určuje pracovní bod fázového invertoru. Klidový proud invertorem byl zvolen jako $I_p = 2$ mA, klidové napětí $U_p = 2$ V a úbytek na tail rezistoru $U_t = 90$ V. To zajistí dostatečnou dynamickou rezervu při anodovém napětí 280V. Rezistor R24 byl zvolen podle vzorce:

$$R_{24} = U_p \frac{1}{2I_p} = \frac{2}{2 \cdot 2 \cdot 10^{-3}} = 500 \Omega \quad (10)$$

Nejbližší hodnota odporu je tedy 470 Ω . Odpor R22 zajišťuje symetrizaci invertoru. Čím menší je hodnota odporu, tím menší je i symetrizace, což je nutno kompenzovat nestejnými anodovými odpory elektronky v invertoru. Obvykle se jeden anodový odpor volí 100 k Ω a druhý 82 k Ω .

$$R_{22} = (U_t - U_p) \frac{1}{2I_p} = (90 - 2) \frac{1}{2 \cdot 2 \cdot 10^{-3}} = 22 \text{ k}\Omega \quad (11)$$

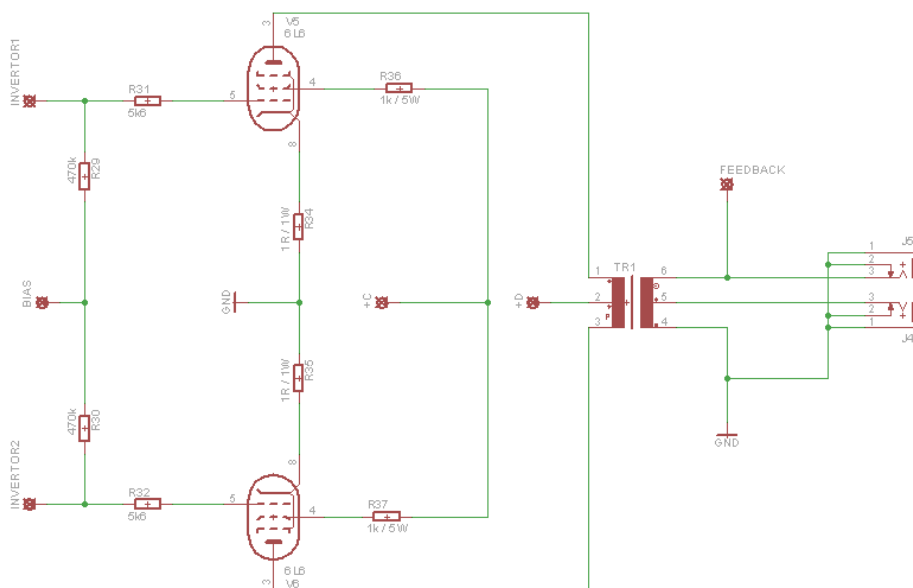
Na vstup fázového invertoru je přivedena místní záporná napěťová zpětná vazba ze sekundárního vnutí výstupního transformátoru výkonového zesilovače pro výstupní

odpor 8Ω . Hodnota odporů R33 a R26, které určují poměr zpětné vazby, byly určeny na základně simulace webové aplikace z odkazu [5]. Tato zpětná vazba zajišťuje maximální dynamiku výkonového zesilovače tak, že snižuje jeho zesílení a tím zajistíme, aby výstupní signál předzesilovače vždy plně vybudil koncový zesilovač. Frekvenční závislost výkonového zesilovače s takovou zpětnou vazbou je velmi složitá a obecně se snižuje přenos na vyšších frekvencích, což by u HiFi zesilovačů nebylo vhodné, nicméně u kytarových zesilovačů není potřeba přenášet nízké frekvence, které tvoří základní hudební tóny na kytare, a kmitočty nad 10 kHz, které běžné kytarové reproduktory nezvládnou přenést.

Potenciometr P11 umožňuje takzvané nastavení PRESENCE. To odpovídá subjektivnímu vjemu ostrosti výsledného akustického projevu signálu. Změnou polohy jezdce je možné měnit velikost zpětné vazby a hlavně se mění rezonanční kmitočet RC filtru, který tvoří odpor potenciometr P11 s kondenzátorem C14. Díky tomu je záporná zpětná vazba funkční jen po určitý kmitočet a vyšší kmitočty nejsou zpětnou vazbou tak výrazně ovlivněny. Kondenzátor C15 zkratuje případné vysokofrekvenční zákmitky a zvyšuje stabilitu zesilovače a odstraňuje ze signálu případný brum vznikající na invertoru.

2.6 Výkonový zesilovač

Poslední zesilující stupeň zesilovače je komplementární pentodový zesilovač pracující ve třídě A/B. Jeho schéma je zobrazeno na obrázku číslo 10. Pro tento koncový zesilovač byly zvoleny pentody 6L6 a nepřímým žhavením. U výkonového zesilovače by bylo možné použít pro menší výkon i triody, ale ty mají oproti pentodám podstatně vyšší parazitní kapacity a nejsou schopny tak velkého výstupního výkonu s malým zkreslením výstupního signálu. Velikost anodového přepětí byla podle doporučení výrobce zvolena $U_{a p} = 450 \text{ V}$ pro zajištění maximální dynamiky zvukového signálu. Schéma koncového zesilovače je zobrazeno na obrázku číslo 10.

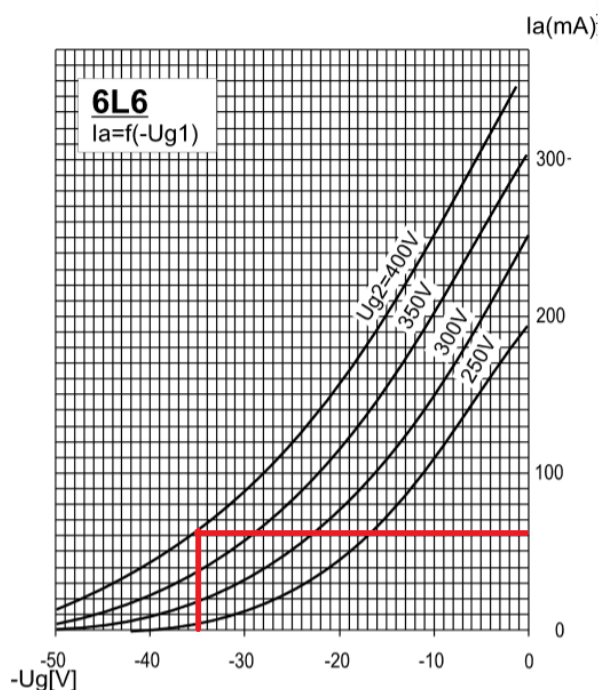


Obr. č. 10. Schéma zapojení výkonového zesilovače

Důležitou částí zapojení výkonového zesilovače je výstupní transformátor, který umožňuje připojení zátěže v podobě reproduktorů. Pro větší praktičnost disponuje výstupní transformátor dvě různá sekundární vinutí, aby bylo možná připojit nejčastěji používané reproduktory s impedancí $R_r = 4, 8$ nebo 16Ω . Primární vinutí transformátoru má vyvedený střed, na která je přivedeno stejnosměrné anodové napětí. Výstupní impedance zesilovače je na zátěž transformována převodním poměrem transformátoru podle vzorce (11) v případě, že poměr vinutí výstupního transformátoru je $n/1$. [8]

$$Z_1 = \frac{1}{n^2} Z_2 \quad (12)$$

Podle výrobce je výstupní impedance elektronek 6L6 při pentodovém zapojení s komplementárním zapojení rovna $R_{out p} = 5 \text{ k}\Omega$. Z toho vyplývá, že pro vhodné přizpůsobení impedance zesilovače k zátěži 8Ω musí být převodní poměr n roven 25. [5]



Obr. č. 11.: Převodní charakteristika elektrony 6L6

Jak je z grafu převodní charakteristiky na obrázku č. 11 patrné, pak při těchto hodnotách musí být stejnosměrné předpětí na řídicí mřížce rovno $U_{g p} = -35 \text{ V}$. Maximální výkon, který lze z anody pentody 6L6 odebrat je 30 W při plném zatížení. Pracovní bod je nastaven do 70% možného rozsahu a tedy i výstupní výkon je pouze $P_{ef} = 21 \text{ W}$. [6][8]

Pro správnou funkci pentody, je také zapotřebí přivést napětí na druhou mřížku, tzv. brzdicí. Tato hodnota je výrobcem obvykle doporučována jako $U_{g2} = 400 \text{ V}$. Proud do brzdicí mřížky je výrobcem udáván na $I_{g2} = 11 \text{ mA}$. [6]

Na obrázku číslo 12 je zobrazena převodní charakteristika elektrony 6L6 v pentodovém zapojení. Pro zvolené napětí druhé mřížky je možné odečíst maximální možná anodový proud jako $I_{a \text{ max}} = 350 \text{ mA}$. Pro maximální záporné přepětí -35 V , by

byl anodový proud 60 mA, takže by bylo využito 75% maximálního výkonu, což zajistí dostatečný výstupní výkon zesilovače, aniž by byl přetěžován a tím byla zkrácena životnost elektronek. Při maximálním výstupním výkonu elektronky 6L6 $P_{max} = 30W$ lze odvodit, že při tomto nastavení pracovního bodu bude celkový výstupní výkon obou elektronek roven:

$$P_{out} = 2 \cdot 0,75 \cdot P_{max} = 2 \cdot 0,75 \cdot 30 = 45 W \quad (13)$$

Ke katodám elektronek 6L6 byly připojeny odpory R34 a R35 o odporu 1Ω . Takto je možné snadno změřit proud, který prochází katodou elektronky a tak ověřit nastavení pracovního bodu elektronky. Podle odkazu [9] je pro elektronky 6L6 při anodovém napětí 450 V a pracovní třídě AB klidový proud katodou $I_b = 35$ mA. Což nám udává výkonovou ztrátu na katodě jako:

$$P_k = U_a I_b = 450 \times 35 \times 10^{-3} = 15 W \quad (14)$$

Tento ztrátový výkon musí odpovídat rozdílu výstupního výkonu P_{out} a maximálního možného výkonu P_{max} a tak lze ověřit, že bylo napětí i proud pro pracovní bod zvoleno správně.

Rezistory připojené k prvním mřížkám elektronek, aby byly omezeny špičkové proudy při maximálním buzení zesilovače. Navíc společně s Millerovou kapacitou elektronek tvoří dolní propust, která omezuje vysokofrekvenční rušení a zvyšuje stabilitu zesilovače. K druhé mřížce je podle doporučení výrobce připojen rezistor $1\text{ k}\Omega$ /5W a ke katodám je připojen odpor 1Ω , aby bylo možné snadno změřit katodový proud při nastaveném pracovním bodu. Předřazené kondenzátory blokují případné stejnosměrné signály. Výstup komplementárního zapojení pentod je přiveden na primární vinutí výstupního transformátoru. Primární vinutí má vyvedený střed, na který je připojeno stejnosměrné anodové napětí $U_a = 450$ V. Průchod vinutím transformátoru zajišťuje další vyhlazení stejnosměrného napětí, protože tvoří v podstatě LC filtr. Třetí mřížka (stínící), je vodivě propojena s katodou, aby zachytávala elektrony vyražené z řídicí mřížky a tím omezovala parazitní jevy v elektronce. Sekundární strana výstupního transformátoru má několik vinutí, které slouží k transformaci na různé hodnoty impedance, což umožňuje připojení různých impedancí reproduktorů, případně výstup do linkového portu jiných zařízení. [4][7]

2.7 Napájecí zdroj

Pro tento zesilovač je zapotřebí napájecí zdroj, který zvládne dodávat žhavicí napětí pro všechny elektronky a navíc dvě různá stejnosměrná napětí pro anodová přepětí triod a pentod. Jeho schématické zapojení je zobrazeno na obrázku číslo 12. K tomu je zapotřebí síťový transformátor s čtyřmi různými sekundárními vinutími.

Na sekundární straně napájecího transformátoru je přivedené 230 V z elektrické sítě. Na obou koncích vinutí je připojen dvoupólový přepínač, který umožňuje odpojení zesilovače od napájení. Dále je připojena rychlá přístrojová pojistka se jmenovitým proudem 2 A, proti případným zkratům a mezi oběma konci primárního vinutí je připojen kondenzátor C18 s kapacitou 47 nF, pro vyhlazení nesinusového vstupního proudu.

První vinutí zajišťuje symetrické vysoké napětí 320 V, které při dvojcestném

usměrnění vytváří napětí 450 V, které je dále vyhlazeno několik LC a RC filtry a snižováno na potřebná anodová napětí pro všechny zesilující stupně zesilovače. Horní i dolní konec vinutí je přiveden na dvoupólový přepínač, který umožňuje připojení buď klasického můstkového diodového usměrňovače, nebo dvou elektronkových diod GZ34. Tato možnost poskytuje větší všestrannost zesilovače podle preferencí uživatele. Výhodou usměrnění elektronkou je pomalejší nástup napětí, které jsou schopny dodávat, což má za následek subjektivní dojem „měkčího“ zvukového projevu a delšího dozvuku hraného hudebního tónu. Před vstupem anod elektronky GZ34 jsou umístěny dvě usměrňovací diody 1N5400 s opačnou polaritou a z jejich společného vývodu vede připojení na potenciál země. Tím je vytvořeno můstkové uspořádání, aniž by byla potřeba dvou elektronek, což by značně zvýšilo potřebný příkon na žhavení katod. Zároveň však zachovává výhody usměrnění elektronkou oproti čistě polovodičovému můstku. Pro vyšší výkony může být napět'ový úbytek na elektronce GZ34 až 50V, takže koncový zesilovač může snadněji komprimovat signál, což je specificky u kytarových zesilovačů požadované pro dosažení velmi zkreslených zvuků. [8]

Tato elektronka má přímé žhavení a proto je potřeba druhé sekundární vinutí vyvést na katodu diody. Za usměrňovacím můstkem respektive elektronkovou diodou je připojen LC filtr s tlumivkou o indukčnosti 10H, takže výsledné usměrněné napětí je značně vyhlazené a drží maximální hodnotu amplitudy. Po usměrnění se hodnota napětí rovná:

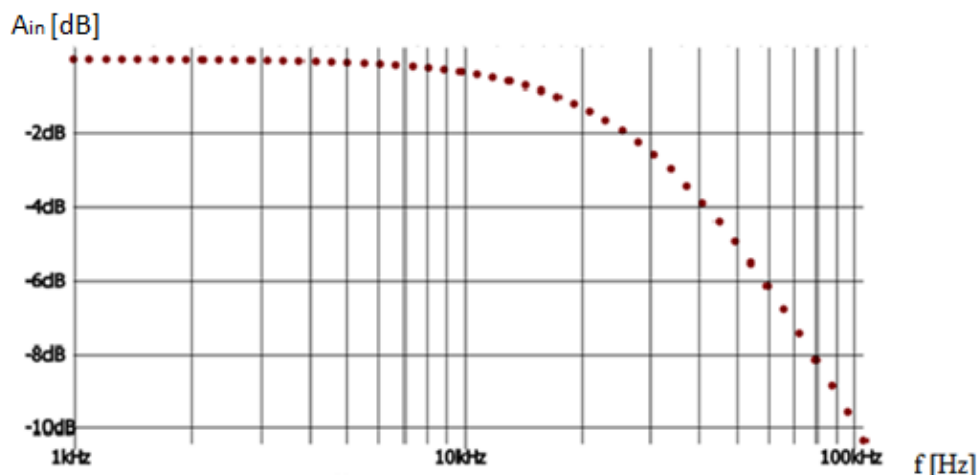
$$U_{DC} = U_{sec1} \cdot \sqrt{2} = 320 \cdot \sqrt{2} = 453 \text{ V} \quad (14)$$

K druhému výstupu usměrňovacího můstku je připojena druhá přístrojová pojistka se jmenovitým proudem 500 mA. Tato pojistka je společná pro všechny uzemnění usměrňovacích můstků.

Druhé sekundární vinutí má výstupní napětí 35 V. Toto napětí je usměrněno můstkovým usměrňovačem a přivedeno na trimr P12 a vyhlazeno polarizovaným filtrem C24 je vyhlazeno. Pomocí trimru je možné nastavit přesnou hodnotu záporného přepětí pro nastavení pracovního bodu výkonového zesilovače. Časté řešení těchto napájecích zdrojů bývá takové, že hlavní sekundární vinutí má vyvedený střed, který je uzemněný, a v určité části jedné poloviny vinutí je vyvedena odbočka na 50V, která je následně jednocestně usměrněna. Toto řešení je však nevhodné, kvůli nevyváženému zatěžování transformátoru a neefektivnímu usměrnění. [10]

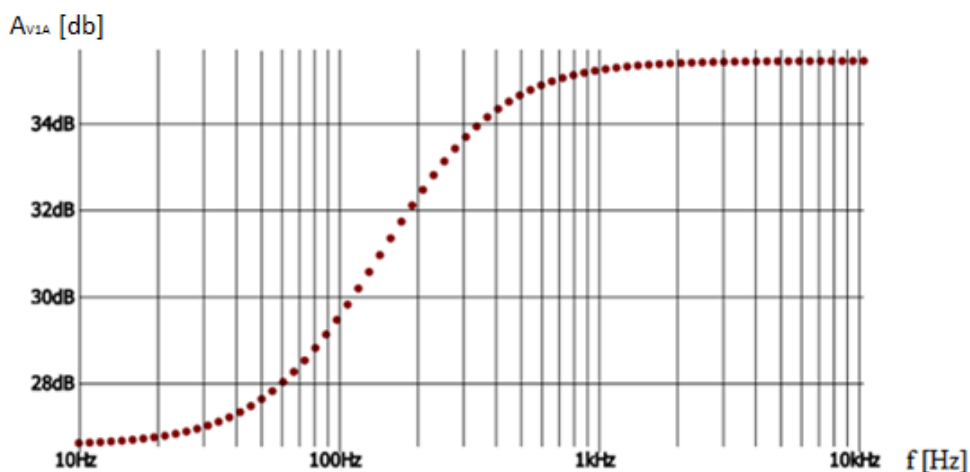
Třetí sekundární vinutí má výstupní napětí 12,6 V. Toto napětí je opět usměrněno můstkem, vyhlazeno kondenzátorem a upraveno srážecím odporem R45 na hodnotu 12,6 V stejnosměrného napětí. Toto napětí slouží ke žhavení elektronek ECC81 a ECC83 a k ovládní spínacího relé, které umožňuje připojení respektive odpojení elektronky V1B v předzesilovači a tím přepínat mezi čistým a zkresleným kanálem. Toto napětí je přivedeno na spínač CLEAN/OVERDRIVE, který je umístěný v čelním panelu. Navíc pokud je na tomto spínači nastaven kanál OVERDRIVE, je možné kanál přepínat dálkově pomocí tzv. footswitche, který obsahuje další externí spínač a tím je možné zvolit, zda přes řídicí cívku relé prochází proud nebo ne.

Poslední sekundární vinutí má výstupní napětí 6,3V. Oba konce vinutí jsou připojeny k tzv. odbrumovači. Jeho funkce spočívá v tom, že pomocí trimru P13 je možné vyvážit odpory na vývodech vinutí vzhledem k potenciálu země. To je potřeba nastavit experimentálně a najít optimální polohu, kde je nejmenší brum. Dále jsou



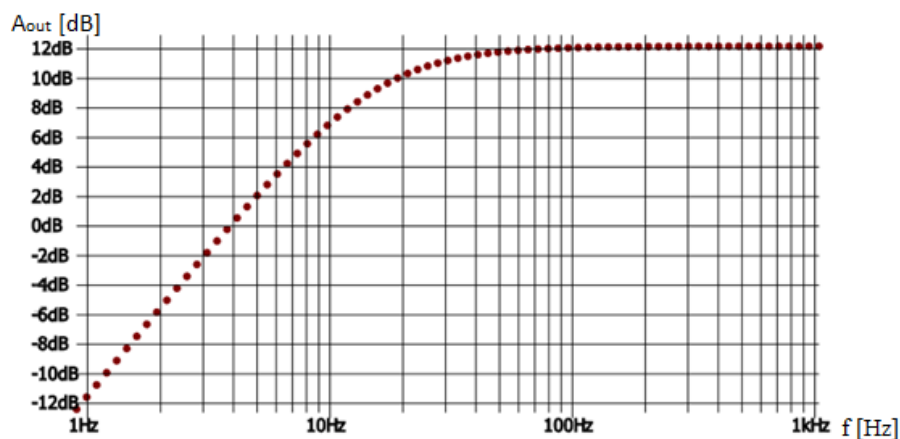
Obr. č. 13: Modulová přenosová frekvenční charakteristika vstupního filtru

Na obrázku číslo 13 je průběh frekvenční závislosti útlumu na vstupu předzesilovače. Vstupní rezistor R2 tvoří s Millerovou kapacitou elektronky ECC83 RC filtr, který odstraňuje velmi vysoké frekvence. Útlum A_{in} musí narůstat od frekvencí nad akustickým pásmem, aby se zamezilo případnému zesilování rádiových signálů, které by mohl přírodní kabel zachytávat jako anténa.



Obr. č. 14: Modulová přenosová frekvenční charakteristika triody V1A

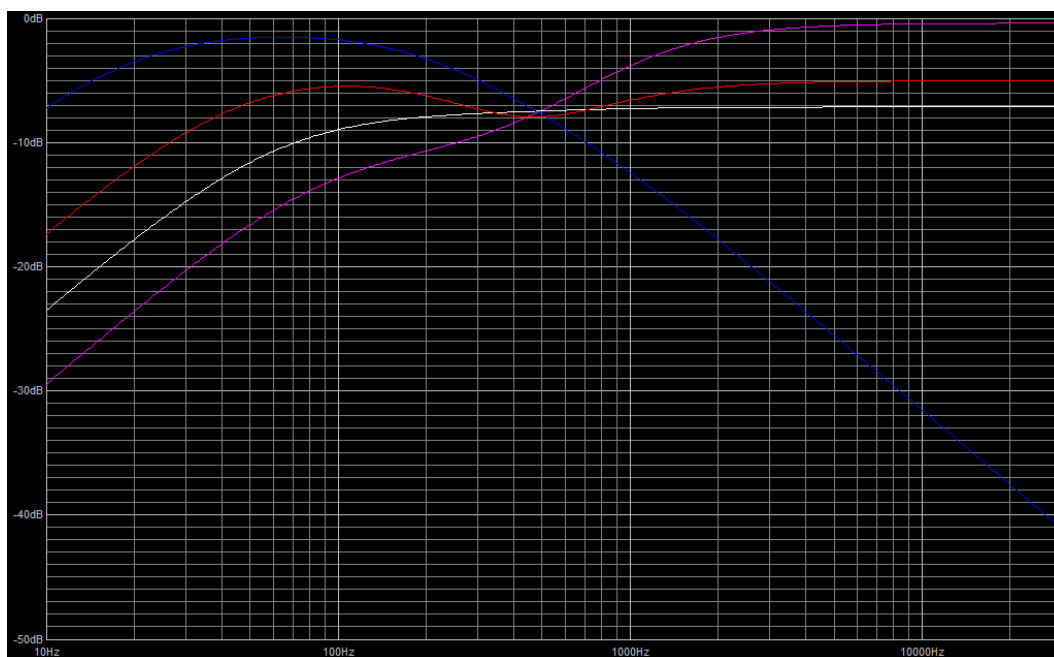
Na obrázku číslo 14 je zobrazena frekvenční závislost zisku A_{V1A} triodové elektronky. Zesílení není stejné pro všechny frekvence vlivem přemostění katodového odporu pomocí kondenzátoru o malé kapacitě. Díky tomu se pro vyšší frekvence snižuje odpor katody a tím se zvyšuje jejich zesílení. Výsledkem je zdůraznění frekvencí nižších než 1 kHz pro věrnější podání zvuku zesilovačem a potlačení nízkých rušivých frekvencí, například 50 Hz z elektrické sítě.



Obr. č. 15: Modulová přenosová frekvenční charakteristika výkonového zesilovače pro nízké frekvence

Na obrázku číslo 15 je zobrazena frekvenční závislost zesílení A_{out} výkonového zesilovače v pásmu nízkých frekvencí do 1 kHz. Mezní frekvence by měla být 80 Hz, což je nejnižší hudební tón kytary. Nižší frekvence se považují za nežádoucí brumy a je potřeba je odfiltrout z výsledného signálu.

Dále bylo ve volně dostupném programu Tone Stack Calculator 1.3 provedeno několik simulací přenosové charakteristiky frekvenčního korektoru. Nejprve pro všechny potenciometry do střední polohy a poté nastavení, kdy je jeden potenciometr nastaven na maximální hodnotu odporu, a zbylé potenciometry jsou nastaveny na minimální hodnotu. Jednotlivé průběhy na obrázku 16 ukazují výsledky pro nastavení (Modrá – Bass max, Bílá – Middle max, Fialová – Treble max, Červená – vše na střední hodnotě)



Obr. č. 16.: Modulová přenosová frekvenční charakteristika frekvenčního korektoru

2.9 Konstrukce

Během konstrukce byl kladen důraz na co nejmenší vlastní šum zařízení, zamezení rušení citlivých signálových částí výkonovými částmi zesilovače a vhodné uzemnění.

Rezistory byly voleny metalizované s jmenovitou hodnotu maximálního ztrátového výkonu 0,5 W. Tyto rezistory jsou vhodné pro NF aplikace, kvůli nízkým hodnotám vlastního šumu, který by se napříč celým zesilovačem kumuloval. Pro vyšší výkonové ztráty ve výkonovém zesilovači a napájecím zdroji byly zvoleny keramické rezistory pro ztrátu do 5 W nebo metaloxidové do 2 W. Kondenzátory do hodnoty 1 μF byly zvoleny foliové od výrobce WIMA s jmenovitým napětím 630 V. Tato hodnota minimálně dvojnásobně přesahuje předpokládané napěťové namáhání, což zajistí optimální životnost součástek a zachování vysoké hodnoty kapacity. Pro vyšší hodnoty kapacity bylo zapotřebí polarizovaných hliníkových kondenzátorů do 450 V. Ty jsou využity především pro filtrování usměrněného napětí v napájecí části zesilovače.

Důležité je také vhodné rozložení součástí v celém přístroji. Napájecí vodiče musí být co nejkratší a musí být maximálně vzdálené od částí se slabým signálem, aby bylo zamezeno rušení. Proto byl na levou část zařízení umístěn předzesilovač a efektní smyčka, dále pak výkonový zesilovač a invertor a až zcela vpravo je umístěn napájecí zdroj, vstup síťové zástrčky a síťový vypínač. Navíc jsou všechny signálové vodiče mezi jednotlivými bloky ve stíněném kabelu, nebo jsou v krouceném páru. Kroucené jsou i vodiče se střídavým napětím pro žhavení elektronek. Všechny vývody z jednotlivých bloků by měly být co nejbližší okraji. [10]

Desky plošných spojů byly voleny tak, aby na nich vznikala co nejmenší útlum a nezhoršoval se poměr S/N. Byl proto kladen důraz na co nejkratší cesty mezi součástkami a aby desky byly jednostranné. Tím se výrazně zvyšuje jejich efektivnost. Navíc byly všechny vývody zemně spojeny vylitým blokem, pro nízký odpor zemnicího vývodu a také slouží jako částečné stínění.

Pro správné uzemnění vytvořeny dva zemnicí uzly. Jeden pro signálovou část zesilovače a druhá pro výkonovou část napájecího zdroje a přepínání kanálů. K těmto uzlům vedou vodiče velkého průřezu, aby byl minimalizován odpor zemnicího vedení. Tyto dva uzly jsou spojeny těsně před kolíkem země na síťové zástrčce. Zemnicí kolík síťové zástrčky je spojen s kovovou kostrou šasi.

3 ZÁVĚR

Cílem této práce bylo vytvořit návrh funkčního prototypu zesilovače, který bude splňovat požadavky, které je nutno brát v úvahu pro použití s elektrickou kytarou. Hlavní problém práce s elektronikami je hlavně potřeba žhavicího napětí, vysokého stejnosměrného napětí na anodě a navíc je potřeba uvažovat jistou míru nepřesnosti jejich parametrů a parazitní vlastnosti.

Pro tento předzesilovač byly zvoleny elektronkové triody ECC83. Požadavkem bylo zavést dva kanály, kterými bude možné volit dva různé charaktery zvuku, označené jako CLEAN a OVERDRIVE. K tomu bylo potřeba začlenit spínač realizovaný přes relé, který umožní připojit nebo odpojit z předzesilovače elektronkovou triodu, která je nastavená do režimu přebuzení a tím vytváří požadované zkreslení. Všechny triody jsou odděleny blokovacími kondenzátory, aby se navzájem neovlivňovali jejich nastavení pracovního bodu. První elektronka slouží k hlavnímu zesílení předzesilovače a druhá elektronka, zajišťuje zkreslení v případě zapojení kanálu OVERDRIVE. Výstupní impedance poslední elektronky je $R_{out\ k} = 68,2\ k\Omega$ a proto je nutné zařadit čtvrtou elektronku v zapojení jako katodový sledovač pro snížení výstupní impedance na $R_{out\ kf} = 61,8\ \Omega$. Poté je možné připojit frekvenční korektor složený ze třech RC článků. Poslední obvod před výkonovým zesilovačem umožňuje připojení externích efektů a zvolit poměr signálu, který efekty zcela obchází a signálu, který bude vyveden mimo zesilovač a vrátí se zpět.

Pro výkonový zesilovač bylo vybráno komplementární zapojení pentod 6L6. Tyto elektronky vyžadují vyšší anodové napětí a nastavení pracovního bodu záporným přepětím napětím na řídicí mřížku mřížku. Tyto hodnoty byly zvoleny dle doporučení výrobce pro třídu AB jako $U_{a\ p} = 450\ V$ anodového napětí a $U_{g2} = 400\ V$ do stínící mřížky. Pracovní bod byl zvolen do úrovně 75% maximálního výkonu, čemuž odpovídá záporné přepětí řídicí mřížky $U_{g\ p} = -35\ V$. Celkový výstupní výkon zesilovače je tedy teoreticky 45W. Na vstupu výkonového zesilovače je připojen fázový invertor se zápornou zpětnou vazbou ze sekundárního vinutí výstupního transformátoru. Invertor zajišťuje rozdělení signálu na kladné a záporné půlvlny, které jsou přivedeny na patričnou výkonovou pentodu. Navíc zajišťuje plné vybuzení výkonového zesilovače. Tím je dosaženo malého zkreslení, protože v třídě AB zesilovač zesiluje jen jednu půl vlnu v každé větvi, takže na výstupu ze zesilovače jsou obě půlvlny opět spojeny s minimálním zkreslením.

Pro vyšší efektivitu a impedanční přizpůsobení je výstupní signál z anody přiveden na výstupní transformátor s vyvedeným středem na primární straně. K tomuto středu je připojeno anodové napětí a jako impedance připojená k anodě slouží transformovaná impedance reproduktoru. Výstupní transformátor umožňuje připojení reproduktorů o impedanci 4,8 a 16 Ω a navíc má i linkový výstup pro připojení sluchátek nebo přímý vstup do zvukové karty a podobně.

Anodová napětí a žhavicí napětí všech elektronek zajišťuje síťový zdroj s transformátorem s čtyřmi sekundárními vinutími. Napětí 320V z prvního vinutí lze usměrnit buď klasickým můstkovým usměrňovačem a nebo diodovou elektronkou GZ34, která má měkčí výstupní napětí. Před diodovou elektronkou jsou zařazeny dvě usměrňovací diody 1N5400 s opačnou polaritou. Mezi těmito diodami je umístěno uzemnění. Tím je vytvořen usměrňovací můstek, díky faktu, že elektronka GZ34 má hned dvě anody a společnou katodu. Usměrněné napětí z katody elektronky GZ34 je přivedeno na tlumící cívku s impedancí $L = 10\ H$, která zajistí téměř dokonalé vyhlazení, které je pro nízkofrekvenční zesilovač potřebné. Díky kondenzátoru s nabíjecím rezistorem před spínačem STANDBY mají anodová napětí pozvolný náběh bez náhlých špiček. Nakonec jsou napětí postupně snižována RC články a přivedena na příslušné anody.

Druhé sekundární vinutí zajišťuje napětí pro záporné přepětí výkonového

zesilovače. Napětí z třetího vinutí je usměrněno na 12 V pro žhvení elektronek ECC83 a ECC81. Navíc slouží k ovládání relé, které přepíná čistý a zkreslený kanál předzesilovače. Poslední vinutí je opatřeno odbrumovačem, kterým je možné experimentálně najít vhodné vyvážení vývodů vinutí a tím zajistit co nejnižší hladinu brumu v signálu. Takto ošetřené napětí je využito pro žhvení výkonových elektronek 6L6.

Bylo provedeno několik základních simulací přenosových charakteristik, které potvrdily správnost vybraných hodnot součástek. Návrh frekvenčního korektoru je podložen simulací z programu Tone Stack Calculator 1.3. Ostatní simulace a výpočty umožnili aplikace dostupné na webové stránce [5]. Zde bylo možné ověřit správnost návrhu předzesilovače, frekvenčního korektoru a fázového invertoru.

Celý zesilovač byl umístěn do šasi, které bylo vyrobeno přímo na míru z hliníku. Tím je zajištěna pevnost, relativně nízká hmotnost a dobré chlazení zařízení.

Nakonec bylo provedeno měření pro ověření funkce zesilovače. Záznam z tohoto měření je v příloze C ve formě protokolu z měření.

LITERATURA

- [1] LUKEŠ, J. Věrný zvuk. Praha: SNTL, 1962
- [2] WIRSUM, S. Abeceda nf techniky. Praha: BEN – technická literatura, 2003.
- [3] VLACH, J., VLACHOVÁ, V. Lampárna aneb co to zkusit s elektronkami? Praha: BEN – technická literatura, 2004.
- [4] DVOŘÁČEK, J. a spol, Kurs Radiotechniky. Praha: SNTL, 1975
- [5] KUEHNEL, R., Ampbooks [online], [cit. 15.9.2013], dostupné z: www.ampbooks.com
- [6] JJ Electronic s.r.o., Product Catalog, [cit. 10.3.2014], dostupné z: http://www.jj-electronic.com/index.php?option=com_content&task=view&id=15&Itemid=10
- [7] BRINSON, J. D. , AMZFX, [cit. 8.12.2013], dostupné z: <http://www.muzyque.com/>
- [8] Maarten&Annemarie, Platenspeler, , [cit. 18.12.2013], dostupné z: <http://www.platenspeler.com>
- [9] MAROSSY, P., DIYguitarist.com, [cit. 18.3.2014], dostupné z: <http://www.diyguitarist.com/Images/BiasChart-6L6.jpg>
- [10] PÉK, J., Elektronkové zosilňovače pre začiatočníkov, [cit. 4.3.2014], dostupné z: <http://tubeamp.wz.cz/>

SEZNAM SYMBOLŮ, VELIČIN A ZKRATEK

μ	Zesilovací činitel elektronky
ω	Úhlový kmitočet
ω_0	Mezní úhlový kmitočet
Ω	Ohm
A	Zesílení
A_1	Zesílení elektronky V1A
A_2	Zesílení elektronky V1B
A_3	Zesílení elektronky V2A
A_4	Zesílení elektronky V2B
A_{in}	Útlum vstupního filtru
A_u	Napět'ové zesílení
A_k	Zesílení triody s katodovou impedancí
A_{kf}	Zesílení anodového sledovače
C	Kapacita kindezátoru
dB	decibel
f	frekvence
f_0	Mezní frekvence
FFT	Rychlá Fourierova transformace
H	Indukce
Hz	Hertz
HiFi	Systém s vysokou věrností reprodukce zvuku
$I_{a\ max}$	Maximální anodový proud
I_f	Žhavicí proud
I_{g2}	Proud do druhé mřížky pentody
I_{ap}	Anodový proud pentody
j	Imaginární jednotka
L	Indukčnost cívky
mm	milimetr
n	Poměr závitů transformátoru
P_{ef}	Efektivní výkon
P_k	Výkon pentody

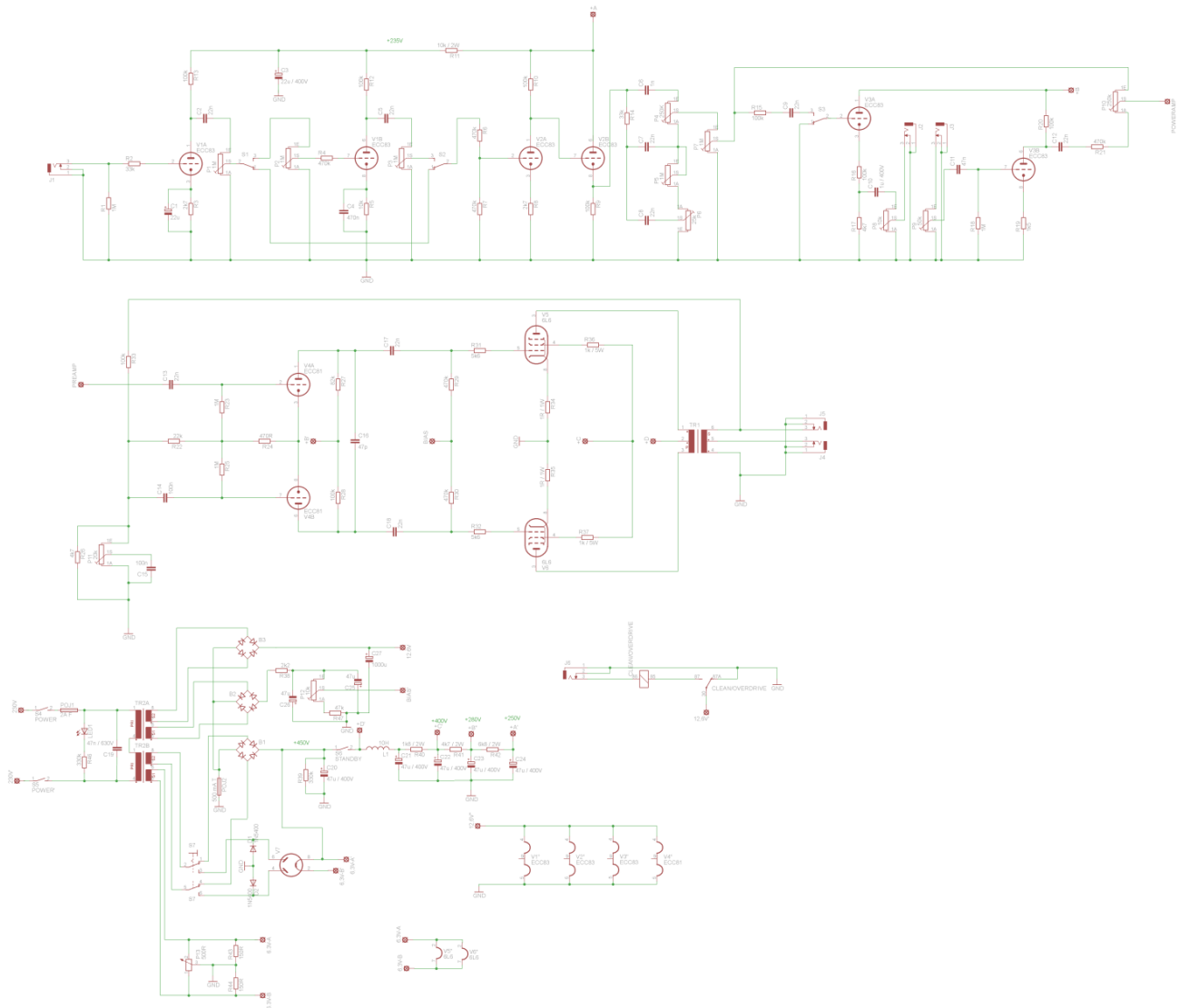
P_{\max}	Maximální výkon
P_{out}	Výstupní výkon
P_r	Výkon na rezistoru
P_z	Výkon na zátěži zesilovače
R	Odpor rezistoru
R_a	Odpor připojený k anodě
R_g	Odpor mřížky
R_i	Vnitřní odpor elektronky
R_k	Odpor katody
RMS	Střední hodnota
$R_{\text{out k}}$	Výstupní odpor triody s katodovým odporem
$R_{\text{out kf}}$	Výstupní odpor katodového sledovače
$R_{\text{out p}}$	Výstupní odpor pentody
$R_{p \text{ ef}}$	Efektivní výstupní odpor pentody
R_z	Odpor zátěže
R_{zk}	Odpor zátěže při dvou elektronkách
S	Strmost elektronky
S/N	Poměr výkonu signálu ku výkonu šumu
THD+N	Poměr harmonického zkreslení s přidaným šumem
u_1	Vstupní napětí
u_1	Výstupní napětí
U_a	Anodové napětí
$U_{a p}$	Anodové napětí pentody
U_{DC}	Usměrněné napětí
U_f	Žhavicí napětí
U_g	Napětí na řídicí mřížce triody
U_{g2}	Napětí na stínící mřížce
U_{gp}	Napětí na řídicí mřížce pentody
U_{konst}	Napětí na přímce konstantního výkonu
U_{sec1}	Napětí prvního sekundárního vinutí
V	Volt
W	Watt
Z_c	Impedance kondenzátoru

SEZNAM PŘÍLOH

A	Schémata	35
A.1	Schéma zapojení kytarového zesilovače	35
B	Návrhy desek plošných spojů	36
B.1	Návrh desky plošného spoje a osazovací výkres předzesilovače	36
B.2	Návrh desky plošného spoje a osazovací výkres efektové smyčky	37
B.3	Návrh desky plošného spoje a osazovací výkres koncového zesilovače	38
B.4	Návrh desky plošného spoje a osazovací výkres napájecího zdroje	40
C	Protokol z měření	41
C.1	Základní ověření funkce napájecího zdroje	41
C.2	Měření předzesilovače	41
C.3	Měření efektové smyčky a fázového invertoru.....	44
C.4	Měření výstupního signálu zesilovače	46
C.5	Závěr měření	48
D	Soupiska součástek	49

A SCHÉMATA

A.1 Schéma zapojení kytarového zesilovače



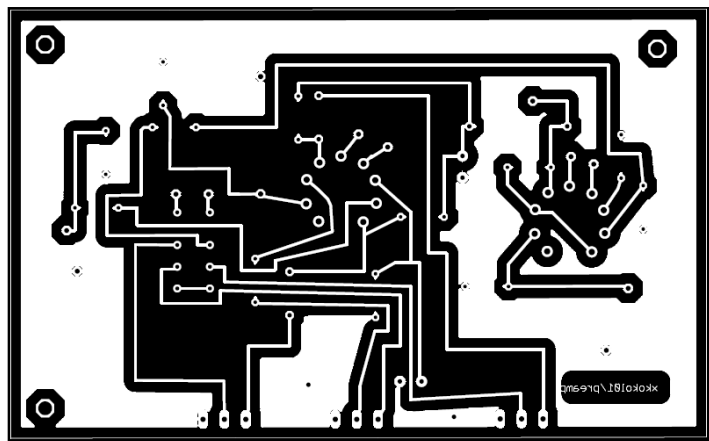
Horní část: Předzesilovač a efektní smyčka.

Střední část: Fázový invertor a výkonový zesilovač

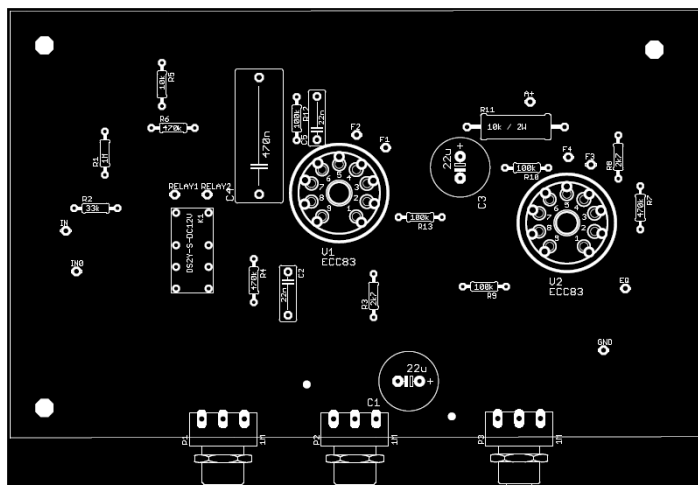
Spodní část: Napájecí zdroj

B NÁVRHY DESEK PLOŠNÝCH SPOJŮ

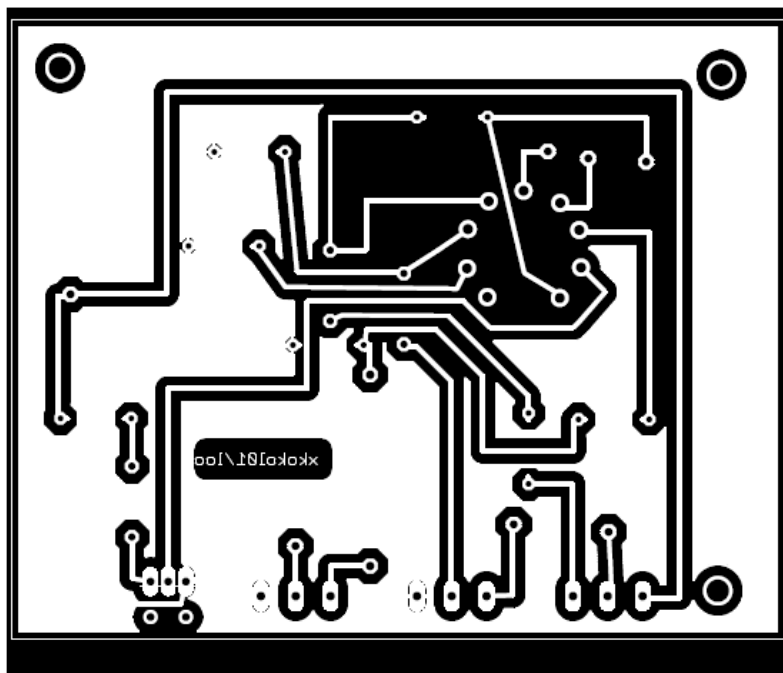
B.1 Návrh desky plošného spoje a osazovací výkres předzesilovače



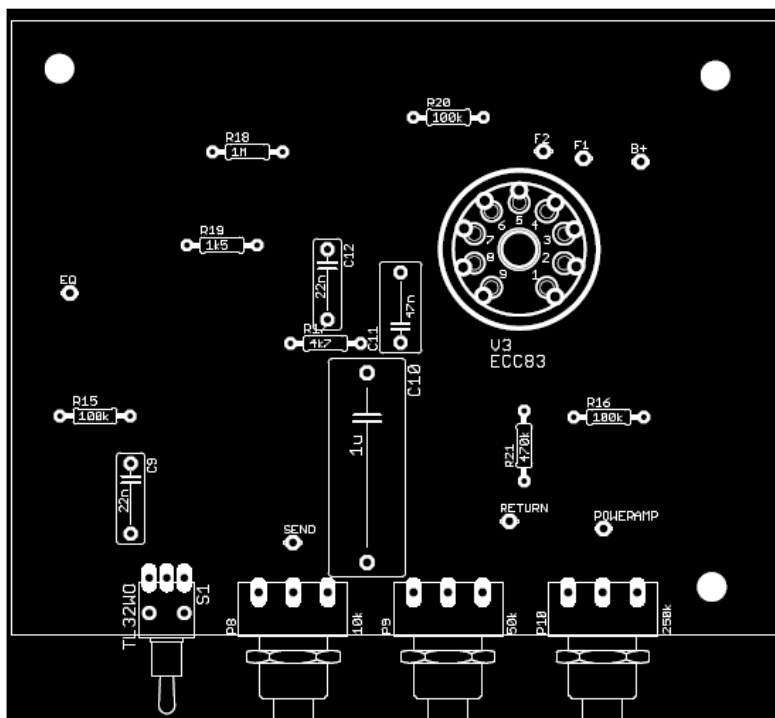
Rozměry: 160 x 100 [mm], měřítko 1:2



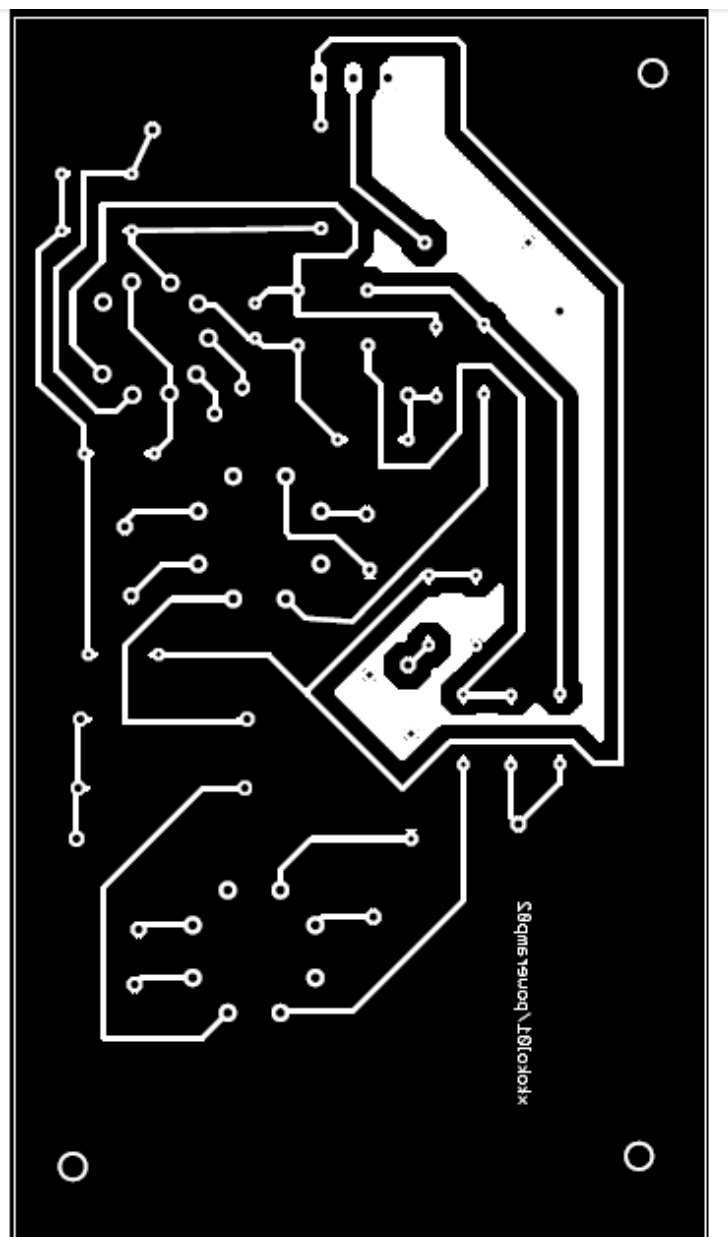
B.2 Návrh desky plošného spoje a osazovací výkres efektové smyčky



Rozměry: 110 x 90 [mm], měřítko 1:1

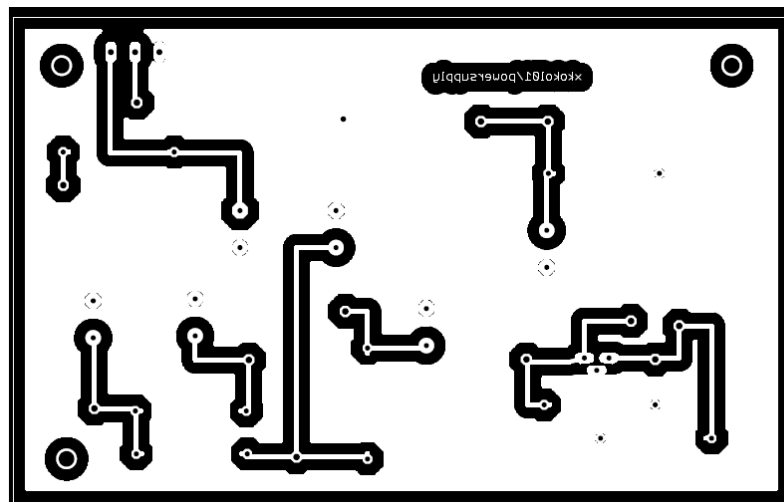


B.3 Návrh desky plošného spoje a osazovací výkres koncového zesilovače

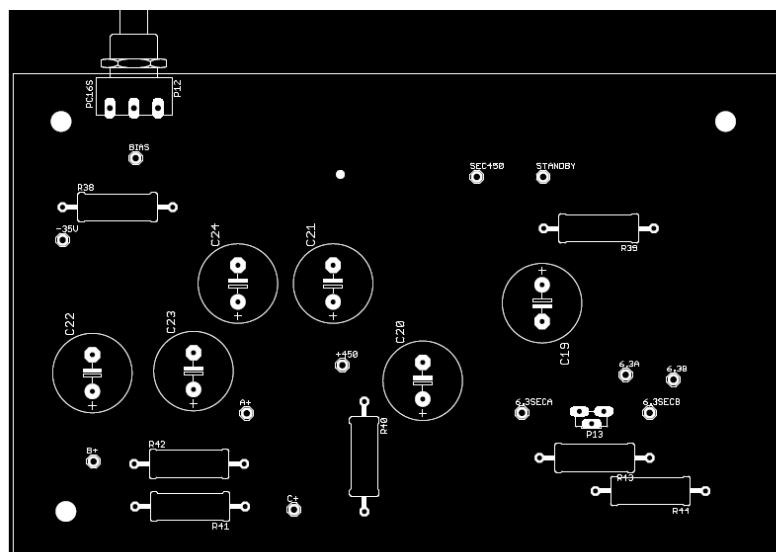


Rozměry: 180 x 100 [mm], měřítko 1:1

B.4 Návrh desky plošného spoje a osazovací výkres napájecího zdroje



Rozměry: 160 x 100 [mm], měřítko 1:2



C PROTOKOL Z MĚŘENÍ

- Ověřit výstupních napětí napájecího zdroje
- Ověřit funkčnosti přepínání kanálů
- Změřit zesílení, harmonické zkreslení a spektrum signálu na výstupu předzesilovače
- Ověřit funkci efektové smyčky a fázového invertoru a zjistit jejich vlastnosti
- Změřit maximální výstupní výkon zesilovače a určit jeho modulovou přenosovou frekvenční charakteristiku

C.1 Základní ověření funkce napájecího zdroje

Měřením pomocí multimetru bylo zjištěno, že výstupní napětí transformátoru odpovídají hodnotám, které udává výrobce. Proudů odebírané elektronkami se mírně liší od katalogových hodnot a navíc se liší v čase. Větší proud odebírají při spuštění žhavení a po několika minutách proud poklesne až o 10%. Napětí na výstupu napájecího zdroje jsou tedy větší než vypočtené hodnoty, což může zkrátit životnost součástek, ovšem zajišťuje lepší zvukový projev zesilovače.

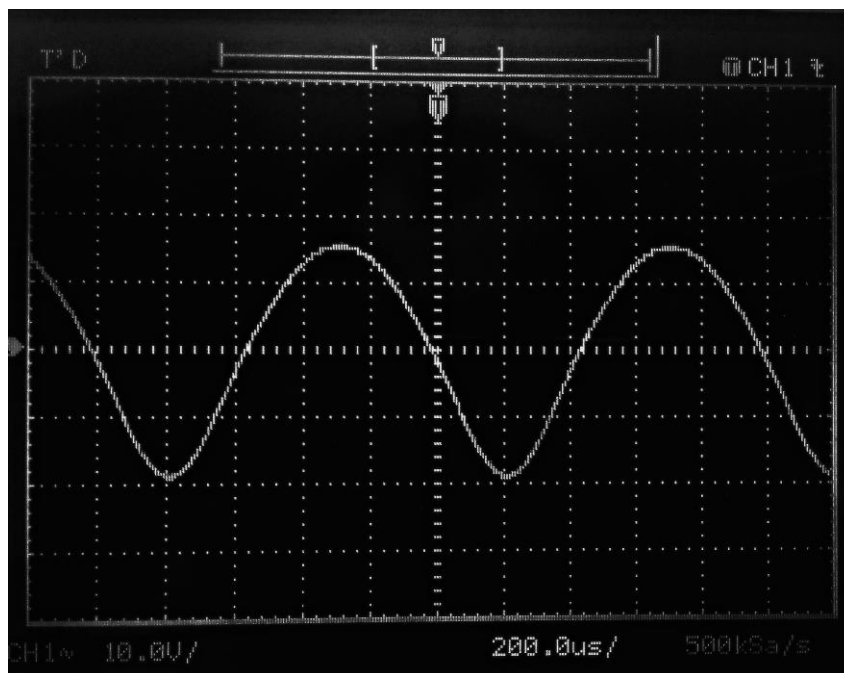
Přepínání kanálu je realizováno přes relé s řídicím napětím 12 V. Vzhledem k tomu, že je řízené napětím 12,6 V pro žhavení triod, je zabezpečeno, že bude spolehlivě spínat pomocí přivádění toho napětí přes spínač na čelním panelu nebo přes externí spínač, tzv. footswitch.

C.2 Měření předzesilovače

Pro testování byl použit tónový generátor Agilent 33220 A, osciloskop Agilent DSO 3102A a milivoltmetr MV 100 L. Výstupní signál z tónového generátoru má amplitudu 100 mV a kmitočet 1 kHz, pokud není uvedeno jinak. Tento signál byl pomocí svorek přiveden na nástrojový kabel s konektorem Jack 6,3 mm, aby byl co nejdříve simulován skutečný provoz. Pro snímání signálu byla použita napěťová sonda s poměrem 1:10. To je nutné vzhledem k poměrně velkému napětí, které prochází jednotlivými bloky zesilovače.

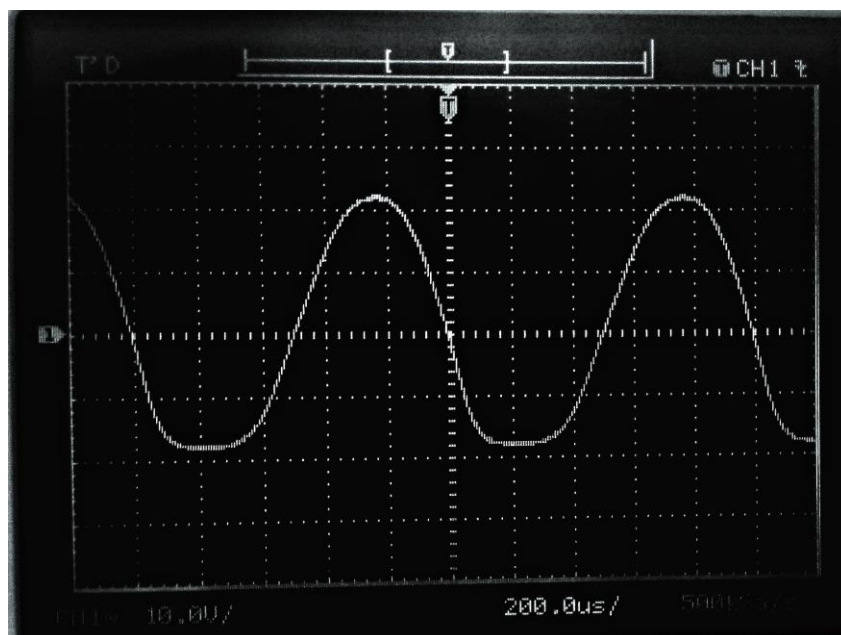
Nejprve byla ověřena správná funkce napájecího zdroje. Veškerá napětí odpovídají předpokladům. Pouze anodová napětí jsou zhruba o 8 V nižší, protože potřebné proudy do elektronek jsou nižší, než udával výrobce.

Následně byla ověřena funkce předzesilovače. Na obrázku číslo 17 je fotografie průběhu výstupního signálu z předzesilovače před tím, než je upraven frekvenčním korektorem. Tento prvním průběh odpovídá kanálu CLEAN.



Obr. č. 17.: Časový průběh signálu na výstupu předzesilovače pro kanál CLEAN

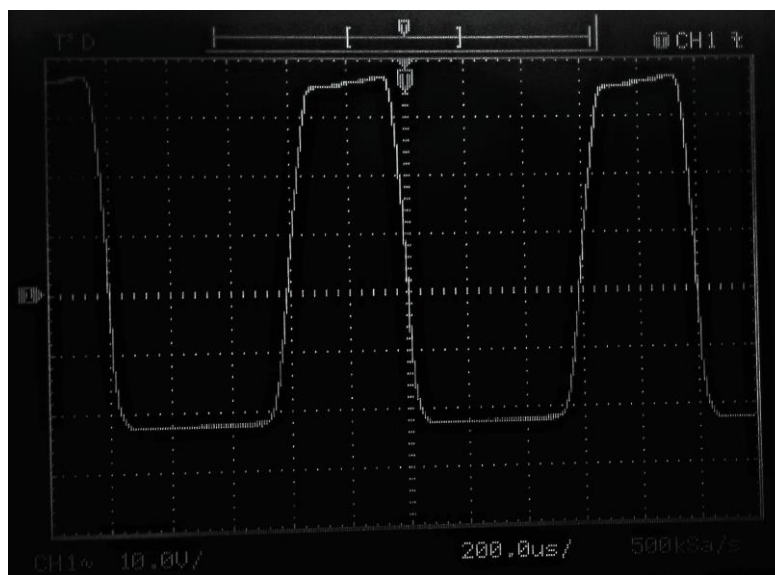
Z průběhu lze zjistit, že signál je zesílen až na amplitudu zhruba 15 V a má výchylku pro zápornou půlvlnu přibližně o 2 V vyšší. Takto se projevuje lehké zkreslení. Na obrázku číslo 18 je zobrazen průběh pro kanál OVERDRIVE při malém zisku.



Obr. č. 18.: Časový průběh signálu na výstupu předzesilovače pro kanál OVERDRIVE a malý zisk

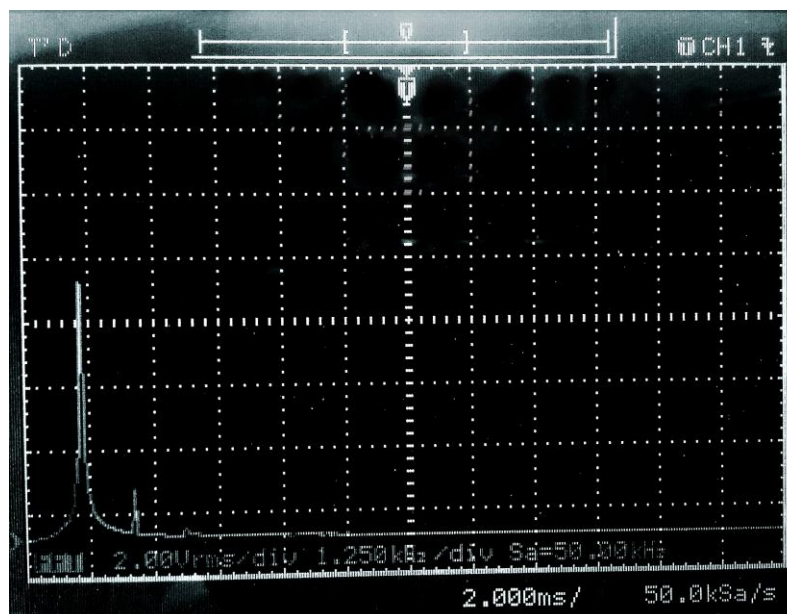
Při přepnutí na zkreslený kanál se začíná projevovat větší harmonické zkreslení,

které je u kytarového zesilovače žádoucí. Na dalším obrázku číslo 19 je průběh signálu při velikém zisku předzesilovače.



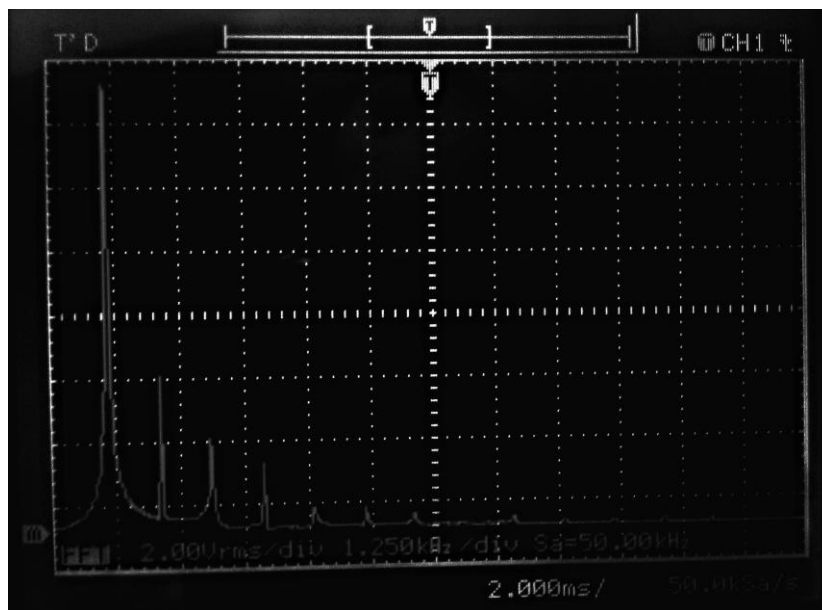
Obr. č. 19.: Časový průběh signálu na výstupu předzesilovače pro kanál OVERDRIVE a velký zisk

U tohoto nastavení je předzesilovač již velmi saturován a projevuje se na signálu značné zkreslení a také vyšší zesílení, díky kterému dosahuje signál amplitudy 22 V. Přenášení signálu na vyšších napěťových úrovních je výhodné pro udržení dobrého poměru signálu k šumu. Na obrázcích 20 a 21 je zobrazeno změřené spektrum pro čistý kanál a zkreslený kanál s velkým ziskem.



Obr. č. 20.: Spektrum výstupního signálu pro kanál CLEAN

Z frekvenčního průběhu je patrné, že i při využití čistého kanálu způsobují nelinearity elektronik přidání druhé harmonické do původního signálu. Tato frekvence přesně odpovídá druhé oktávě původního tónu, takže je takovýto druh zkreslení libozvučný pro lidský sluch a proto není chápán jako nedostatek, ale jako výhodná vlastnost elektronkových zesilovačů. Měřením na milivoltmetru bylo zjištěno, že takovýto signál má zkreslení THD+N zhruba 12 %. Tato hodnota není ovšem nijak kritická pro kvalitu zvuku, protože u kytarových aparatur se předpokládá zkreslení v jednotkách procent. To odpovídá požadované úpravě surového signálu z kytarových snímačů.

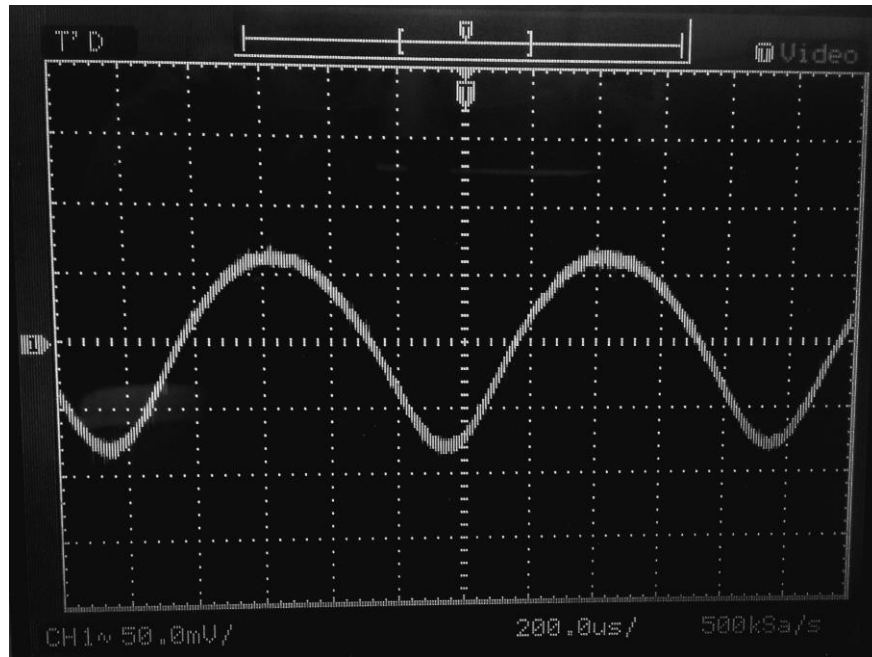


Obr. č. 21.: Spektrum výstupního signálu pro kanál OVERDRIVE

Z tohoto průběhu je zřejmé, že přebuzení elektronky V1B v předzesilovači způsobuje zvýšení podílu vyšších harmonických v signálu. Typická vlastnost pro elektronkové triody je právě taková, že se v signálu projeví druhá až čtvrtá harmonická, a vyšší frekvence jsou výrazně potlačeny. To je opět velmi příjemné pro výsledný zvukový projev zesilovače. Měřením na milivoltmetru bylo zjištěno, že takovýto signál má zkreslení THD+N až 53%.

C.3 Měření efektové smyčky a fázového invertoru

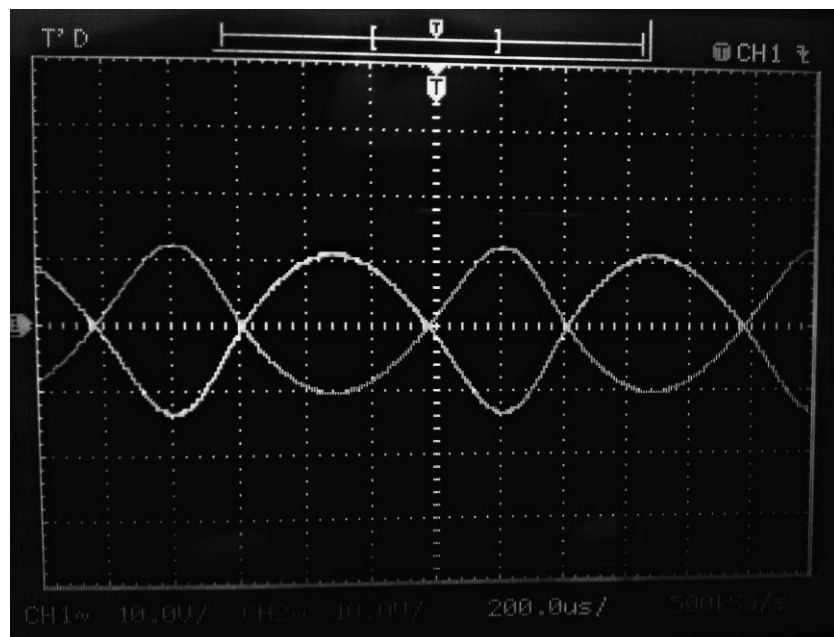
Jako další byla ověřena funkce efektové smyčky. Ukázalo se, že při snížení napětí před přivedením na výstup smyčky dochází ke zhoršení poměru S/N. Na obrázku 22 je patrné, že tento signál je lehce zašuměný vlivem snížení napětí na odporovém děliči.



Obr. č. 22.: Časový průběh signálu na výstupu SEND

Měřením bylo zjištěno, že zkreslení THD+N se na výstupu zhorší až na 32 %. Při vyšší úrovni signálu, kterou lze nastavit potenciometrem P8, je toto zkreslení o 1 až 2 % lepší. Nicméně při návratu signálu je signál přiveden na vysokou impedanci a opět zesílen na zhruba stejnou úroveň, jako má signál z předzesilovače, takže je poměr šumu opět lepší. Nicméně při použití smyčky je vždy potřeba brát v úvahu mírné zdeformování signálu.

Následně byla ověřena funkce fázového invertoru. Ten je zcela nezbytný pro správnou funkci koncového zesilovače. Na obrázku číslo 23 jsou zobrazeny průběhy signálů na obou výstupních větvích budiče koncového zesilovače.



Obr. č. 23.: Časový průběh signálů fázového invertoru

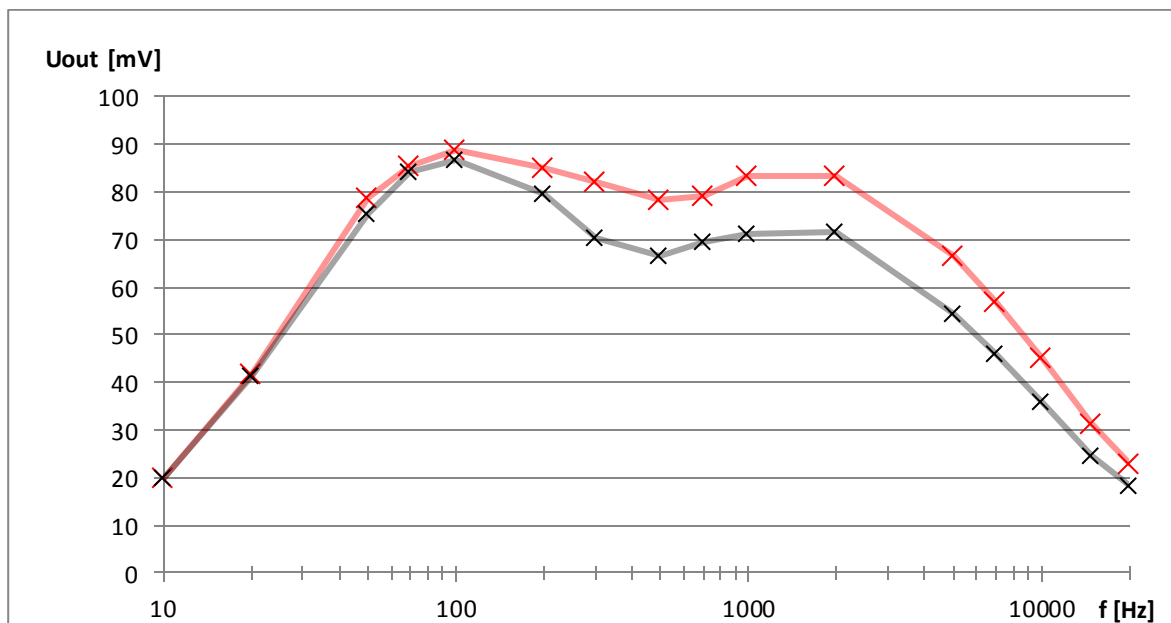
Měření bylo provedeno za blokovacími kondenzátory obou větví fázového invertoru. Tyto průběhy ukazují, že signál čistého kanálu předzesilovače, byl opět lehce zdeformován zesílením elektroniky a lehce se zdůraznila druhá harmonická základního signálu. Měřením bylo zjištěno, že harmonické zkreslení THD+N je na výstupu fázového invertoru 14,5 %. To lze stále pokládat za přijatelný výsledek, který nijak negativně neovlivní výsledný zvukový projev. Navíc je patrné, že obě větve mají prakticky stejné zesílení a jejich fáze jsou posunuté přesně o 180°. Signál byl tedy vhodně upraven pro konečné výkonové zesílení dvojčinným zesilovačem s pentodami.

C.4 Měření výstupního signálu zesilovače

Nakonec byl změřen výstupní výkon pomocí náhradní odporové zátěže s impedancí 7 Ω . Při nastavení hlasitosti i frekvenčních korekcí na maximální hodnotu bylo na zátěži 17,2 V. Díky tomuto napětí lze snadno určit výkon na zátěži jako:

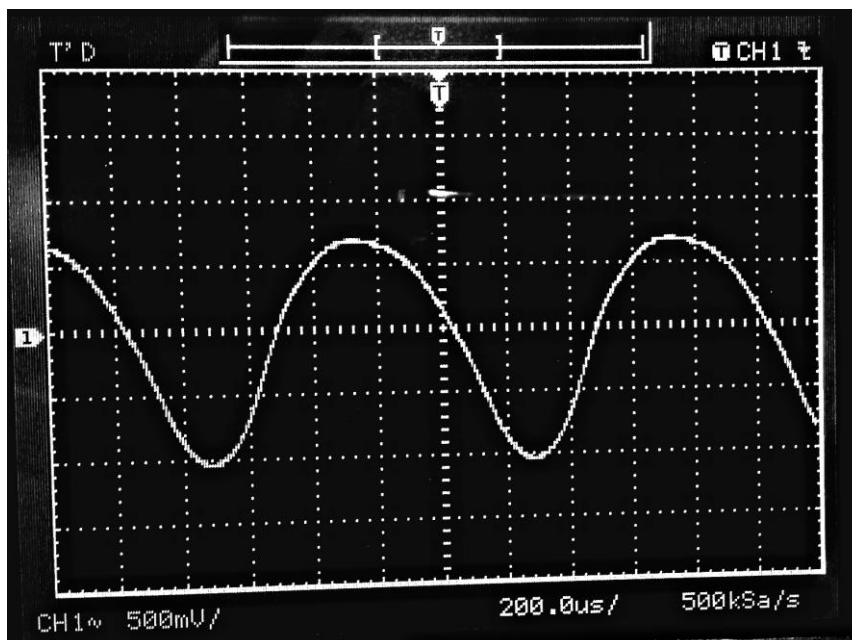
$$P_z = \frac{U^2}{R} = \frac{17,2^2}{7} = 42,3 \text{ W} \quad (15)$$

Tento výkon je jen o 2,5 W nižší než teoretický výkon z čehož lze usoudit, že pracovní bod výkonového zesilovače je nastaven správně. Jako poslední byl měřen signál na linkovém výstupu pro zjištění výstupního zkreslení a přenosové charakteristiky. Na obrázku číslo 24 je zobrazena modulová přenosová charakteristika zesilovače pro čistý kanál, hlasitost i frekvenční korekce ve střední poloze. Červený průběh ukazuje charakteristiku při nastavení PRESENCE na maximum a černý průběh pro minimum.

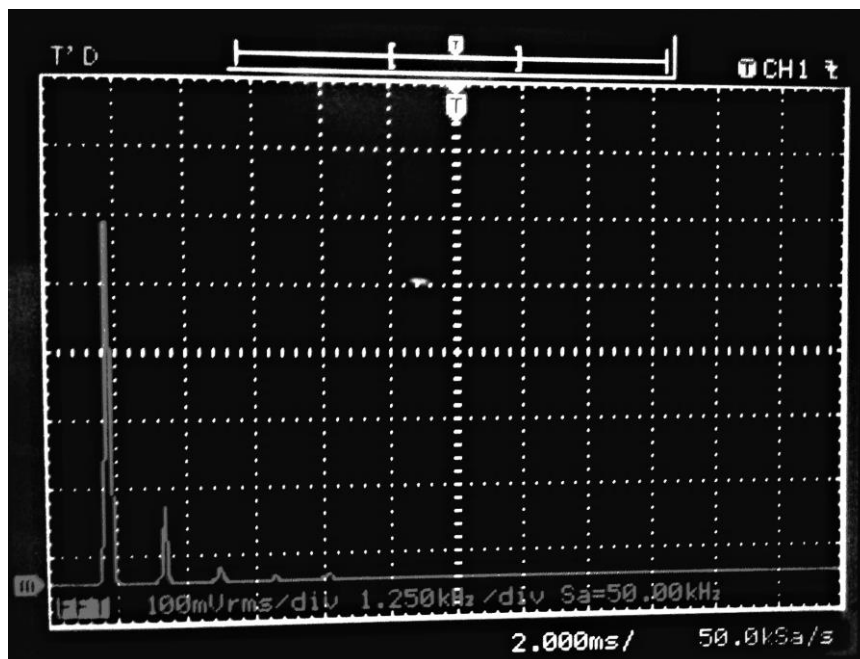


Obr. č. 24.: Graf výstupních charakteristik

Z grafu je patrné, že nastavení tohoto potenciometru ovlivňuje míru zpětné vazby a ta se projevuje především pro frekvence vyšší než 100 Hz. To výrazně ovlivňuje výsledný charakter zvuku zesilovače. Na obrázku 25 je zobrazen výstupní signál pro čistý kanál a všechna nastavení ve střední poloze. Obrázek 26 zobrazuje potom spektrum tohoto signálu.



Obr. č. 25.: Časový průběh signálu z linkového výstupu



Obr. č. 26.: Spektrum signálu z linkového výstupu

C.5 Závěr měření

Výsledky měření ukazují, že všechna napětí napájecího zdroje odpovídají očekávaným hodnotám s odchylkou u žhavicích napětí vlivem měnicího se odporu při žhavení elektronek. Dále bylo pomocí tónového generátoru a osciloskopu prověřeno, že předzesilovač vstupní signál zesílí vstupní signál 100 mV až na 16 V při celkovém harmonickém zkreslení THD+N 12,7 %. Tato hodnota by samozřejmě zcela nevyhovovala HiFi zařízením, ovšem u kytarových aparatur se předpokládá určitá míra zkreslení, která odpovídá přidání nového charakteru původnímu signálu přímo z kytarových snímačů. Podle měření spektra signálu pomocí FFT se ukázalo, že k základní frekvenci se přidává jen druhá harmonická. Při přepnutí na zkreslený kanál se zvyšuje zesílení a do signálu přibývají další složky až po asi pátou harmonickou. Efektivá smyčka zhoršuje poměr signálu a šumu, zřejmě kvůli snížení napětí signálu, předtím, než signál pokračuje na výstup smyčky.

Invertor má na obou větvích prakticky stejné zesílení s mírným zkreslením, které by se ovšem nemělo zásadněji projevit ve výsledném zvukovém projevu. Výstupní výkon na náhradní zátěži byl určen na 42 W. Frekvenční charakteristika odpovídá předpokladům a nebyly zaznamenány žádné nestability zesilovače.

Při testu zesilovače se skutečným hudebním nástrojem a reproboxem bylo zjištěno, že výsledný zvukový projev je velmi příjemný a charakterem se blíží klasickým zesilovačům ze sedmdesátých let dvacátého století a je tedy velmi vhodný pro klasickou rockovou hudbu.

D SOUPISKA SOUČÁSTEK

Označení	Hodnota	Pouzdro	Popis
B1	1000V/3A	MBS	Diodový usměrňovač
B2	1000V/3A	MBS	Diodový usměrňovač
B3	1000V/3A	MBS	Diodový usměrňovač
C1	22u/100V	E5-13	Hliníkový elektrolytický kondenzátor
C2	22n/630V	C102-043X133	Foliový kondenzátor
C3	22u/100V	E5-13	Hliníkový elektrolytický kondenzátor
C4	470n/630V	C275-113X316	Foliový kondenzátor
C5	22n/630V	C102-064X133	Foliový kondenzátor
C6	1n/630V	C075-042X103	Foliový kondenzátor
C7	22n/630V	C102-064X133	Foliový kondenzátor
C8	22n/630V	C102-064X133	Foliový kondenzátor
C9	22n/630V	C102-064X133	Foliový kondenzátor
C10	1u/630V	C275-113X316	Foliový kondenzátor
C11	47n/630V	C102-064X133	Foliový kondenzátor
C12	22n/630V	C102-064X133	Foliový kondenzátor
C13	22n/630V	C102-064X133	Foliový kondenzátor
C14	100n/630V	C275-134X316	Foliový kondenzátor
C15	100n/630V	C275-134X316	Foliový kondenzátor
C16	47p/350V	C050-045X075	Slídový kondenzátor
C17	22n/630V	C102-064X133	Foliový kondenzátor
C18	22n/630V	C102-064X133	Foliový kondenzátor
C19	47n/630V	C102-064X133	Foliový kondenzátor
C20	47u/450V	E7,5-16	Hliníkový elektrolytický kondenzátor
C21	47u/450V	E7,5-16	Hliníkový elektrolytický kondenzátor
C22	47u/450V	E7,5-16	Hliníkový elektrolytický kondenzátor
C23	47u/450V	E7,5-16	Hliníkový elektrolytický kondenzátor
C24	47u/450V	E7,5-16	Hliníkový elektrolytický kondenzátor
C25	47u/450V	EB22,5D	Hliníkový elektrolytický kondenzátor
C26	47u/450V	EB22,5D	Hliníkový elektrolytický kondenzátor
C27	1000u/50V	EB22,5D	Hliníkový elektrolytický kondenzátor
D1	1000V/3A	DO201-15	Usměrňovací dioda
D2	1000V/3A	DO201-15	Usměrňovací dioda
L1	10H		Tlumivka
P1	1M/log	PC16S	Potenciometr logaritmický
P2	1M/log	PC16S	Potenciometr logaritmický
P3	1M/log	PC16S	Potenciometr logaritmický
P4	250k	PC16S	Potenciometr lineární
P5	1M/log	PC16S	Potenciometr logaritmický

P6	25k	PC16S	Potenciometr lineární
P7	1M/log	PC16S	Potenciometr logaritmický
P8	10k	PC16S	Potenciometr lineární
P9	50k	PC16S	Potenciometr lineární
P10	250k	PC16S	Potenciometr lineární
P11	20k	PC16S	Potenciometr lineární
P12	10k	PC16S	Potenciometr lineární
P13	500R	PT-10	Trimr
POJ1	2A/F	LSP13	Přístrojová pojistka
POJ2	500mA/T	LSP13	Přístrojová pojistka
R1	1M	0207/10	Metalizovaný rezistor
R2	33k	0207/10	Metalizovaný rezistor
R3	2k7	0207/10	Metalizovaný rezistor
R4	470k	0207/10	Metalizovaný rezistor
R5	10k	0207/10	Metalizovaný rezistor
R6	470k	0207/10	Metalizovaný rezistor
R7	470k	0207/10	Metalizovaný rezistor
R8	2k7	0207/10	Metalizovaný rezistor
R9	100k	0207/10	Metalizovaný rezistor
R10	100k	0207/10	Metalizovaný rezistor
R11	10k/2W	0617/22	Metaloxidový výkonový rezistor
R12	100k	0207/10	Metalizovaný rezistor
R13	100k	0207/10	Metalizovaný rezistor
R14	33k	0207/10	Metalizovaný rezistor
R15	100k	0207/10	Metalizovaný rezistor
R16	100k	0207/10	Metalizovaný rezistor
R17	4k7	0207/10	Metalizovaný rezistor
R18	1M	0207/10	Metalizovaný rezistor
R19	1k5	0207/10	Metalizovaný rezistor
R20	100k	0207/10	Metalizovaný rezistor
R21	470k	0207/10	Metalizovaný rezistor
R22	22k	0207/10	Metalizovaný rezistor
R23	1M	0207/10	Metalizovaný rezistor
R24	470R	0207/10	Metalizovaný rezistor
R25	1M	0207/10	Metalizovaný rezistor
R26	4k7	0207/10	Metalizovaný rezistor
R27	82k	0207/10	Metalizovaný rezistor
R28	100k	0207/10	Metalizovaný rezistor
R29	470k	0207/10	Metalizovaný rezistor
R30	470k	0207/10	Metalizovaný rezistor
R31	5k6	0207/10	Metalizovaný rezistor
R32	5k6	0207/10	Metalizovaný rezistor
R33	100k	0207/10	Metalizovaný rezistor

R34	1R/1W	0617/22	Metaloxidový výkonový rezistor
R35	1R/1W	0617/22	Metaloxidový výkonový rezistor
R36	1k/5W	0922/22	Keramický výkonový rezistor
R37	1k/5W	0922/23	Keramický výkonový rezistor
R38	20k/2W	0617/22	Metaloxidový výkonový rezistor
R39	2k2/2W	0617/22	Metaloxidový výkonový rezistor
R40	12R/2W	0617/22	Metaloxidový výkonový rezistor
R41	47k/2W	0617/22	Metaloxidový výkonový rezistor
R42	330k/2W	0617/22	Metaloxidový výkonový rezistor
R43	1k8/2W	0617/22	Metaloxidový výkonový rezistor
R44	4k7/2W	0617/22	Metaloxidový výkonový rezistor
R45	6k8/2W	0617/22	Metaloxidový výkonový rezistor
R46	150R/2W	0617/22	Metaloxidový výkonový rezistor
R47	150R/2W	0617/22	Metaloxidový výkonový rezistor
V1	ECC83	NOVAL	Dvojitá trioda
V2	ECC83	NOVAL	Dvojitá trioda
V3	ECC83	NOVAL	Dvojitá trioda
V4	ECC81	NOVAL	Dvojitá trioda
V5	6L6GC	OCTAL	Svazková pentoda
V6	6L6GC	OCTAL	Svazková pentoda
V7	GZ34	OCTAL	Dvojitá dioda