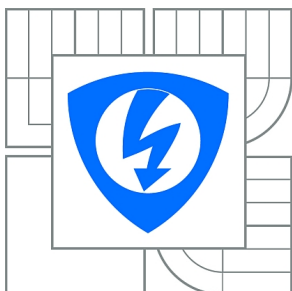


VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY



FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH
TECHNOLOGIÍ

ÚSTAV RADIOELEKTRONIKY

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION
DEPARTMENT OF RADIO ELECTRONICS

ELEKTRONKOVÝ ZESILOVAČ PRO KYTARU

VALVE AMPLIFIER FOR GUITAR

BAKALÁŘSKÁ PRÁCE

BACHELOR'S THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

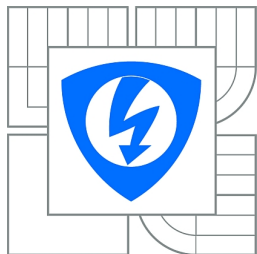
VÁCLAV HRABAŇ

VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

prof. Ing. LUBOMÍR BRANČÍK, CSc.

BRNO 2015



VYSOKÉ UČENÍ
TECHNICKÉ V BRNĚ

Fakulta elektrotechniky
a komunikačních technologií

Ústav radioelektroniky

Bakalářská práce

bakalářský studijní obor
Elektronika a sdělovací technika

Student: Václav Hrabaň
Ročník: 3

ID: 125451
Akademický rok: 2014/2015

NÁZEV TÉMATU:

Elektronkový zesilovač pro kytaru

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

Navrhněte zapojení elektronkového zesilovače pro kytaru. Zesilovač bude obsahovat korekční předzesilovač se dvěma signálovými cestami a koncový stupeň ve třídě AB s transformátorem pro maximální výkon 40 W. K zesilovači navrhněte vhodnou napájecí jednotku. Vlastnosti navržených zapojení ověřte simulacemi v PSpice.

Na základě předchozích prací navrhněte desky plošných spojů v programu Eagle a provedte kompletní konstrukci elektronkového zesilovače pro kytaru. Zapojení oživte, změřte jeho základní parametry a výsledky porovnejte s počítačovou simulací.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

[1] BLENCOWE, M. Designing Valve Preamps for Guitar and Bass. 2nd ed. S.I.: Wem Publishing, 2012.

[2] VLACH, J. Lampárna: aneb Co to zkusit s elektronikami. 1. vyd. Praha: BEN - technická literatura, 2004.

Termín zadání: 9.2.2015

Termín odevzdání: 28.5.2015

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

Konzultanti bakalářské práce:

doc. Ing. Tomáš Kratochvíl, Ph.D.

Předseda oborové rady

UPOZORNĚNÍ:

Autor bakalářské práce nesmí při vytváření bakalářské práce porušit autorská práva třetích osob, zejména nesmí zasahovat nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a musí si být plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č.40/2009 Sb.

ABSTRAKT

Bakalářská práce se zabývá návrhem, simulací a realizací obvodu kytarového zesilovače s využitím elektronek jako aktivních prvků. Práce podrobně popisuje jednu z možných koncepcí dvoukanalového zesilovače s přepínáním čistého a zkresleného kanálu. Součástí návrhu jsou vstupní zesilovač, dva přepínatelné předzesilovače, invertor, koncový zesilovač, přepínací obvod a napájecí jednotka. Předzesilovače obsahují každý svůj frekvenční korektor a regulátor vybuzení a hlasitosti. Koncový stupeň je ve třídě AB a jeho výkon je 40 W.

KLÍČOVÁ SLOVA

Kytarový zesilovač, elektronkový zesilovač, zesilovač, kytara, elektronka, trioda, pentoda.

ABSTRACT

Bachelor thesis deals with design, simulation and construction of guitar amplifier circuit with valves as active devices. Thesis describes in detail one of possible conceptions of a two channel amplifier with switching of clean and overdrive channel. Design contains input amplifier, two switchable preamplifiers, inverter, power amplifier, switching circuit and supply unit. Preamplifiers contain each their own frequency filter and regulation of gain and volume. Power amplifier works in class AB and its power is 40 W.

KEYWORDS

Guitar amplifier, valve amplifier, amplifier, guitar, valve, triode, pentode

HRABAŇ, V. *Elektronkový zesilovač pro kytaru* . Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2015. 60 s. Vedoucí bakalářské práce prof. Ing. Lubomír Brančík, CSc..

PROHLÁŠENÍ

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

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

V Brně dne

.....

(podpis autora)

PODĚKOVÁNÍ

Děkuji vedoucímu bakalářské práce prof. Ing. Lubomíru Brančíkovi, CSc. za účinnou metodickou, pedagogickou a odbornou pomoc a další cenné rady při zpracování mé bakalářské práce. Dále chci poděkovat všem svým kolegům, přátelům a rodině za podporu, bez které bych bakalářská studia nezvládl dokončit.

V Brně dne

.....

(podpis autora)

Výzkum popsáný v této bakalářské práci byl realizován v laboratořích podpořených z projektu SIX; registrační číslo CZ.1.05/2.1.00/03.0072, operační program Výzkum a vývoj pro inovace.

OBSAH

Seznam obrázků	ix
Seznam tabulek	xi
Úvod	1
1 Blokové schéma	2
2 Zesilovač s triodou	3
2.1 Katalogový list použité triody.....	3
2.2 Parametry triodového zesilovače	4
2.3 Typické zapojení zesilovače s triodou	5
2.4 Volba zatěžovacího odporu	6
2.5 Volba pracovního bodu.....	7
2.6 Volba katodového odporu.....	8
2.7 Volba mřížkových odporů	9
3 Návrh zesilovače	11
3.1 Vstupní zesilovač.....	11
3.2 Čistý kanál	12
3.3 Zkreslený kanál.....	13
3.4 Invertor.....	15
3.5 Koncový zesilovač.....	19
3.6 Přepínání kanálů	20
3.7 Napájecí jednotka	21
4 Simulace	28
4.1 Vstupní zesilovač.....	28
4.2 Čistý kanál	29
4.3 Zkreslený kanál.....	32
4.4 Koncový stupeň	33
5 Konstrukce	36
5.1 Předzesilovače s přepínáním kanálů.....	37

5.2	Koncový stupeň s invertorem	39
5.3	Napájecí jednotka	41
5.4	Chladič na DPS napájecí jednotky.....	43
6	Měření	45
6.1	Frekvenční charakteristiky.....	45
6.2	Spektra signálů.....	46
6.3	Harmonické zkreslení	48
6.4	Účinnost zesilovače	49
7	Fotodokumentace	51
8	Závěr	52
	Literatura	53
	Seznam symbolů, veličin a zkratk	54
A	Seznamy součástek	55
A.1	Seznam součástek pro DPS předzesilovačů s přepínáním kanálů	55
A.2	Seznam součástek pro DPS koncového zesilovače s invertorem.....	57
A.3	Seznam součástek pro DPS napájecí jednotky.....	58
B	Přední panel	60

SEZNAM OBRÁZKŮ

Obr. 1.1: Blokové schéma zesilovače.....	2
Obr. 2.1: Katalogový list elektronky ECC83 (převzato z [2]).....	3
Obr. 2.2: Charakteristiky triody ECC83 (převzato z [2]).....	4
Obr. 2.3: Typické zapojení triody se společnou katodou	5
Obr. 2.4: Anodové charakteristiky se třemi možnými zatěžovacími přímkami ([2]).....	6
Obr. 2.5: Volba katodového odporu ([2]).....	8
Obr. 3.1: Schéma vstupního zesilovače	11
Obr. 3.2: Schéma předzesilovače pro čistý kanál.	12
Obr. 3.3: Schéma předzesilovače pro zkreslený kanál	13
Obr. 3.4: Schéma invertoru s katodovou vazbou.....	15
Obr. 3.5: Volba pracovního bodu invertoru.....	17
Obr. 3.6: Schéma koncového zesilovače	19
Obr. 3.7: Schéma přepínání kanálů.....	20
Obr. 3.8: Schéma zapojení konektoru a přepínače	21
Obr. 3.9: Napájení elektronek.....	21
Obr. 3.10: Napájení elektronek – pokračování	24
Obr. 3.11: Zdroj záporného předpětí pro nastavení pracovního bodu pentod	26
Obr. 3.12: Napájení relé.....	27
Obr. 3.13: Žhavení elektronek	27
Obr. 4.1: Simulace frekvenční charakteristiky vstupního zesilovače.....	28
Obr. 4.2: Simulace průběhů v časové oblasti.....	29
Obr. 4.3: Frekvenční odezva korekce basů.....	30
Obr. 4.4: Frekvenční odezva korekce středů	30
Obr. 4.5: Frekvenční odezva korekce výšek.....	30
Obr. 4.6: Simulace basů v časové oblasti	31
Obr. 4.7: Simulace středů v časové oblasti	31
Obr. 4.8: Simulace výšek v časové oblasti	32
Obr. 4.9: Simulace frekvenčních charakteristik v závislosti na buzení	32
Obr. 4.10: Simulace časových průběhů v závislosti na buzení.....	33
Obr. 4.11: Simulace ve frekvenční rovině pomocí Fourierovy transformace.....	33

Obr. 4.12: Simulace frekvenční charakteristiky koncového stupně s invertorem	33
Obr. 4.13: Simulace časových průběhů napětí a proudu na výstupu zesilovače se vstupním signálem	34
Obr. 5.1: Schéma zapojení předzesilovačů	37
Obr. 5.2: Schéma zapojení přepínání kanálů s obvody relé.....	38
Obr. 5.3: Osazovací výkres DPS předzesilovačů a přepínání kanálů (s obvody relé)....	38
Obr. 5.4: Motiv DPS desky předzesilovačů a přepínání kanálů	39
Obr. 5.5: Schéma koncového stupně s invertorem	39
Obr. 5.6: Osazovací výkres DPS koncového stupně s invertorem	40
Obr. 5.7: Motiv DPS koncového stupně s invertorem.....	40
Obr. 5.8: Schéma primárního okruhu transformátoru (součástky na předním i zadním panelu).....	41
Obr. 5.9: Schéma prvního sekundárního okruhu (napájení elektronek)	41
Obr. 5.10: Schéma druhého sekundárního okruhu (předpětí pro pentody)	42
Obr. 5.11: Schéma třetího sekundárního okruhu (napájení obvodů s relé)	42
Obr. 5.12: Osazovací výkres DPS napájecí jednotky	42
Obr. 5.13: Motiv DPS napájecí jednotky.....	43
Obr. 6.1: Frekvenční charakteristiky pro regulaci basů	45
Obr. 6.2: Frekvenční charakteristiky pro regulaci středů	46
Obr. 6.3: Frekvenční charakteristiky pro regulaci výšek.....	46
Obr. 6.4: Spektrum čistého kanálu v závislosti na vybuzení	47
Obr. 6.5: Spektrum zkresleného kanálu v závislosti na vybuzení	48
Obr. 6.6: Činitel harmonického zkreslení pro čistý i zkreslený kanál	49
Obr. 6.7: Účinnost zesilovače v závislosti na výstupním výkonu	50
Obr. 7.1: Pohled zepředu	51
Obr. 7.2: Pohled zezadu.....	51
Obr. 7.3: Pohled shora na odkrytou konstrukci	51

SEZNAM TABULEK

Tab. 2.1: Volba katodového odporu	9
-----------------------------------------	---

ÚVOD

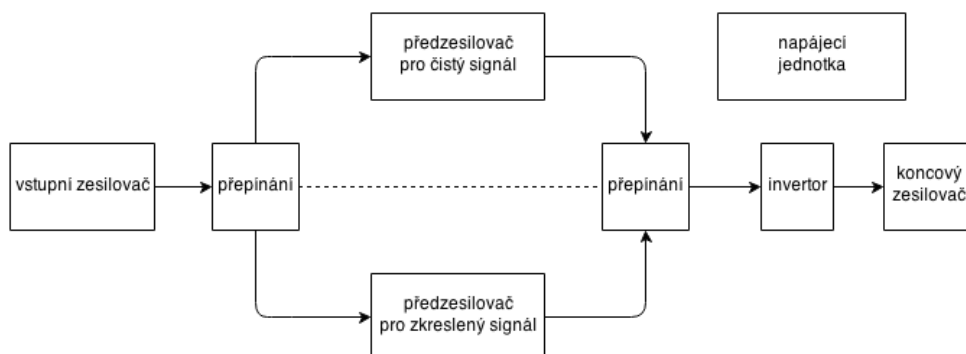
Bakalářská práce Elektronkový zesilovač pro kytaru si klade za cíl návrh a konstrukci zesilovače pro elektrickou kytaru s použitím elektronek jako aktivních prvků, které jsou v cestě signálu. Jsou použity i prvky polovodičové techniky, jako například diody, zenerovy diody a tranzistory, tyto však jsou použity buď jako usměrňovací prvky, nebo stabilizační či regulační prvky, nebo jako prvky ochranné.

Důvod pro použití prvků vakuové techniky jako jsou triody a pentody je v jejich spektru, které vzniká při omezení signálu. Toto spektrum má obecně příjemnější charakter zkreslení, než spektrum, které vzniká při limitaci tranzistorů. Speciálně triody vynikají tím, že produkují vysoký podíl sudých harmonických složek ve svém spektru, které jsou hudebně provázené se základním kmitočtem. Jedná se o oktávu, druhou oktávu, kvintu na třetí oktávě (5. stupeň třetí oktávy) a třetí oktávu, vezmeme-li v úvahu druhou, čtvrtou, šestou a osmou harmonickou složku. Co se týče lichých harmonických složek (a obecně složek vyššího řádu), ty často nejsou hudebně provázené se základním kmitočtem, a proto jsou disonantní.

Přestože se nevyhneme generování i lichých harmonických složek, jejich obsah ve spektru, pokud je v příslušných úrovních, není na škodu. Přítomnost lichých harmonických složek způsobí „studenější“ a „agresivnější“ charakter zvuku, ale příliš vysoká úroveň lichých harmonických složek může vézt obecně k nepříjemnému charakteru zkreslení. [1]

1 BLOKOVÉ SCHÉMA

Koncepce navrhovaného zesilovače je zřejmá z blokového schématu na obr. 1.1.



Obr. 1.1: Blokové schéma zesilovače.

Ze schématu je zřejmé, že předzesilovač má dvě samostatné signálové cesty, které jsou přepínatelné. Tato koncepce nám umožní každou ze signálových cest nastavit zvlášť a jednoduše mezi nimi přepínat.

Tyto signálové cesty budou zvané „kanály“. Nejedná se o kanály ve smyslu počtu samostatných signálů a jejich cest pro zesílení, ale jedná se o počet možných zesilovacích cest pro jeden signál.

Předzesilovač pro čistý signál (čistý kanál) umožňuje nastavení pro malé úrovně zkreslení. Obsahuje také kmitočtové korekce a regulaci hlasitosti. Předzesilovač pro zkreslený signál (zkreslený kanál) umožňuje nastavení pro vysoké úrovně zkreslení. Obsahuje také vlastní samostatné kmitočtové korekce a vlastní regulaci hlasitosti.

Předzesilovač je buzen vstupním zesilovačem, který zesiluje vstupní signál. Jednotlivé kanály předzesilovače jsou přepínány pomocí obvodu s relé. Přepínání relé zajistí, že bude aktivní vždy pouze jeden kanál předzesilovače. Výstup z předzesilovače budí invertor, který generuje budící signál pro koncový zesilovač.

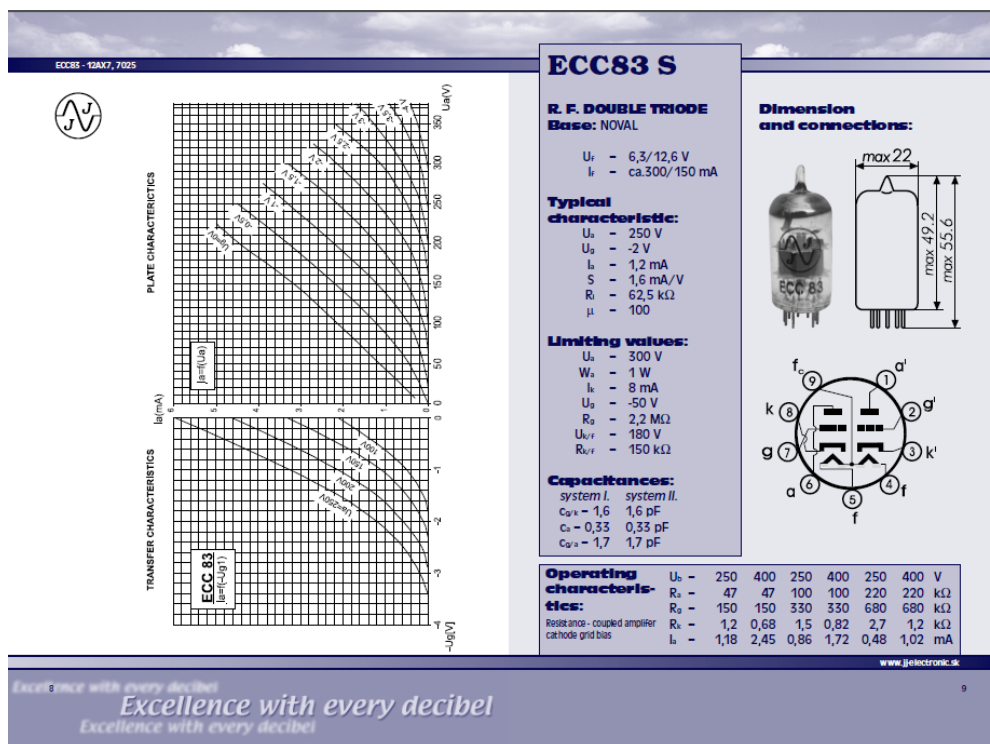
Všechny zmiňované části obvodu napájí napájecí jednotka, která dodává příslušná stejnosměrná napětí do všech částí obvodu.

2 ZESILOVAČ S TRIODOU

Jako základní prvek pro zesilování v navrhovaném zesilovači je použita vakuová trioda. Pro nízkofrekvenční aplikace a obecně v kytarové technice se velmi často používají triody řady ECC, zejména trioda ECC83, která je základním stavebním kamenem navrhovaných stupňů, ať už se jedná o zesilovače, nebo o invertor.

2.1 Katalogový list použité triody

Na obr. 2.1 je katalogový list elektronky ECC83 výrobce JJ-electronics. Jedná se o dvojitou triodu s vysokým napěťovým zesilením.



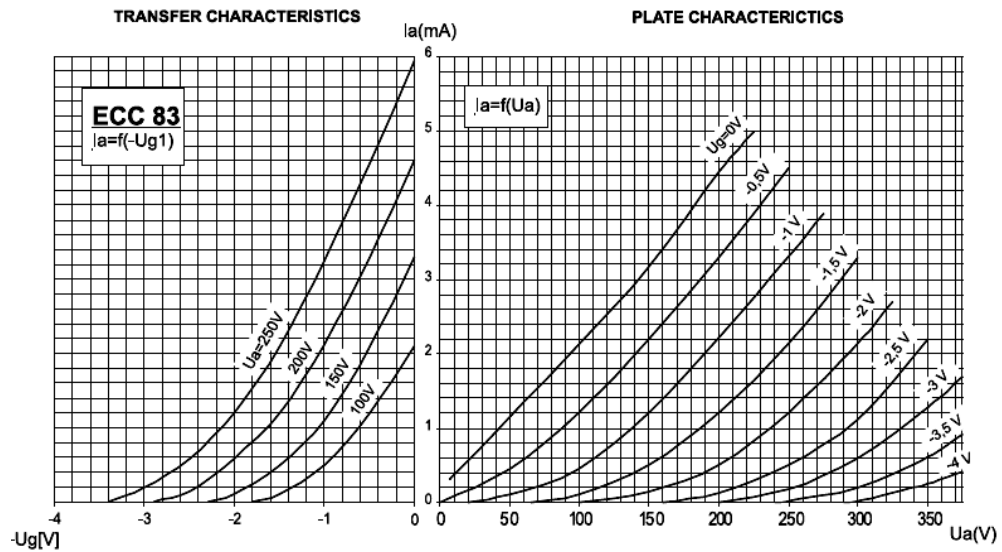
Obr. 2.1: Katalogový list elektronky ECC83 (převzato z [2])

Katalogový list definuje žhavicí napětí a proud, typické pracovní podmínky, limitní hodnoty a kapacity mezi jednotlivými elektrodami. Dále ukazuje anodové (výstupní) charakteristiky a mřížkové (převodní) charakteristiky. Z těchto hodnot se bude vycházet při návrhu.

Pro návrh zesilovače s triodou je nutné určit napájecí napětí, zatěžovací (anodový) odpor, katodový odpor, paralelní a seriový mřížkový odpor. Dále je třeba určit hodnotu vazebních a blokovacích kondenzátorů.

2.2 Parametry triodového zesilovače

Na obr. 2.2 jsou vyobrazeny výstupní a převodní charakteristiky triody ECC83.



Obr. 2.2: Charakteristiky triody ECC83 (převzato z [2])

Z těchto charakteristik se dají vyčíst důležité parametry pro návrh triodového zesilovacího stupně a to výstupní odpor triody, zesilovací činitel a přenosová vodivost (strmost). Všechny tyto tři parametry se určují pro zadaný pracovní bod.

Výstupní odpor triody se určí jako

$$r_a = \frac{\Delta U_a}{\Delta I_a} \quad \wedge \quad \Delta U_g = 0 \quad (2.1)$$

kde ΔU_a je změna napětí mezi anodou a katodou v pracovním bodě a ΔI_a je změna proudu procházejícím triodou v pracovním bodě. Předpokladem je, že napětí na mřížce zůstává konstantní.

Napětíový zesilovací činitel se určí jako

$$\mu = \frac{\Delta U_a}{\Delta U_g} \quad \wedge \quad \Delta I_a = 0 \quad (2.2)$$

kde ΔU_a je změna napětí mezi anodou a katodou v pracovním bodě a ΔU_g je změna napětí na mřížce. Předpokladem je, že proud triodou zůstává konstantní.

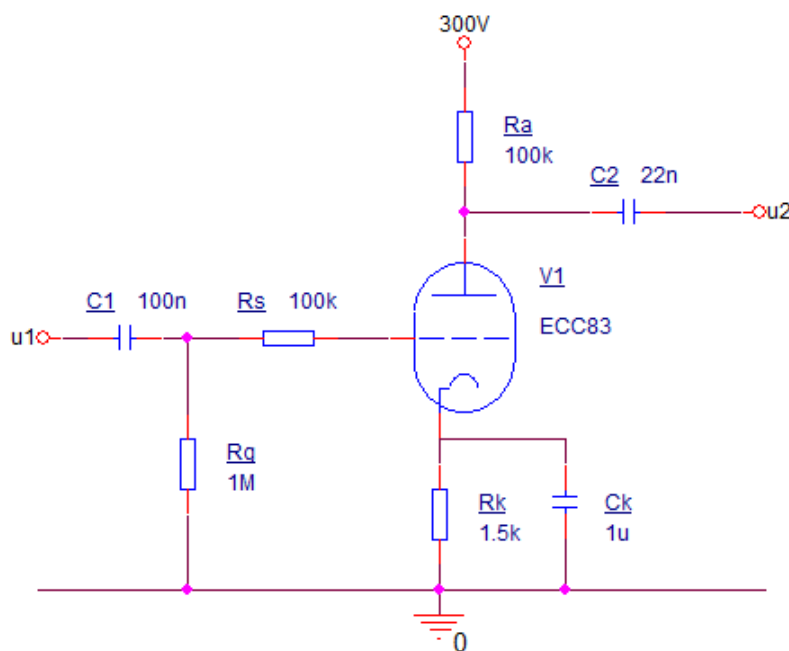
Přenosová vodivost (strmost) se určí jako

$$g_m = S = \frac{\Delta I_a}{\Delta U_g} \quad \wedge \quad \Delta U_a = 0 \quad (2.3)$$

kde ΔI_a je změna proudu triodou v pracovním bodě a ΔU_g je změna napětí na mřížce. Předpokladem je, že proud napětí mezi anodou a katodou zůstává konstantní.

2.3 Typické zapojení zesilovače s triodou

Na obr. 2.3 je znázorněno typické zapojení zesilovače s triodou v zapojení se společnou katodou. Zapojení se společnou katodou se vyznačuje tím, že má napěťové zesílení větší jak 1, teoreticky je možné se přiblížit napěťovému zesílení až k velikosti napěťového zesilovacího činitele, to však lze jenom speciálním zapojením obvodu. Běžně se lze pohybovat s napěťovým zesílením přibližně kolem 2/3 hodnoty napěťového zesilovacího činitele (záleží na poloze pracovního bodu, respektive na volbě anodového odporu).



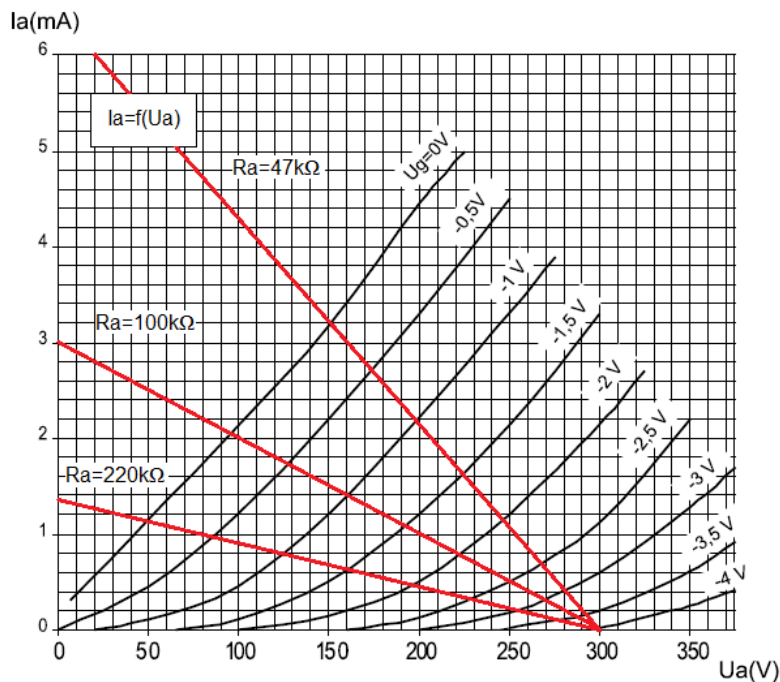
Obr. 2.3: Typické zapojení triody se společnou katodou

Trioda má zapojený zatěžovací odpor R_a v obvodu anody. Nastavení pracovního bodu probíhá na odporu R_k zapojeném v obvodu katody. Úbytek napětí na odporu totiž zvyšuje potenciál katody oproti mřížce, a tím dělá mřížku zápornější oproti katodě. Tento odpor je také blokován kondenzátorem C_k již od nízkých frekvencí, (je pro střídavé signály zkratován) aby nedocházelo k zpětné vazbě a tím ke snížení zesílení obvodu. Odpor R_g v mřížce triody je vysoký a prakticky definuje vstupní odpor stupně. Je zde umístěn proto, aby měla mřížka stejnosměrně uzavřenou cestu k zemi. Je to z toho důvodu, aby se přebytečný náboj, který by se mohl kumulovat na mřížce, odváděl pryč. Obvod je stejnosměrně oddělen na vstupu i na výstupu kondenzátory.

Sériový odpor v obvodu mřížky R_S plní několik funkcí. Společně se vstupní kapacitou triodového zesilovače tvoří článek typu dolní propust a tím zajišťuje, že do zesilovače nebudou pronikat rušivé vysokofrekvenční signály. Tato funkce je velmi důležitá u vstupního zesilovače.

Dále nám pomáhá snižovat takzvané „blokovací“ zkreslení (z anglické literatury „blocking distortion“). Toto zkreslení je velmi málo žádoucí, a pokud je velmi velké, produkuje nepříjemné zvukové efekty. Toto zkreslení vzniká mezi triodovými zesilovacími stupni vázanými kapacitní vazbou při přebuzení zesilovačů. Vazební kondenzátor se totiž v jedné půlperiodě cyklu nabije na vyšší hodnotu díky mřížkovému proudu, který teče při přebuzení obvodem mřížky. V druhé půlperiodě nemá proud kudy odtéci a kondenzátor tak posune pracovní bod do velmi záporných hodnot. Po opětovném snížení vstupního signálu se pracovní bod jenom pomalu vrací na své původní nastavení, protože má v sérii velký odpor, které znemožňuje rychlé vybití kondenzátoru. Odpor R_S nám tedy sníží nabíjecí konstantu kondenzátoru a při dostatečně velkém odporu R_S se nám blokovací zkreslení bude projevovat jen málo. [1]

2.4 Volba zatěžovacího odporu



Obr. 2.4: Anodové charakteristiky se třemi možnými zatěžovacími přímkami ([2])

Na obr. 2.4 jsou znázorněny tři zatěžovací přímky na anodových charakteristikách pro jedno zvolené napájecí napětí. Hodnoty zatěžovacích odporů jsou zvoleny záměrně tak, aby pokrývali podstatnou oblast charakteristik, která je použitelná pro režim zesilovače. Tyto hodnoty pro danou elektronku ECC83 jsou 47 kΩ, 100 kΩ a 220 kΩ. Společným výchozím bodem pro vykreslení zatěžovacích přímek je napájecí napětí a strmost zatěžovací přímky je dána velikostí zatěžovacího odporu (čím je odpor vyšší, tím je strmost zatěžovací přímky nižší). Z průběhu charakteristik je vidět, že pokud

bude zatěžovací odpor malý, bude snížený výstupní napěťový rozkmit a zvýšený proudový rozkmit, sníží se i napěťové zesílení. Naopak čím větší bude zatěžovací odpor, tím větší bude výstupní napěťový rozkmit a menší proudový rozkmit, zvýší se napěťové zesílení. Kdyby se však zatěžovací odpor zvýšil neúměrně, zatěžovací přímka by se dostala do částí charakteristik, kde se napěťové zesílení začne rapidně snižovat (začne klesat strmost a růst vnitřní odpor triody). Naopak, kdyby se zatěžovací odpor neúměrně snížil, lze očekávat přiblížení se proudovému a výkonovému limitu. Proto se typicky volí zatěžovací odpor právě v rozmezí 220 k Ω až 47 k Ω . V použitých zesilovacích stupních je zvolen odpor 100 k Ω , což je dobrý kompromis mezi krajními použitelnými hodnotami.

2.5 Volba pracovního bodu

Volba polohy pracovního bodu má podle [1] vliv na generované spektrum a projeví se ve výsledném charakteru zkreslení. Literatura definuje omezení blízko limitace úplným otevřením jako „grid-current limiting“, v překladu limitace mřížkovým proudem. Při nastavení pracovního bodu do této oblasti totiž při přebuzení začne téci proud mřížkou, vstupní impedance triodového zesilovače se rapidně sníží, na výstupu však je pouze zesílený signál, který se jeví na mřížce. Dále definuje omezení blízko limitace úplným zavřením jako „cut-off limiting“, v překladu limitace ořezem. Při nastavení pracovního bodu do této oblasti totiž při přebuzení zaniká proud úplně, na anodě je plné napětí a i kdybychom snižovali vstupní napětí do zápornějších hodnot, výsledný signál je „ořezán“, na výstupu není signál totožný se vstupem, na rozdíl od limitace mřížkovým proudem.

Použitelná část pracovní přímky je vymezena pracovním bodem pro $U_g = 0$ V, kdy je trioda zcela otevřená, až po pracovní bod, kdy je trioda zcela uzavřena, tedy přibližně $U_g = -4$ V. Na zatěžovací přímce lze umístit pracovní bod do tří základních poloh. Na střed použitelné části zatěžovací přímky ($U_g = -2$ V), blízko limitace mřížkovým proudem, tedy vlevo od střední polohy ($U_g > -2$ V) a blízko limitace ořezem, tedy vpravo od střední polohy ($U_g < -2$ V).

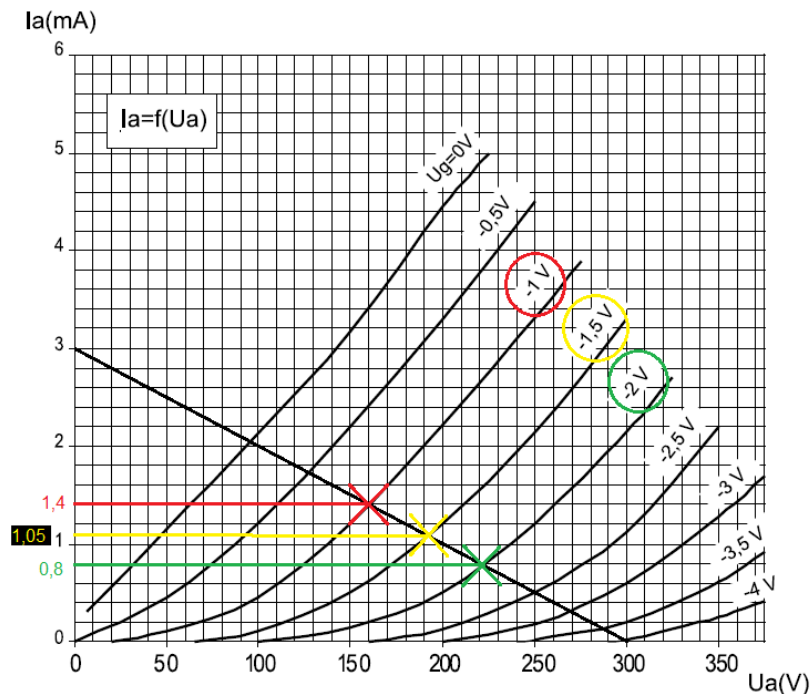
Pokud je pracovní bod zvolen na střed, můžeme aplikovat největší možný vstupní signál bez dosáhnutí limitace, která bude symetrická. Pokud zvolíme pracovní bod blíže ke krajům zatěžovací přímky, sníží se nám práh signálu pro přebuzení a limitace bude asymetrická.

Literatura dále blíže popisuje charakter zkreslení, který vzniká při volbě pracovního bodu na střed, blízko limitace mřížkovým proudem a blízko limitace ořezem. Obecně lze říci, že symetrická limitace způsobuje vyšší podíl lichých harmonických složek a asymetrická limitace vyšší podíl sudých harmonických složek. Pokud ale budíme zesilovací stupně extrémně vysokým signálem, i při nastaveném pracovním bodu ke kraji zatěžovací přímky dosáhneme toho, že na výstupu bude obdélníkový signál, který má bohaté spektrum na všechny harmonické složky.

2.6 Volba katodového odporu

V anodových charakteristikách se zvolí pro danou zatěžovací přímku a dané napájecí napětí, pracovní bod, v něm se odečte klidový proud a potřebné mřížkové předpětí, a pomocí Ohmova zákona vypočítá potřebný katodový odpor. Postup lze udělat i opačně a to tak, že se zvolí katodový odpor, spočítá pro daná mřížková předpětí klidový proud a proloží se vyšlé body přímkou. Tam kde se protne přímka zatěžovacího (anodového) odporu s přímkou katodového odporu, tam je výsledný pracovní bod.

Na obr 2.5 je znázorněna první popisovaná metoda pro volbu katodového odporu. Pokud je katodový odpor malý ve srovnání s anodovým odporem, nemusí být započítán do zatěžovací přímky (chyba je malá).



Obr. 2.5: Volba katodového odporu ([2])

Za předpokladu, že napájecí napětí je 300 V a anodový odpor 100 k Ω , se odečtou pro tři zvolené pracovní body hodnoty U_g a I_a a spočítá se katodový odpor R_k . Odečtené a výsledné hodnoty jsou shrnuty v tab 2.1.

Tab. 2.1: Volba katodového odporu

U_g [V]-předpětí	I_a [mA]-klidový proud	R_k [Ω]-katodový odpor, výpočet	R_k [Ω]-katodový odpor, hodnota z řady
-1	1,4	714	820
-1,5	1,05	1429	1500
-2	0,8	2500	2700

2.7 Volba mřížkových odporů

Paralelní mřížkový odpor se volí obvykle co nejvyšší, aby nezatěžoval předchozí stupeň či část obvodu, avšak katalogový list udává maximální doporučenou hodnotu (pro triodu ECC83 je maximální doporučený mřížkový odpor 2,2M Ω). Tento odpor prakticky definuje stejnosměrný vstupní odpor zesilovacího stupně. Trioda sama o sobě má totiž obrovskou hodnotu vstupního odporu, avšak má nezanedbatelnou hodnotu vstupní kapacity. Pro návrh zapojení použijeme hodnotu 1M Ω , což je dostatečně vysoká hodnota, která by neměla výrazně zatížit zdroje signálu a zároveň nepřesahuje zadanou katalogovou hodnotu.

Odpor, který se dává do série s mřížkou, musí být tím větší, čím více bude trioda buzena do limitace mřížkovým proudem. Čím větší je totiž seriový odpor v mřížce, tím více zabraňuje blokovacímu zkreslení. Avšak čím větší je odpor, tím menší je horní mezní frekvence článku, který odpor formuje se vstupní kapacitou triody. Proto se nemůže zvolit libovolně vysoký seriový odpor, ale musí se volit vhodný kompromis tak, aby seriový odpor byl dostatečně vysoký avšak příliš nám neomezoval přenášené pásmo.

Vstupní kapacita triodového stupně je dána nejen mezielektrodovými kapacitami, ale navíc i Millerovou kapacitou, která vzniká díky zesílení stupně. Celková vstupní kapacita je dána vztahem (převzatým z [1])

$$C_{in} = C_{gk} + C_{ga} \cdot (A + 1) \quad (2.4)$$

kde C_{gk} je kapacita mezi mřížkou a katodou, C_{ga} je kapacita mezi mřížkou a anodou a A je napěťové zesílení stupně.

V katalogu jsou definovány hodnoty kapacity $C_{gk}=1,6$ pF a $C_{ga}=1,7$ pF, pokud bude zesílení rovno 60 (což pro vybranou hodnotu $R_a=100$ k Ω odpovídá), bude výsledná kapacita stupně:

$$C_{in} = 1,6 \cdot 10^{-12} + 1,7 \cdot 10^{-12} \cdot (60 + 1) = 105,3 \text{ pF} \quad (2.5)$$

Pro mezní frekvenci článku typu dolní propust tvořenou kondenzátorem a odporem platí vztah:

$$f_m = \frac{1}{2\pi RC} \quad (2.6)$$

kde R je odpor článku a C je kapacita článku. Zvolíme-li mezní frekvenci $f_m=15$ kHz, můžeme pro danou kapacitu vypočítat potřebný odpor takto:

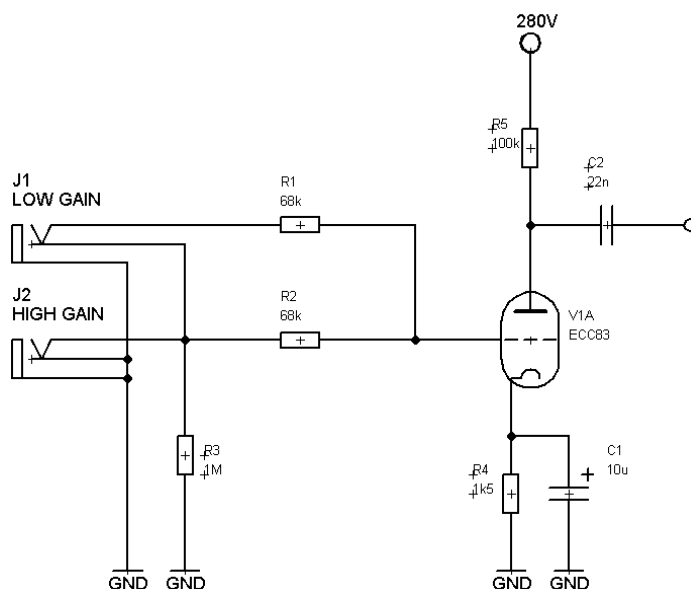
$$R = \frac{1}{2\pi f_m C} = \frac{1}{2\pi \cdot 15 \cdot 10^3 \cdot 105,3 \cdot 10^{-12}} = 100762 \Omega \cong 100 \text{ k}\Omega \quad (2.7)$$

Výsledný odpor pro zachování horní mezní frekvence 15 kHz je 100 k Ω . Tato hodnota je i dostatečně vysoká na to, aby efektivně potlačovala blokovací zkreslení.

3 NÁVRH ZESILOVAČE

Tato kapitola se podrobněji zabývá návrhem všech dílčích bloků zesilovače. Jednotlivé podkapitoly jsou řazeny logicky za sebou od vstupu zesilovače po napájecí jednotku.

3.1 Vstupní zesilovač



Obr. 3.1: Schéma vstupního zesilovače

Na obr. 3.1 je zobrazeno schéma vstupního zesilovače. Skládá se ze vstupních konektorů, odporové sítě a vlastního zesilovače.

Jelikož kytarové snímače jsou induktivního charakteru (mají stejnosměrnou složku nulovou), není potřeba oddělovat vstup kondenzátorem.

V obvodu mřížky je vhodným zapojením odporů a dvou vstupních jack konektorů s rozpínacími kontakty zajištěno, že pokud je zapojený vstup LOW GAIN, odpory R_1 a R_2 se chovají jako dělič napětí s přenosem 0,5, přitom je odpor R_3 zkratovaný na zem. Pokud je zapojený vstup HIGH GAIN, odpory R_1 a R_2 jsou řazeny paralelně a před ně je předřazen vysoký mřížkový odpor R_3 . Výsledný přenos je 1. V obou případech je zaručeno, že je zapojený svodový mřížkový odpor i sériový mřížkový odpor.

Anodový odpor je volen standardně 100 k Ω . Zvolené napájecí napětí je 280 V. Pracovní bod je volen -1,5 V, pro zachování vysokého vstupního rozkmitu, i když je mírně blíže limitaci mřížkovým proudem. Odpovídající hodnota katodového odporu z tab. 2.1 je 1,5 k Ω (tabulka ukazuje hodnoty pro napájecí napětí 300 V, avšak přesto můžeme použít zvolený odpor, pracovní bod se změní jen málo). Odpor je blokován kondenzátorem dostatečně vysokým, aby nedocházelo k poklesu zesílení na nízkých

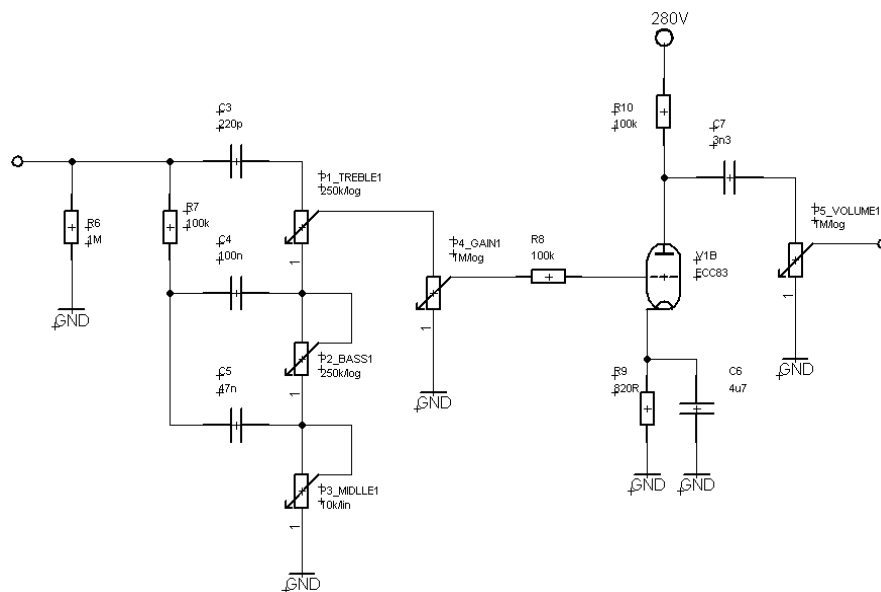
frekvencích. Pro mezní frekvenci 10 Hz můžeme určit hodnotu kondenzátoru ze vztahu pro mezní frekvenci RC článku:

$$C = \frac{1}{2\pi f_m R} = \frac{1}{2\pi \cdot 10 \cdot 1,5 \cdot 10^3} = 10,6 \mu\text{F} \cong 10 \mu\text{F} \quad (3.1)$$

kde C je výsledná kapacita, f_m je mezní frekvence a R je odpor článku.

Výstupní kondenzátor je volen vzhledem k zatížení dalším stupněm, které je $1 \text{ M}\Omega$, 22 nF , což dává výslednou mezní frekvenci 7 Hz.

3.2 Čistý kanál



Obr. 3.2: Schéma předzesilovače pro čistý kanál.

Na obr 3.2 je znázorněno zapojení předzesilovače pro čistý kanál. Skládá se ze vstupního odporu, frekvenčního korektoru, regulátoru vybuzení, vlastního zesilovače a výstupní regulace hlasitosti.

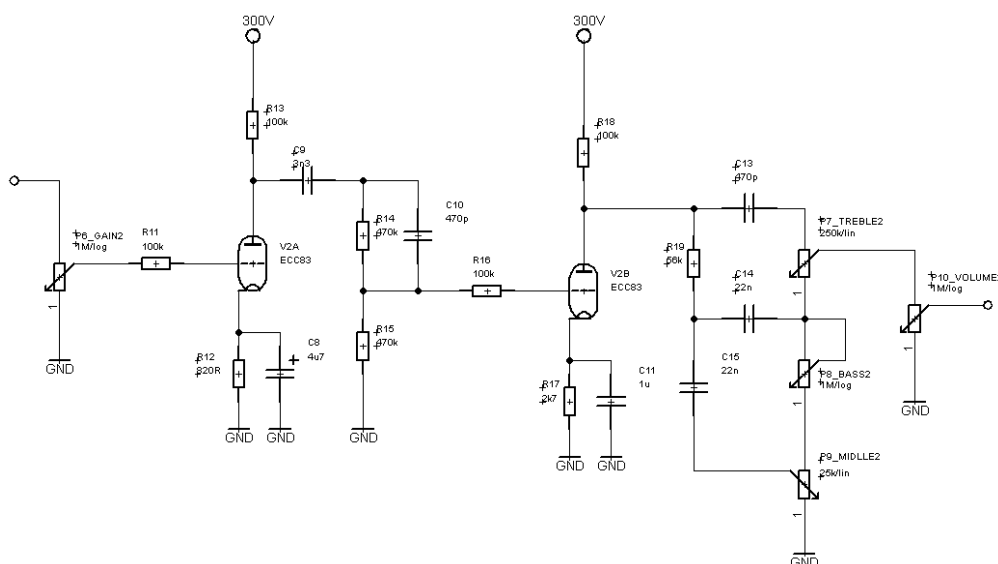
Vstupní odpor R_6 je paralelně připojen ke vstupu zesilovače a jeho hodnota je $1 \text{ M}\Omega$. To je dostatečně velká hodnota, aby nezatěžovala předcházející stupeň a neovlivňovala frekvenční charakteristiku korektoru. Je tu zapojen, protože na vstupu druhého předzesilovače je zapojen potenciometr jako regulátor vybuzení o téže hodnotě. Jelikož se výstup vstupního zesilovače přepíná z jednoho předzesilovače na druhý, mohlo by dojít k lupání v reproduktoru při přepnutí. Proto je vstupní stejnosměrný odpor obou dvou stupňů stejný a výstupní kondenzátor vstupního zesilovače má vždy uzavřenou stejnosměrnou cestu k zemi právě přes odpor R_6 , nebo zmiňovaný potenciometr v druhém předzesilovači.

Korektor je standardní zapojení zesilovačů typu FENDER, které se opakuje v mnoha kytarových zesilovačích, skládá se ze tří kondenzátorů, tří potenciometrů a

odporu. Hodnoty součástek jsou voleny tak, aby bylo vhodné zapojit tento korektor na výstup triodového zesilovače v zapojení se společnou katodou. Přestože má toto zapojení výrazný útlum, může dojít i k přebuzení dalšího zesilovače. Vybuzení lze regulovat potenciometrem $P4$, který je zapojen mezi výstup korektoru a vstup následujícího zesilovače. Více o korektorech tohoto typ FENDER a MARSHALL v poznámce následující kapitoly 3.3.

Pracovní bod následného triodového zesilovače je zvolen blíže limitace mřížkovým proudem a jeho hodnota je $U_g = -1V$, zvolený katodový odpor je 820Ω z tab. 2.1. Mezní frekvence RC členu v katodě je zvolena 40 Hz, z toho vyplývá, že příslušný kondenzátor bude mít hodnotu $4,7 \mu F$. Odpor v anodě je volen standardně $100 k\Omega$. Výstupní kondenzátor je zatížen potenciometrem jako regulátorem hlasitosti opět o standardní hodnotě $1 M\Omega$, mezní frekvence pro výstupní signál je zvolena 50 Hz a z toho potřebná hodnota kondenzátoru je $3,3 nF$.

3.3 Zkreslený kanál



Obr. 3.3: Schéma předzesilovače pro zkreslený kanál

Na obr 3.3 je schéma předzesilovače pro zkreslený kanál. Skládá se z regulace vybuzení, triodového zesilovače, útlumového článku se zvýrazněním výšek, dalšího triodového zesilovače, frekvenčního korektoru a regulace hlasitosti.

Regulace vybuzení je zvolena záměrně na začátku řetězce, na vstupu je zesílený signál ze vstupního zesilovače a mírou nastavení logaritmického potenciometru regulujeme následné vybuzení dvou do kaskády řazených zesilovacích stupňů.

Pracovní bod prvního zesilovače je volen blíže k limitaci mřížkovým proudem $U_g = -1 V$, katodový odpor je podle tab. 2.1 zvolen 820Ω a příslušný kondenzátor ke katodovému odporu byl volen s ohledem na dolní mezní frekvenci 50 Hz a to $4,7 \mu F$. Zvolena byla i hodnota anodového odporu a to standardních $100 k\Omega$. Vzhledem k zátěži, kterou tvoří útlumový článek se vstupním stejnosměrným odporem přibližně

1 M Ω je výstupní vazební kondenzátor s ohledem na dolní mezní frekvenci 50 Hz volen 3,3nF. Samozřejmostí je i odpor v sérii s mřížkou, který je volen standardně 100 k Ω .

Druhý zesilovač má pracovní bod zvolen doprostřed zatěžovací charakteristiky tedy $U_g = -2$ V, tedy katodový odpor vychází dle tab 2.1 2,7k Ω , pro dodržení dolní mezní frekvence 50 Hz stačí kondenzátor o velikosti 1 μ F. Opět anodový a seriový mřížkový odpor jsou voleny standardně 100 k Ω .

Mezi stupni je útlumový článek se zvýrazněním výšek. Pokud na konkrétní hodnoty obvodu aplikujeme teoretické vztahy z [1], vyjdou nám hodnoty mezních frekvencí a přenosů následovně:

$$K_{U1} = \frac{R_{15}}{R_{14} + R_{15}} = \frac{470 \cdot 10^3}{470 \cdot 10^3 + 470 \cdot 10^3} = \frac{1}{2} \quad (3.2)$$

$$K_{U2dB} = 0dB \Rightarrow K_{U2} = 1 \quad (3.3)$$

$$f_{m1} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot C_{10} \cdot R_{14}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 470 \cdot 10^{-12} \cdot 470 \cdot 10^3} = 720 \text{ Hz} \quad (3.4)$$

$$f_{m2} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot C_{10} \cdot (R_{14} \parallel R_{15})} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 470 \cdot 10^{-12} \cdot \frac{470 \cdot 10^3}{2}} = 1.44 \cdot 10^3 \text{ Hz} \quad (3.5)$$

kde K_{U1} je přenos na nízkých kmitočtech (jedná se o přenos odporového děliče), K_{U2} je přenos na vysokých kmitočtech (jedná se o přímý přenos), f_{m1} je mezní frekvence, do které je přenos roven K_{U1} (vezmeme-li v úvahu zjednodušený vyjádření pomocí Bodeho diagramu), f_{m2} je pak frekvence, od které se přenos rovná K_{U2} . Mezi frekvencemi f_{m1} a f_{m2} potom přenos stoupá se směrnici 20 dB/dek.

Tento článek tedy na nízkých kmitočtech tlumí o 6 dB a na vysokých kmitočtech plně přenáší vstupní signál na výstup. Frekvence, na které článek tlumí přesně o polovinu celkového útlumu méně, se dá vypočítat jako geometrický průměr obou mezních kmitočtů:

$$f_m = \sqrt{f_{m1} \cdot f_{m2}} = \sqrt{720 \cdot 1440} = 1 \text{ kHz} \quad (3.6)$$

kde f_m je celkový mezní kmitočet, o kterém se dá říci, že se na něm mění přenos z tlumení na přímý přenos. Vzhledem k tomu, že základní frekvence kytary se pohybují od 82 Hz do přibližně 1042 Hz, dojde k tomu, že budou ještě více zvýrazněny vyšší harmonické složky.

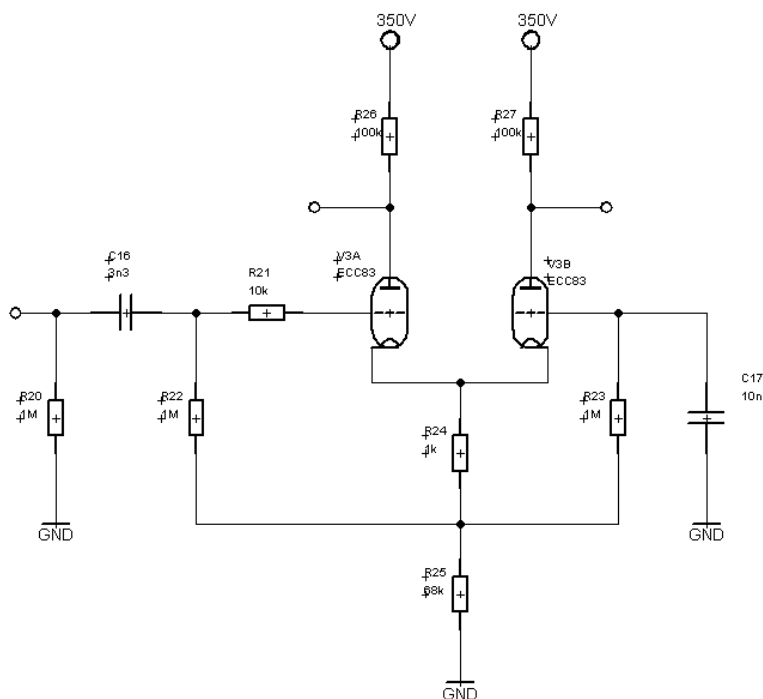
Na výstupu druhého zesilovače je řazen korektor typu MARSHALL. Zapojení je velmi podobné zapojení typu FENDER s drobnou obměnou, že třetí kondenzátor je zapojený přímo na běžec třetího potenciometru. Efekt to má takový, že i kdyby byli všechny tři potenciometry stáhnuté na minimum, korektor přesto bude přenášet signál na středních kmitočtech. Hodnoty součástek jsou také jiné, protože jsou uzpůsobeny pro

nízko impedanční výstup (zapojení triody se společnou anodou). Tento výstup by však vyžadoval další triodu, avšak k dispozici jsou jen dvojitě triody žádaného typu. Přesto byl tento korektor zařazen, aby došlo k obměně zvuku a širší variabilitě nastavení. Předcházející zesilovače mají dost velké zesílení, aby vyrovnali tak větší útlum korektoru. Korektor je pak na výstupu zakončen potenciometrem o hodnotě 1 M Ω , který reguluje celkovou hlasitost obvodu.

Poznámka ke korektorům typu FENDER a MARSHALL. Jedná se o klasická zapojení, která se opakují v bezpočetně mnoho zesilovačích. Jejich návrh je komplexní a složitá záležitost, časové konstanty se navzájem velmi ovlivňují a korektor se obecně nechová tak, jak bychom od běžného hi-fi korektoru očekávali. Přestože je obvod složitý na návrh a jeho charakteristiky vykazují nestandardní chování, velmi často se používá, hlavně díky maximálnímu možnému počtu korekcí s minimem možných součástek a také kvůli tomu, že charakteristiky vycházejí pro korekce kytarového signálu výhodně (přestože by korektor pro hi-fi neobstál).

Byl nalezen zjednodušený postup návrhu pro tento korektor [3], avšak pro správnou hodnotu součástek, potažmo mezních frekvencí je nutná určitá zkušenost s pásmem signálu, které generuje kytara v souvislosti s tím, jakého je třeba dosáhnout efektu. Tento postup nebyl použit. Místo toho bylo využito programu Tone Stack Calculator [4], který je volně dostupný na internetu a simuluje frekvenční charakteristiky používaných kytarových korektorů. Schéma bylo převzato z tohoto programu po drobných úpravách, které je možno zadat do programu a odsimulovat.

3.4 Invertor



Obr. 3.4: Schéma invertoru s katodovou vazbou

Na obr 3.4 je schéma invertoru s katodovou vazbou. Princip funkce invertoru lze vysvětlit následovně. Necht' napětí na mřížce první triody stoupá, tím se zvětšuje proud v obvodu první triody a snižuje se napětí na anodě a zvyšuje se napětí na katodě. Vzhledem k tomu, že je mřížka druhé triody pro střídavé signály uzemněná a zůstává stále na stejném potenciálu, zvýšení katodového napětí způsobí snížení napětí mezi mřížkou a katodou, takže proud v obvodě anody druhé triody klesá (napětí na anodě roste).

Odpor R_{20} na vstupu invertoru, slouží k tomu, aby výstup z přepínání mezi kanály byl stejnosměrně uzemněný, jeho hodnota $1\text{ M}\Omega$ je dostatečně veliká aby zásadně neovlivnil parametry obvodu.

Vazební kondenzátor C_{16} je řazen vzhledem k tomu, aby odděloval stejnosměrné napětí na katodě od předcházejícího obvodu. Toto napětí je poměrně značné. Zároveň tvoří článek typu horní propust se vstupní impedancí. Ta je dle [1] rovna přibližně:

$$R_{in} \cong \frac{R_{22}}{1 - \frac{R_{25}}{2 \cdot (R_{25} + R_{24})}} \cong 2 \cdot R_{22} \quad (3.7)$$

kde R_{22} je mřížkový odpor, R_{24} je odpor pro nastavení pracovního bodu a R_{25} je odpor v katodě, který formuje (přibližný) zdroj konstantního proudu. Jelikož je odpor R_{24} o hodně menší, než odpor R_{25} , vztah se nadále zjednoduší a hodnota vstupního odporu bude dvojnásobek mřížkového odporu (díky takzvanému bootstrapovému zapojení, neboli zapojení s nesenou impedancí).

Kondenzátor C_{16} by měl být co nejmenší, protože obvod je náchylný k blokovacímu zkreslení, avšak abychom zajistili, aby invertor přenášel celé pásmo frekvencí, musí být vhodně zvolená dolní mezní frekvence. Pro přenos pásma již od 25 Hz stačí kondenzátor o velikosti:

$$C_{16} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot R_{in}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 25 \cdot 2 \cdot 10^6} \cong 3,3\text{ nF} \quad (3.8)$$

kde, f je dolní mezní frekvence horní propusti, kterou tvoří kondenzátor C_{16} se vstupním odporem a R_{in} je dvakrát hodnota mřížkového odporu (podle předcházejícího vztahu), který je volen standardně $1\text{ M}\Omega$.

Pro kondenzátor C_{17} platí naprosto stejné vztahy jako pro kondenzátor C_{16} , musíme zajistit velmi nízkou mezní frekvenci a přitom nesmíme hodnotu kondenzátoru volit velmi vysokou, aby jev blokovacího zkreslení byl minimální. Bezpečně blokované by mělo být celé audio pásmo, vzhledem k tomu, že kytara hraje přibližně od 80 Hz, postačí, aby signál byl blokovaný přibližně od 10 Hz. Opět zde nemáme tak přísné nároky jako na hifi obvod. Pro zvolenou dolní mezní frekvenci 10 Hz vypočítáme hodnotu kondenzátoru C_{17} podle předchozích vztahů:

$$C_{17} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot R_{in}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 10 \cdot 2 \cdot 10^6} \cong 10\text{ nF} \quad (3.9)$$

V [1] jsou uvedeny vztahy pro zesílení jedné i druhé triody. Z těchto vztahů vyplývá, že zesílení v obou větvích invertoru je různé pro stejné hodnoty anodových odporů. Vztah pro poměr zesílení v prvním a druhém zesilovači je:

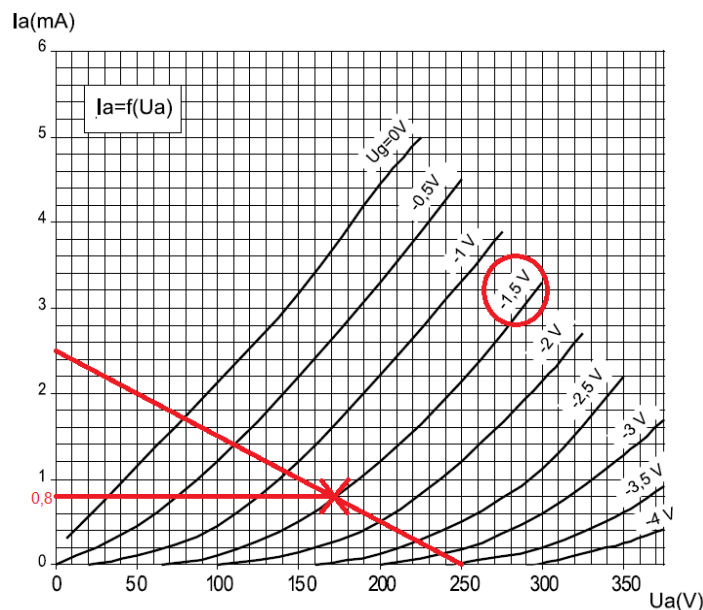
$$\frac{A_1}{A_2} = 1 + \frac{R_a + r_a}{R_k \cdot (\mu + 1)} \quad (3.10)$$

kde R_a je odpor v anodě, r_a je vnitřní odpor anody, R_k je celkový odpor zapojený v obvodu katody a μ je napěťový zesilovací činitel. Ze vztahu vyplývá, že aby obvod byl co nejvíce symetrický, je potřeba zajistit, aby hodnoty R_k a μ byli co největší. Jelikož je μ dané použitou elektronkou a v případě triody ECC83 nabývá hodnoty 100, jediná možnost jak ovlivnit symetrii je zvolit vysoký odpor R_k .

V praxi však není potřeba, aby symetrie byla dokonalá. Naopak malé množství nesymetrie nám vybudí další harmonické zkreslení v obvodu koncového zesilovače. Dá se sice vhodnou volbou nestejných odporů v anodách symetrie vynutit, ale pro účely tohoto zesilovače stačí, když budou anodové odpory voleny stejně.

Pro návrh anodových a katodových odporů se vyjde z vhodně zvoleného napájecího napětí, které bývá větší než u klasických triodových zesilovačů právě proto, abychom mohli zvolit dostatečně velké napětí pro katodový odpor ve funkci zdroje konstantního proudu a přitom výrazně nezmenšili rozkmit zesilovačů.

Nechť je napájecí napětí 350 V. Je nutné zvolit úbytek napětí na katodovém odporu, čím větší bude, tím bude potřebný katodový odpor větší, tím se zlepší symetrie, avšak zmenší se tím výstupní rozkmit napětí. Vzhledem k tomu, že máme k dispozici poměrně vysoké napájecí napětí, můžeme si dovolit poměrně velkou hodnotu úbytku napětí na katodovém odporu, řekněme 100 V. Pro samotné zesilovače zbyde potom hodnota napájecího napětí 250 V.



Obr. 3.5: Volba pracovního bodu invertoru

Pokud zvolíme standardní zatěžovací odpor 100 kΩ, zatěžovací charakteristika bude vypadat podle obr 3.5.

V literatuře [1] je podrobně popsáno, jaký vliv má nastavení pracovního bodu na časový průběh zesilovaného signálu v normálním režimu i při přebuzení. Při přebuzení vzniká blokovací zkreslení, které může dělat v závislosti na nastavení pracovního bodu větší či menší komplikace. Obecně se v tomto zapojení vyhýbáme limitaci mřížkovým proudem, kde vzniká jev samo-usměrňování a posunu střídavy tak, že jedna výkonová elektronka je v koncovém zesilovači více buzena než druhá. Dochází tak k nerovnoměrnému blokovacímu zkreslení a silnému přechodovému zkreslení tak, že jedna z buzených koncových elektronek může být přetížena. Při volbě pracovního bodu na střed charakteristiky dosahujeme symetrického ořezávání, takže nežádoucí jevy jako samo-usměrňování a posun střídavy nenastává. Proto je preferovaná volba pracovního bodu na střed zatěžovací charakteristiky. Při volbě pracovního bodu blízko limitace ořezem se snižuje zesílení a výstupní rozkmit signálu, dochází tak k výraznému zkreslení již v invertoru, přitom k přebuzení koncového stupně nedochází.

Necht' je tedy pracovní bod zvolen blízko středu zatěžovací charakteristiky a to $U_g = -1,5$ V. Z obr. 3.5 je vidět, že klidový pracovní proud je 0,8 mA. Je potřeba mít na mysli, že se však jedná o jednu elektronku v zapojení. V anodě má každá trioda v invertoru svůj zatěžovací odpor avšak v katodě je odpor společný a prochází jím proud dvakrát anodový proud jedné elektrony.

Víme tedy, že na katodovém odporu je celkový úbytek napětí 100 V a protéká jím proud $2 \cdot 0,8$ mA. Z Ohmova zákona tedy potřebný katodový odpor je:

$$R_k = \frac{U_k}{I_k} = \frac{100}{1,6 \cdot 10^{-3}} = 62,5 \text{ k}\Omega \cong 68 \text{ k}\Omega \quad (3.11)$$

kde U_k je potřebné katodové napětí a I_k je protékající katodový proud. Zvolena je hodnota z řady nejbližší vyšší.

Jelikož známe i potřebné předpětí, můžeme také vypočítat potřebný odpor, pro nastavení pracovního bodu, vzhledem k procházejícímu katodovému proud:

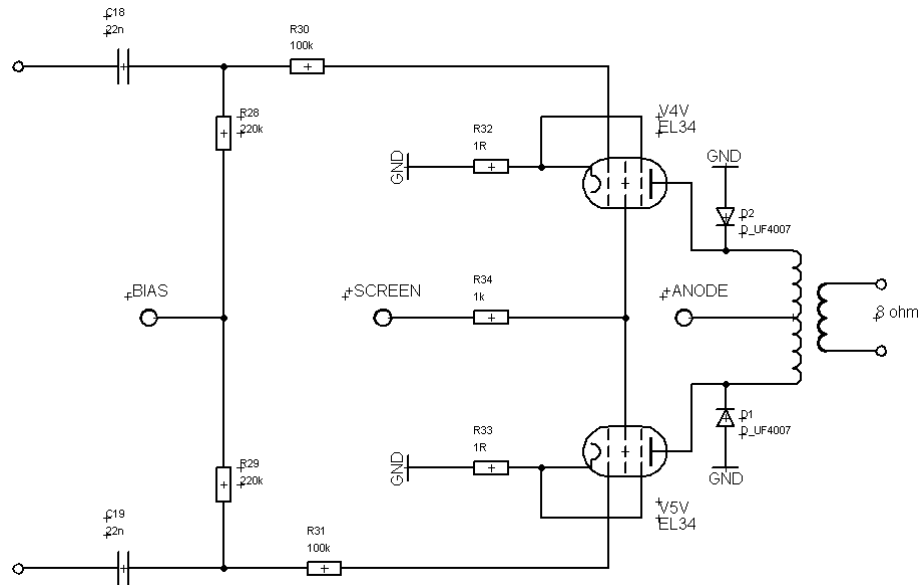
$$R_b = \frac{U_g}{I_k} = \frac{1,5}{1,6 \cdot 10^{-3}} \cong 1 \text{ k}\Omega \quad (3.12)$$

U_g je potřebné předpětí a I_k je proud protékající katodou.

Odpor R_b se dá odbočit z celkového odporu R_k pro velmi přesné nastavení, avšak je možné vzhledem k velkému poměru obou odporů jednoduše zařadit oba odpory v sérii jako napěťový dělič, z kterého odebíráme potřebné předpětí pro mřížku.

V našem zapojení tedy $R_b=R_{24}$ a $R_k=R_{25}$.

3.5 Koncový zesilovač



Obr. 3.6: Schéma koncového zesilovače

Na obr 3.6 je zachyceno schéma koncového zesilovače. Jedná se o standardní zapojení zesilovače typu push-pull. Přes vazební kondenzátory jsou vedeny signály z invertoru na mřížkové odpory. Paralelní mřížkové odpory jsou poněkud menší než u předzesilovačů. Elektronky EL34, které jsou použity jako výkonové zesilovače, mají totiž předepsaný maximální mřížkový odpor poněkud nižší než předzesilovací triody ECC83. Mezní frekvence RC článků, které tvoří vazební kondenzátory s paralelními mřížkovými odpory je nastavena na 32 Hz, což plně pokrývá přenášené pásmo.

Na paralelní mřížkové odpory je přivedeno záporné předpětí, které nastavuje pracovní bod koncových pentod. Toto napětí se dá v určitém rozsahu regulovat, abychom při oživování mohli zajistit minimální přechodové zkreslení (třída AB).

Seriové mřížkové odpory jsou poněkud větší, než se volí standardně, kvůli blokovacímu zkreslení, které může vznikat díky velkému rozkmitu invertoru, který může přebudit koncový stupeň. Vzhledem k tomu, že u pentod se neprojevuje Millerův jev, je vstupní kapacita mnohem nižší než u triod. Proto si můžeme dovolit vysokou hodnotu seriového mřížkového odporu, aniž bychom tím omezili frekvenční pásmo.

Katody obou výkonových elektronek jsou přes velmi malé odpory o hodnotě 1 Ω uzemněny. Tyto odpory v katodě slouží pro měření napětí, potažmo proudu, který teče pentodami, což bude pak následně velmi užitečné při oživování.

Druhá mřížka potřebuje pro správnou funkci elektronky vysoké napětí, které je svou hodnotou blízké anodovému napětí, i když poněkud nižší. V katalogovém listu [5] je předepsaná hodnota mřížkového odporu pro naše dané zapojení 1 k Ω a to společně pro obě elektronek a bez blokování na zem.

Třetí mřížky pro správnou funkčnost elektronky je třeba uzemnit. Třetí mřížky slouží k odvádění zpětného toku elektronů z anody, který by jinak mohl ovlivňovat funkci pentody.

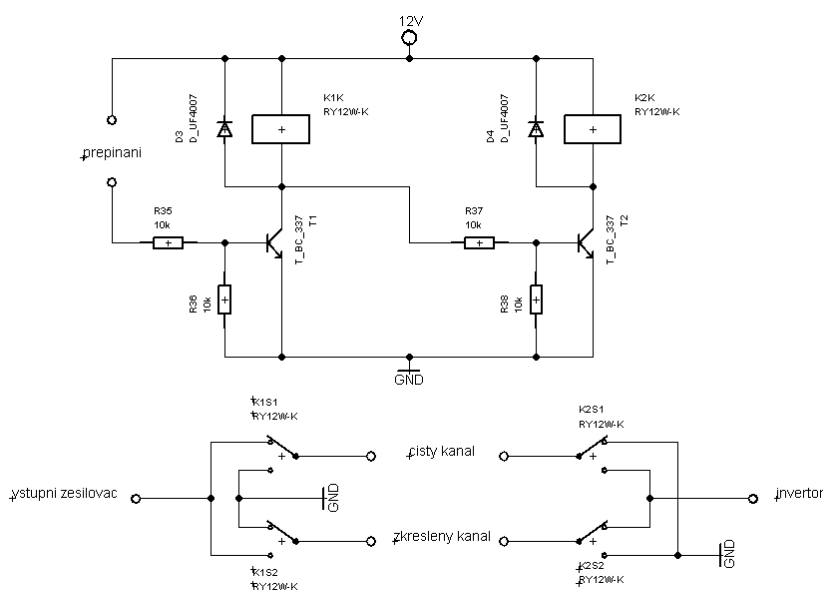
Do anod je zapojený výstupní transformátor, který transformuje potřebnou zatěžovací impedanci elektronek, na výstupní impedanci reproduktoru. Transformátor funguje tedy jako převodník impedance a vždy musí pracovat do předepsané zátěže, jinak by mohlo dojít k neúměrnému napěťovému zatížení transformátoru či koncových elektronek a k jejich destrukci.

Daný transformátor byl pořízen vzhledem k potřebnému výkonu, zatěžovací impedanci a typu elektronek. Nejedná se o zakázkovou výrobu, ale o koupi hotového kusu. Jde o transformátor TGL40/001 firmy Indel.

Transformátor má danou impedanci od anody k anodě $4\text{ k}\Omega$ při patřičném zatížení reproduktorem o impedanci $8\ \Omega$. Střed primárního vinutí je vyveden a slouží pro napájení obou anod. Napájecí napětí je v klidovém režimu rovno 400 V . Maximální výstupní výkon je 40 W . Frekvenční rozsah transformátoru je 40 Hz až 16 kHz .

Dvě diody jsou zapojeny z anod proti zemi tak, aby se při nezapojené zátěži neindukovalo napětí, které je neúměrně vyšší než povolené mezní napětí pentod nebo transformátoru (slouží jako ochrana proti nezapojené zátěži).

3.6 Přepínání kanálů



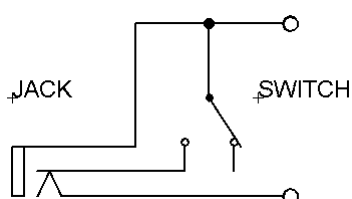
Obr. 3.7: Schéma přepínání kanálů

Na 3.7 je zobrazeno přepínání kanálů. V dolní části je schematicky naznačeno zapojení přepínacích kontaktů relé typu RY12W-K. Kontakty jsou zapojeny tak, aby vždy jeden kanál byl řazený v cestě signálu a druhý kanál byl naopak na svém vstupu i výstupu uzemněn. Přitom fyzicky je zapojení uspořádané tak, aby bylo vždy sepnuto jenom jedno relé.

Řídící obvod pro spínání relé je napájen ze zdroje napětí 12 V . Cívky relé jsou opatřeny diodami, které brání při spínání indukci vysokých hodnot napětí, které by mohlo zničit obvod. Každé relé spíná vlastní tranzistor, přitom druhý tranzistor je

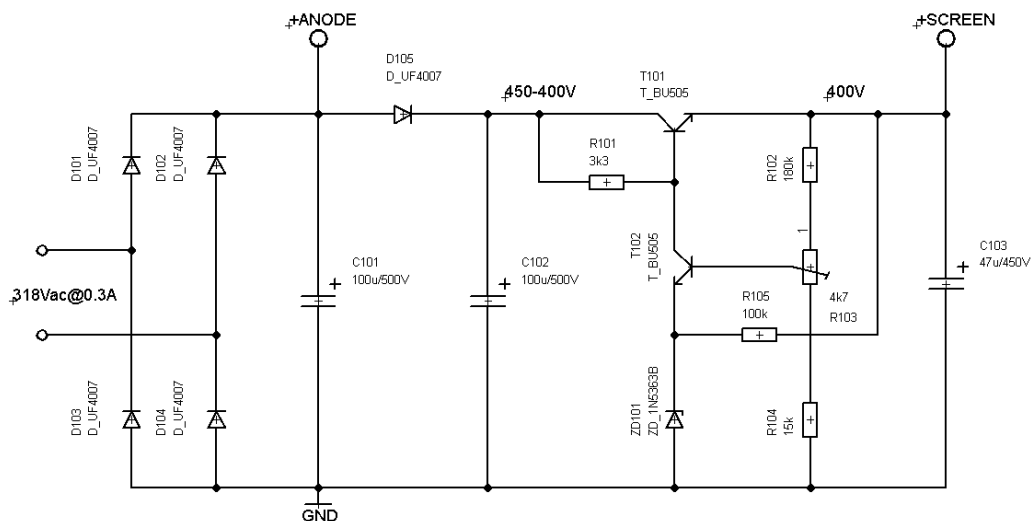
napájen z kolektoru prvního tranzistoru. Dochází tak k inverzi sepnutí a zajištění sepnutí jednoho relé (s tím, že druhé relé je ve výchozím stavu). Báze prvního tranzistoru je potom spínána externím mechanickým spínačem, buď ve formě vestavěného přepínače na předním panelu, nebo ve formě nožního spínače. Odpory v obvodu báze obou tranzistorů bezpečně zajišťují saturaci, takže tranzistory pracují ve spínacím režimu.

Konektor pro připojení nožního pedálu se spínačem je typu JACK. Konektor disponuje vypínacími kontakty. Ty se dají využít ve spojení s přepínačem na předním panelu tak, aby funkčnost byla následující. Když bude do konektoru strčený JACK od nožního pedálu, bude aktivní pouze pedál a ne přepínač na předním panelu. Zjednodušené schéma zapojení konektoru a mechanického přepínače je na obr 3.8. Tyto dva prvky se připojí k ovládání přepínání mezi napájecí napětí a bází prvního tranzistoru jak je naznačeno na obr 3.7.



Obr. 3.8: Schéma zapojení konektoru a přepínače

3.7 Napájecí jednotka



Obr. 3.9: Napájení elektronek

Na obr. 3.9 je vyobrazeno schéma části napájecí jednotky, která generuje vysoké napětí pro napájení pentod. Jedná se o anodové napětí a napětí pro druhou mřížku pentod EL34.

Při návrhu bylo vycházeno z toho, že potřebná napětí jsou 400 V na anodě a o malé množství méně na druhé mřížce. Byl brán také ohled na dostupnost vysokonapěťových kondenzátorů v potřebné velikosti.

Bylo zvoleno střídavé napájecí napětí 318 V a nominální proud 0,3 A (což je dostatečné pro nízký proudový odběr elektronek i s jistou proudovou rezervou). Toto napětí je přes můstkový usměrňovač přivedeno na kondenzátor C_{101} (pro všechny elementy napěťového zdroje je použito nové číslování od 100), který má kapacitu 100 μF a je dimenzován na napětí 500 V. Po usměrnění bez odběru může nabývat napětí na kondenzátoru až maximální hodnoty, která je definovaná vztahem z elektrotechniky:

$$U_{\max} = \sqrt{2} \cdot U_{ef} = \sqrt{2} \cdot 318 = 450 \text{ V} \quad (3.13)$$

kde U_{ef} je efektivní hodnota harmonického napětí a U_{\max} je maximální hodnota harmonického napětí. Vzhledem k tomu, že napětí na tomto kondenzátoru kolísá s odběrem, který u zesilovače ve třídě AB není konstantní, ale mění se s buzením, těžko odhadovat skutečnou velikost napětí na tomto kondenzátoru. Pro napájení anod však toto napětí usměrněné a filtrované jedním kondenzátorem dostatečné velikosti postačí.

Pro mřížky potřebujeme však napětí mnohem lépe filtrované a mnohem přesněji definované. Proto zde byl zvolen vysokonapěťový stabilizátor z diskretních prvků. Byly zvoleny vysokonapěťové tranzistory BU505, zenerova dioda 1N5363B a výkonové odpory. Stabilizátor je napájen z dalšího kondenzátoru $C_{102} = 100 \mu\text{F} / 500 \text{ V}$, přičemž tento kondenzátor není přímo spojený paralelně s kondenzátorem C_{101} , ale je k tomuto kondenzátoru připojen přes diodu D_{105} . Tato dioda má tu funkci, že se přes ni kondenzátor C_{102} nabije, ale nemůže se zpětně vybit při poklesu napětí na kondenzátoru C_{101} .

Pro návrh stabilizátoru tedy vyjdeme z toho, že máme na vstupu proměnné napětí a na výstupu potřebujeme dosáhnout stabilních 400 V. Napětí může být maximálně 450 V a pro správnou funkci nesmí poklesnout pod zhruba 402 V (musí být zaručeno minimální napětí U_{ce} , aby tranzistor ještě dokázal stabilizovat). Zvolíme tedy hodnotu vstupního napětí, která je přibližně uprostřed intervalu řekněme 430 V. Na bázi tranzistoru je přibližně 400 V (při zanedbání napětí U_{be}). Na odporu R_{101} je tedy 30 V. Musí být zvolen proud, který bude napájet bázi tranzistoru T_{101} a kolektor tranzistoru T_{102} . Proud může být například zvolen 10 mA. Tím pádem z Ohmova zákona vyjde:

$$R_{101} = \frac{U_{R101}}{I_{R101}} = \frac{30}{10 \cdot 10^{-3}} = 3 \cdot 10^3 \cong 3,3 \text{ k}\Omega \quad (3.14)$$

Následně bude spočten proud, který poteče do báze tranzistoru T_{101} . Odhadneme proud, který poteče v klidovém režimu kolektorem tranzistoru jako proud triodami a druhou mřížkou pentod. Jako zjednodušený předpoklad můžeme uvažovat, že každá trioda odebírá přibližně 1 mA, triod je v zesilovači celkem 6, triody odebírají celkem 6 mA. Z katalogového listu pentod [5] pro dané zapojení odečteme proud druhé mřížky, který je v klidovém režimu 2·4,4mA a při plném vybuzení může téci druhou mřížkou až 2x25mA. Pro klidový režim tedy uvažujeme celkový proud:

$$I_{c_{T101}} = 6 \cdot 10^{-3} + 2 \cdot 4,4 \cdot 10^{-3} = 14,8 \text{ mA} \quad (3.15)$$

Kdybychom uvažovali plné vybuzení, může podle katalogového listu [5] stoupnout proud druhými mřížkami na $2 \cdot 25$ mA. Proud triodami zůstává konstantní, tedy 6 mA. Proto celkový proud při plném vybuzení může dosahovat až:

$$I_{c \max T_{101}} = 6 \cdot 10^{-3} + 2 \cdot 25 \cdot 10^{-3} = 56 \text{ mA} \quad (3.16)$$

Tranzistor má dle svého katalogového listu [6] typické zesílení 13, s tím že maximum je 30 a minimum je 6. Když vyjdeme z daného typického zesílení, tak pro proud báze při klidovém režimu platí:

$$I_{b T_{101}} = \frac{I_{c T_{101}}}{h_{21}} = \frac{14,8 \cdot 10^{-3}}{13} = 1,14 \text{ mA} \quad (3.17)$$

obdobně platí pro proud báze při plném zatížení:

$$I_{b \max T_{101}} = \frac{I_{c T_{101}}}{h_{21}} = \frac{56 \cdot 10^{-3}}{13} = 4,31 \text{ mA} \quad (3.18)$$

kde h_{21} je proudové zesílení tranzistoru, I_c a I_b jsou příslušné bázové a kolektorové proudy.

Budeme uvažovat klidový režim. Výše bylo vypočítáno, že proud, který teče do uzlu, je 10 mA a proud, který teče do báze tranzistoru T_{101} , je přibližně 1 mA, takže kolektorem tranzistoru T_{102} teče zbylých 9 mA. Aby tento proud mohl tranzistorem téci, je potřeba zajistit bázový proud podle již zmíněných vztahů následovně:

$$I_{b T_{102}} = \frac{I_{c T_{102}}}{h_{21}} = \frac{9 \cdot 10^{-3}}{13} = 0,7 \text{ mA} \quad (3.19)$$

kde proud $I_{c T_{102}}$ je kolektorový proud tranzistoru T_{102} a h_{21} je proudové zesílení tranzistoru.

Do emitoru tranzistoru T_{102} je zapojena jako zdroj referenčního napětí zenerova dioda ve schématu označována jako ZD_{101} , díky níž vykazuje zapojení stabilizační účinek. Tato zenerova dioda udržuje konstantní napětí na emitoru tranzistoru T_{102} . Napětí na zenerově diodě 1N5363B je 30 V což je dostačující hodnota, která je v dobrém poměru k potřebnému napětí stabilizátoru. Zenerova dioda je napájena z výstupu stabilizátoru přes odpor R_{105} velký 100 k Ω tak, aby skrz ni vždy tekla minimální proud, který zajistí činnost zenerovy diody v pracovní oblasti.

Do báze tranzistoru T_{102} je zavedena zpětná vazba z výstupu stabilizátoru. Ta srovnává napětí emitoru s napětím na bázi. Odporový dělič s trimrem zaručí, že se bude porovnávat nižší napětí než je výstupní. Jelikož je napětí na emitoru konstantní, na bázi se se změnou napětí na výstupu děliče mění napětí jen málo. Pokud tedy snížíme napětí na výstupu napěťového děliče (posunutím jezdcu trimru), proud do báze se sníží, čímž se sníží i proud v kolektoru tranzistoru T_{102} , tím pádem stoupne napětí na kolektoru tranzistoru a na výstupu se tím pádem zvýší napětí, nakolik tranzistor T_{101} sleduje napětí

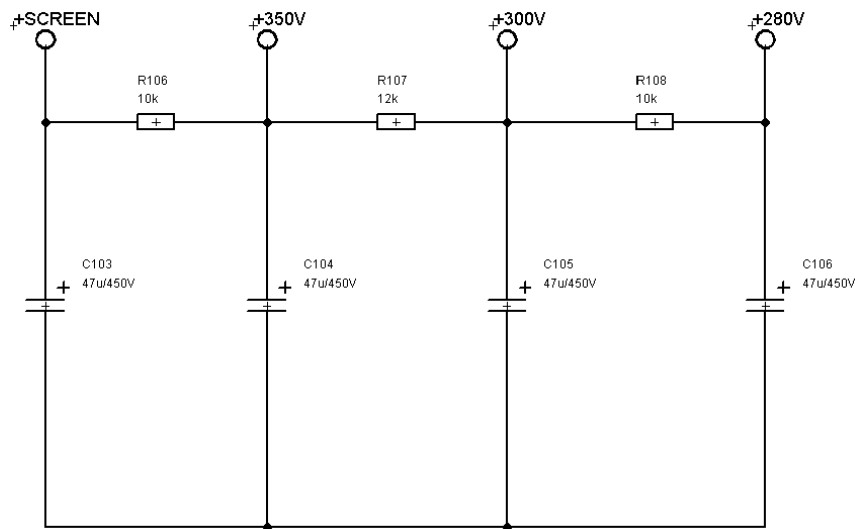
na kolektoru tranzistoru T_{102} . Obdobný postup platí i pro zvýšení napětí na výstupu děliče, akorát s tím, že výstupní napětí klesne.

Abychom zajistili proud do báze tranzistoru T_{102} , měl by děličem procházet proud alespoň několikrát větší, než je básový proud. Dělič je volen tak, aby na jeho výstupu bylo ve střední poloze 30 V, tak aby se dalo napětí regulovat nahoru i dolu. Pokud vezmeme v úvahu napětí 400 V a celkový odpor nezátíženého děliče, je proud skrz dělič:

$$I_D = \frac{U_{out}}{R_{102} + R_{103} + R_{104}} = \frac{400}{180 \cdot 10^3 + 4,7 \cdot 10^3 + 15 \cdot 10^3} \cong 2 \text{ mA} \quad (3.20)$$

kde U_{out} je požadované výstupní napětí a R_{102} , R_{103} a R_{104} jsou odpory řazené v děliči. Tento proud není příliš velký, ale pro nastavení pracovního bodu T_{102} by měl postačit.

Na výstupu stabilizátoru je také řazen kondenzátor $C_{103} = 47 \mu\text{F} / 450 \text{ V}$, z něhož je poté napájena druhá mřížka. Z napájení druhé mřížky jsou nadále odvozena napětí pro napájení všech triodových stupňů (vstupní zesilovač, předzesilovač a invertor). Napětí jsou dále filtrována a snižována jsou jejich hodnoty pomocí odporů v sérii s kondenzátory, jak ukazuje následující obr. 3.10.



Obr. 3.10: Napájení elektronek – pokračování

Velikost sériových odporů pro snížení napětí se dá vypočítat z potřebného úbytku napětí a z proudu, který odporem prochází. V předchozím případě, kdy jsme počítali celkový odběr na výstupu stabilizátoru, jsme potřebovali jen zhruba odhadnout celkový odběr triod. Nyní musíme pro přesnější výpočet odporů určit přesněji proudový odběr na jednotlivých kondenzátorech. V předchozím rozboru jsme určili odběr triodového stupně pro napájení 300 V a pracovní bod -1 V, -1.5 V a -2 V. Předzesilovač pro zkraslený zvuk využívá napájení 300 V, takže lze tento rozbor využít pro určení odebíraného proudu v tomto předzesilovači. Také jsme určili odběr invertoru. Pro vstupní zesilovač a předzesilovač pro čistý zvuk jsme rozbor proudového odběru nedělali, nakolik využívají napájecí napětí 280 V a hodnoty proudu proto nebudou příliš

odlišné. Místo toho zvolíme o něco větší odpor z řady, nakolik skutečný proud bude o něco menší.

Triody napájené 280 V, mají řazený odpor v katodách 820 Ω, 1,5 kΩ, podle tab. 1.1 je odběr 1,4 mA a 1,05 mA, celkem tedy 2,45 mA. Protože tabulka je platná pro 300 V, v případě 280 V bude hodnota proudu o něco menší, jak již bylo řečeno, tato hodnota se vykompenzuje o něco vyšším odporem z řady.

Triody napájené 300 V, mají řazený odpory v katodách 820 Ω, 2,7 kΩ, podle tab. 1.1 je odběr 1,4 mA a 0,8 mA, celkem 2,2 mA.

Triody napájené 350 V, jsou ve funkci invertoru. Odběr jedné triody invertoru je navrhnout na obr. 3.5 a jeho hodnota je 0,8 mA. Jsou použity dvě triody v zapojení, takže celková hodnota odběru je 1,6 mA.

Napětí na výstupu stabilizátoru je 400 V. Potřebný úbytek pro napětí invertoru, které je 350 V, je 50 V. Odporem, na kterém potřebujeme mít úbytek napětí 50 V, však protéká proud invertoru, proud obou předzesilovačů i vstupního zesilovače. Hodnota odporu je tedy:

$$R_{106} = \frac{U_{R106}}{I_{R106}} = \frac{50}{(2,45 + 2,2 + 1,6) \cdot 10^{-3}} = 8 \text{ k}\Omega \quad (3.21)$$

Kde U_{R106} je potřebný úbytek napětí na daném odporu a I_{R106} je celkový odpor, který protéká daným odporem. Jak bylo řečeno výše, vzhledem k tomu, že jsme proud odebíraný při 280 V neodečetli přesně, použijeme poněkud větší odpor, řekněme 10 kΩ.

Obdobně pro předzesilovač pro zkreslený zvuk, který je napájen ze zdroje 300 V, potřebujeme úbytek napětí z 350 V napájení invertoru o dalších 50 V. Opět musíme brát v úvahu všechny proudy, které protékají daným odporem, na kterém vzniká potřebný úbytek napětí:

$$R_{107} = \frac{U_{R107}}{I_{R107}} = \frac{50}{(2,45 + 2,2) \cdot 10^{-3}} = 10,8 \text{ k}\Omega \quad (3.22)$$

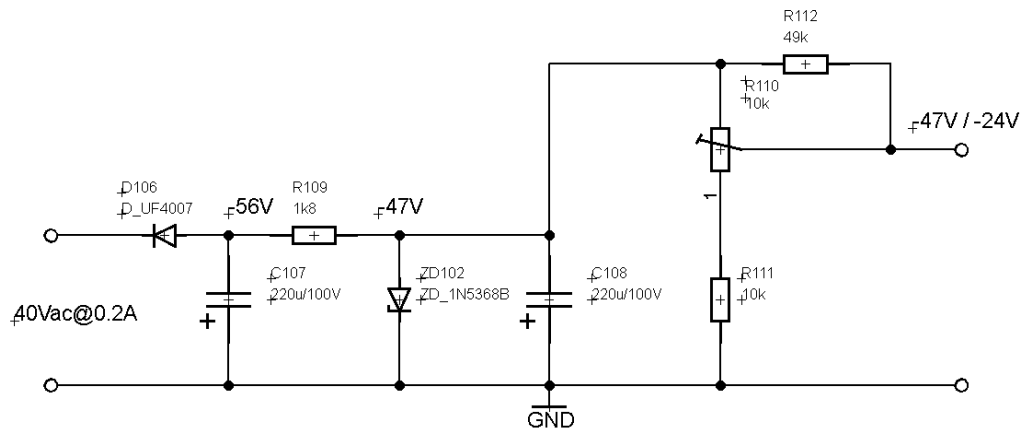
Opět zvolíme vyšší hodnotu z řady, tedy 12 kΩ.

Nakonec pro poslední potřebný úbytek napětí z 300 V předzesilovače zkreslujícího na 280 V předzesilovače čistého a vstupního zesilovače je potřeba 20 V úbytek na daném odporu, kterým protéká patřičný proud:

$$R_{108} = \frac{U_{R108}}{I_{R108}} = \frac{20}{2,45 \cdot 10^{-3}} = 8,2 \text{ k}\Omega \quad (3.23)$$

Zvolíme vyšší hodnotu 10 kΩ.

Na obr. 3.11 je vidět schéma zapojení, které poskytuje záporné stejnosměrné předpětí pro první mřížky koncových výkonových pentod. Toto předpětí je potřeba u pentod stejně jako u triod, avšak zde je realizováno samostatným zdrojem záporného napětí místo toho, aby bylo napětí zvyšováno na katodě.



Obr. 3.11: Zdroj záporného předpětí pro nastavení pracovního bodu pentod

Je potřeba určit střídavé napětí, které bude generovat transformátor, na které se připojí obvod. Opět je zde třeba myslet na to, že na kondenzátoru po usměrnění vznikne vyšší napětí, než je efektivní hodnota střídavého napětí při daném odběru. Vzhledem k tomu, že odběr prvních mřížek elektronek je prakticky neměřitelný a jediná zátěž je odporový dělič pro regulaci předpětí, kterým protéká proud v řádu nízkých jednotek miliampér, lze očekávat, že i při jednocestném usměrnění se může hodnota usměrněného napětí blížit maximální hodnotě střídavého harmonického napětí, která je:

$$U_{\max} = \sqrt{2} \cdot U_{ef} = \sqrt{2} \cdot 40 = 56 \text{ V} \quad (3.24)$$

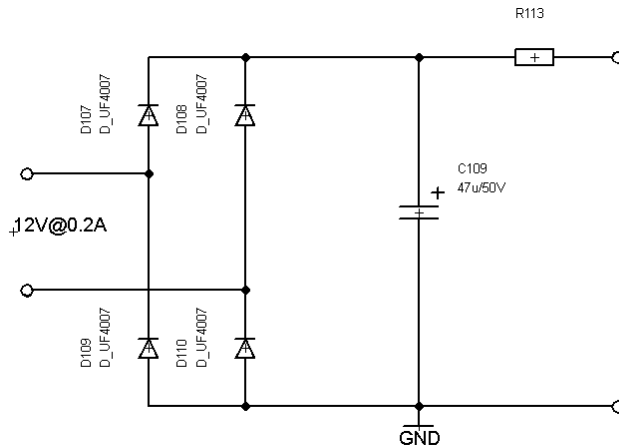
Kde U_{ef} je efektivní hodnota harmonického napětí.

Vzhledem k polarizaci diody je na výstupu záporné napětí. To se dále filtruje kondenzátorem C_{107} a dále kondenzátorem C_{108} přes odpor R_{109} , který opět sráží napětí a zlepšuje filtraci. Navíc je ke kondenzátoru C_{108} řazena zenerova dioda 1N5368B, která má nominální napětí 47V. Tato dioda ořeže sinusové napětí na hodnotě -47V (opět je polarizovaná tak, aby výstupní napětí bylo záporné) a zlepšuje tak filtraci.

Po filtraci je výsledné napětí přivedeno na dělič napětí 1 až 0,5. Takže napětí se dá plynule měnit v rozsahu -47 V až zhruba -24 V. Tento rozsah regulace by měl být dostačující, vzhledem k tomu, že potřebné napětí pro plné zavření pentod je z katalogového listu [5] pro dané zapojení -38 V. Navíc je na výstupu jezdeck trimru zapojen vysoký odpor zpět na začátek dráhy, aby nemohlo dojít k přerušení dráhy trimru při nastavování potřebného napětí při ožívování a tudíž náhlému otevření pentod, které by je mohlo poškodit.

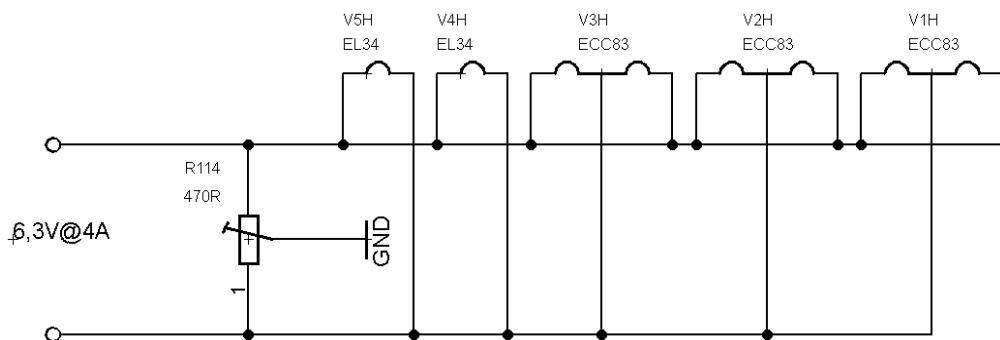
Na obr. 3.12 je znázorněno schéma zapojení napájení obvodu s relé. Jedná se o dvoucestný usměrňovač s kapacitní filtrací. Relé jsou typu RY12W-K a mají potřebné napětí pro sepnutí 12 V. Kondenzátor se opět nabije na hodnotu o něco vyšší, než je efektivní hodnota střídavého napětí. Pokud zvolíme napájecí napětí 12V, musíme do série dát srážecí odpor. Jeho hodnota se velice těžko odhaduje, vzhledem k tomu, že nevíme, jaké bude výstupní napětí usměrňovače při daném odběru. Dá se sice zjistit odběr relé i odhadnout napětí naprázdno na výstupu transformátoru, ale nedá se jednoduše určit vnitřní odpor transformátoru a také se jen složitě dá dohledat skutečný úbytek na usměrňovači přes normované grafy. Proto se místo toho omezíme na to, že

odpor zvolíme až při zapojování a oživování obvodu experimentálně. Do desky plošných spojů na příslušná místa vyhrazená zmiňovanému odporu se připájí pájecí očka, aby se poté dal snadno změřit potřebný úbytek a snadno připájet zvolený odpor.



Obr. 3.12: Napájení relé

Na obr. 3.13 je schéma poslední části napájecí jednotky a to žhavení elektronek. Zapojení je jednoduché, vzhledem k tomu že nepotřebujeme žhavit elektronky stejnosměrným napětím, postačí střídavé napětí, které opět zvolíme a definujeme ho výrobcí transformátorů. Volba napětí i proudu je jednoduchá, v katalogových listech elektronek [2],[5] se dozvíme, že potřebné žhavicí napětí elektronek je 6,3 V a žhavicí proud pentod je 1,5 A a žhavicí proud triod je 0,3 A. Celkem máme řazeny 2 pentody a 3 triody což nám dává celkový proud 3,9 A. Pro rezervu volíme tedy vinutí s parametry 6,3 V a 4 A při zatížení. Žhavicí vlákna elektronek se zapojí jednoduše paralelně k napájecímu vinutí. Navíc je zde řazen trimr, který vyrovnává brum v obvodu. Jeho hodnota poměrně malá, musíme však dbát na výkonové zatížení trimru. Zvolena byla hodnota 470 Ω , při které trimrem prochází proud 13 mA a výkon na trimru je pod 0,1 W.

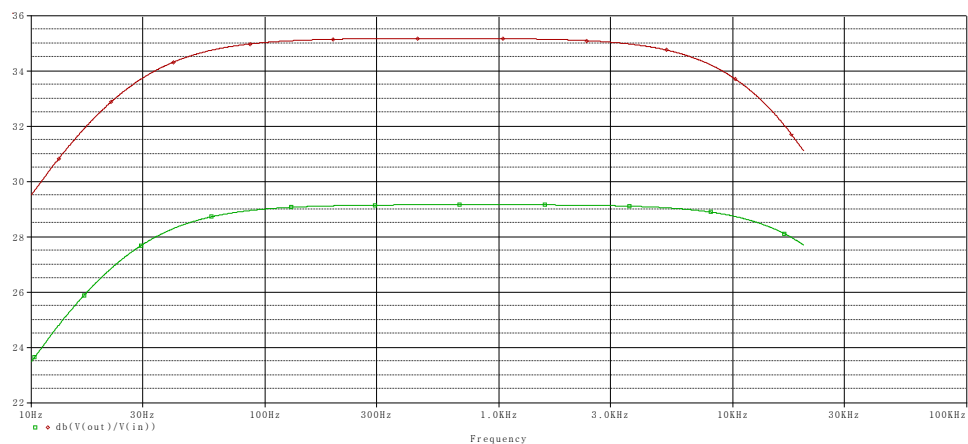


Obr. 3.13: Žhavení elektronek

4 SIMULACE

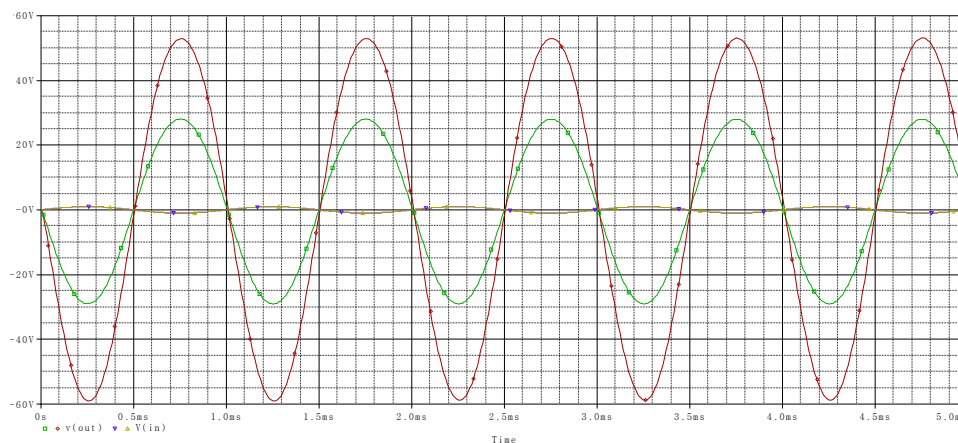
4.1 Vstupní zesilovač

Na obr. 4.1 jsou znázorněny frekvenční charakteristiky vstupního zesilovače. Je vidět, že při použití děliče napětí 0,5 je výstupní zesílení o 6 dB menší. Dolní mezní frekvence je pro oba průběhy 17 Hz. Při menším zesílení máme větší šířku pásma. Musíme však brát v úvahu že výstupní transformátor přenáší pouze frekvence do 16 kHz, navíc kytarový signál má rozsah základních kmitočtů zhruba od 80 Hz do 1 kHz. Vezmeme-li v úvahu pro přenášení barvy signálu prvních pár nejbližších vyšších harmonických, zjistíme, že dominantním pásmem pro hru na kytaru jsou střední kmitočty. Proto i kytarový reproduktor je konstruován tak, že nejlépe reprodukuje signál v pásmu středních kmitočtů. Výšky však při vysokém přebuzení začnou být ve spektru nežádoucí, a proto jsou často tlumeny dále v obvodech korektorů.



Obr. 4.1: Simulace frekvenční charakteristiky vstupního zesilovače

Na obr. 4.2 jsou zachyceny vstupní a výstupní průběhy analýzy v časové oblasti. Je zde vyobrazeno několik period signálu o frekvenci 1 kHz. Z průběhů je vidět, že se jedná o zapojení invertující, také je vidět rozdíl v amplitudách signálu přímého a utlumeného děličem 0,5. Signály jsou zkreslené málo.



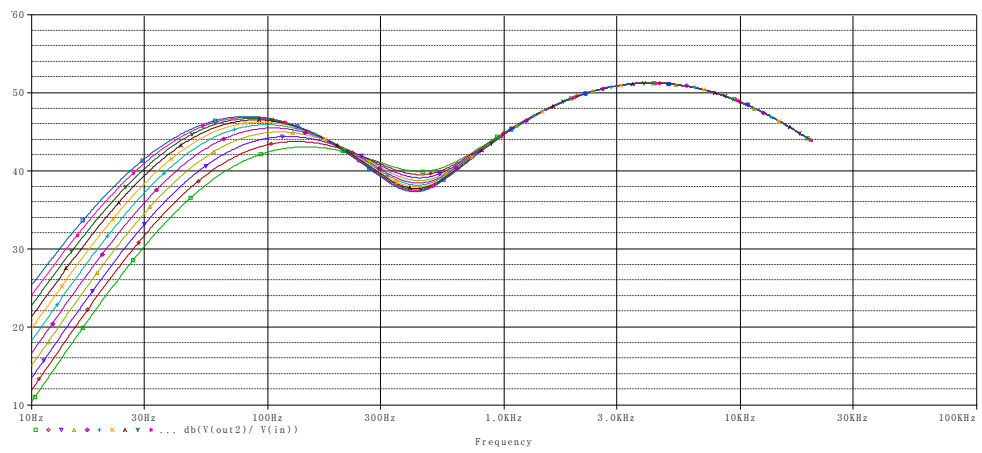
Obr. 4.2: Simulace průběhů v časové oblasti

4.2 Čistý kanál

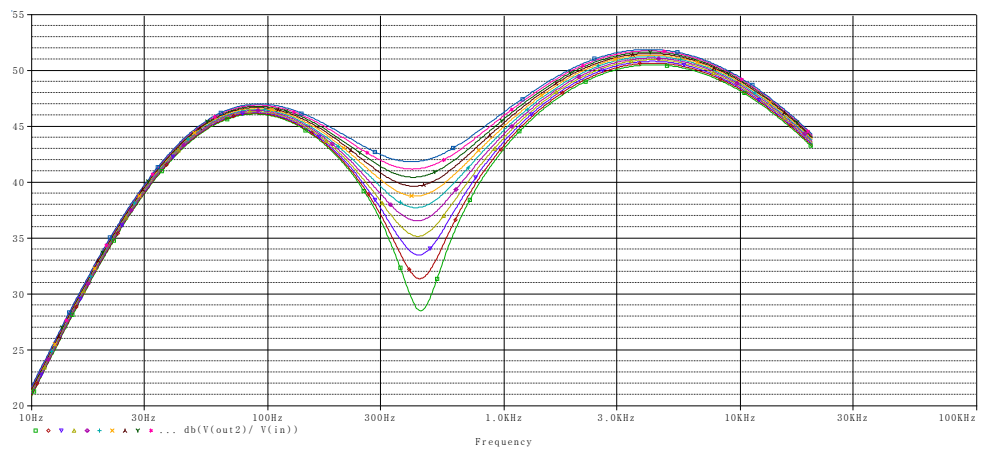
Na obr. 4.3, 4.4 a 4.5 jsou zachyceny frekvenční charakteristiky pro regulaci basů, středů a výšek. Simulujeme zapojení včetně vstupního zesilovače. Potenciometry korektoru jsou ve výchozím stavu nastaveny každý na polovinu své dráhy, následně je každý zvlášť rozmitán. Vybuzení triodového zesilovače řazeného za korektorem je regulováno potenciometrem a je nastaveno na maximum.

Regulace basů vychází velmi dobře, málo ovlivňuje sousední pásma. Regulace středů dokáží spíše jen potlačovat střední pásmo kmitočtů a celkově posouvat celou charakteristiku nahoru nebo dolů. To však nevadí, protože jak již bylo zmíněno, signál kytary je nejbohatší právě na středové kmitočty, kde potřebujeme spíše nastavovat větší útlum než vybuzení, efekt regulace hlasitosti, který je k tomu přidružen jen umocňuje celkový dojem při regulaci středů. Regulace výšek je nejvíce dynamická, avšak nejvíce ovlivňuje sousední kmitočtová pásma, hlavně pásmo středu, které při vyšším vybuzení výšek posouvá doleva. Opět tento efekt nemusí příliš vadit, nakolik potřebujeme nastavovat spíše útlum než vybuzení výšek.

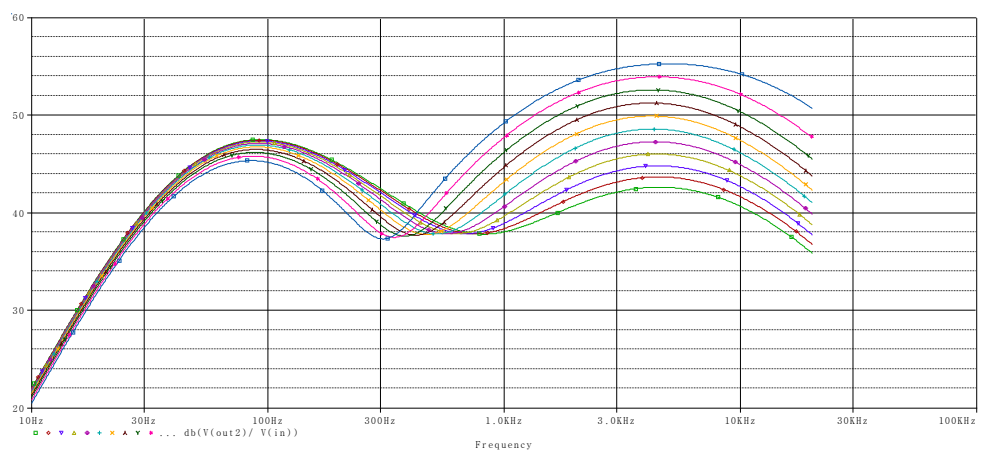
Zesílení signálu při zapojení vstupu s odporovým děličem 0,5 a maximálním vybuzení signálu za korektorem se pohybuje řádově mezi 30 dB a 60 dB, v závislosti na nastavení korektoru. Regulace samotných korekcí se pohybuje okolo hodnoty 12 dB, což je dostačující.



Obr. 4.3: Frekvenční odezva korekce basů



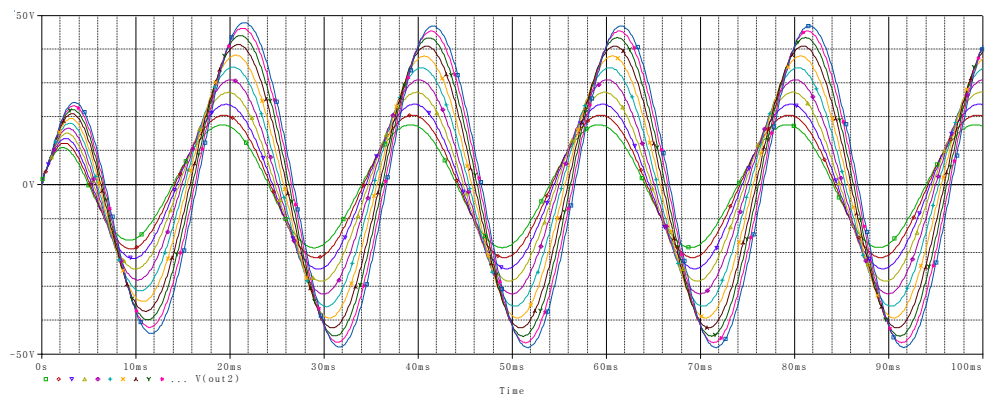
Obr. 4.4: Frekvenční odezva korekce středů



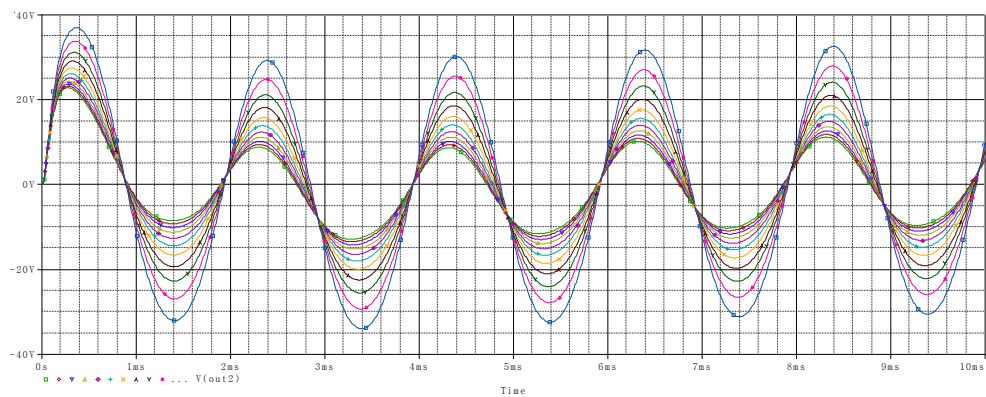
Obr. 4.5: Frekvenční odezva korekce výšek

Na obr. 4.6, 4.7 a 4.8 jsou zobrazeny výsledky simulace v časové oblasti pro průběhy basů, středů a výšek. Potenciometr pro nastavování buzení P_4 je nastaven na čtvrtinu své dráhy, takže signál na zesilovači tvořený triodou V1B není výrazně omezen. Testovací signál pro buzení má amplitudu 1V (přičemž na vstupu je řazený dělič 0,5) a frekvence je pro basy 50 Hz, pro středy 500 Hz a pro výšky 5 kHz. V simulaci jsou vždy všechny korekce nastaveny na 0,5 a pro daný signál je rozmítaná příslušná korekce.

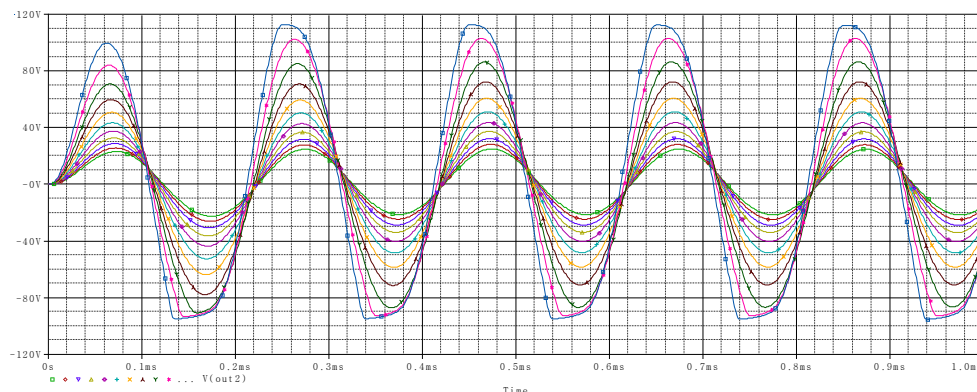
Jak je vidět z výsledků simulace korekce regulují amplitudu signálu ale i jeho fázi, průběhy však odpovídají simulacím frekvenčních charakteristik. Středy mají při regulaci nejnižší amplitudu, což je dáno poklesem, který korektor vykazuje na středních kmitočtech, basy mají o něco větší amplitudu, což je opět dáno chováním korektoru, který má možné nastavitelné převýšení, výšky mají největší nastavitelné převýšení a ze simulace je patrné, že i při poměrně nízkém vybuzení již dochází při vysokém nastavení výšek k přebuzení signálu.



Obr. 4.6: Simulace basů v časové oblasti



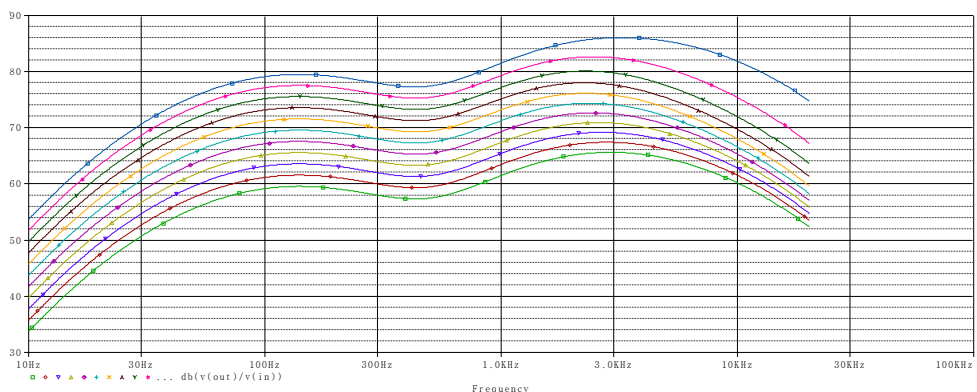
Obr. 4.7: Simulace středů v časové oblasti



Obr. 4.8: Simulace výšek v časové oblasti

4.3 Zkreslený kanál

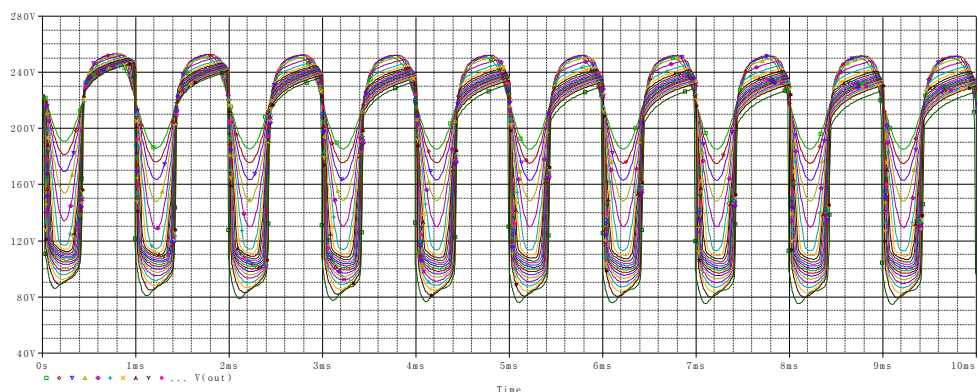
Na obr. 4.9 je zobrazena frekvenční charakteristika předzesilovače pro zkreslený kanál včetně vstupního zesilovače v závislosti na buzení potenciometrem P_6 . Jak je vidět zesílení je obrovské, při plném vybuzení se pohybuje okolo hodnoty 80 dB což je v jednotkové míře 10 000. Potenciometry korektoru jsou nastaveny všechny na 0,5 své dráhy.



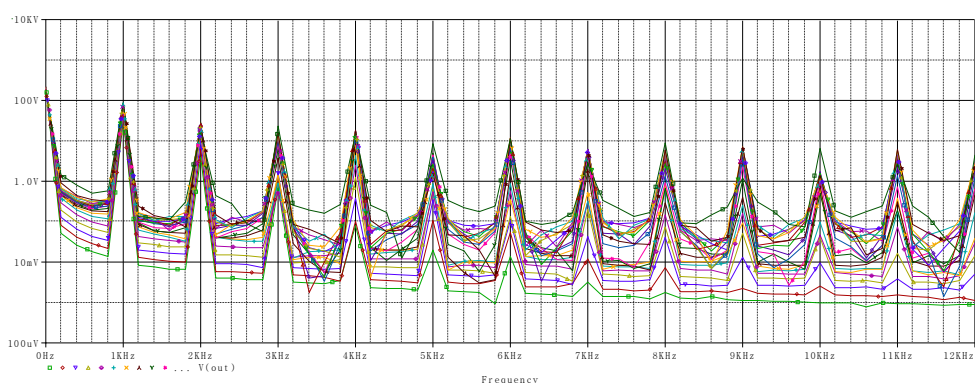
Obr. 4.9: Simulace frekvenčních charakteristik v závislosti na buzení

Na obr. 4.10 je zobrazena simulace v časové oblasti. Výstupní signál však sledujeme ještě před korektorem. Korektor totiž silně deformuje průběhy vzhledem ke své fázové charakteristice a přebuzení zesilovače, které je opravdu velmi vysoké. Regulátor vybuzení P_6 je logaritmicky rozmítán od hodnoty 0,01 až 1 s deseti body na dekádu. Je zde vidět, že dosáhnout nezkresleného zvuku je zde téměř nemožné. Zkreslení je výrazně asymetrické.

Na obr. 4.11 jsou zobrazeny ty samé průběhy, ale ve frekvenční oblasti. Když pomíneme stejnosměrnou složku, která je zde vyobrazena, protože signál je brán přímo z anody zesilovače s triodou $V2B$, je vidět, že zesilovač produkuje serii postupně klesajících sudých i lichých harmonických. Spektrum je při velkém přebuzení konzistentní.



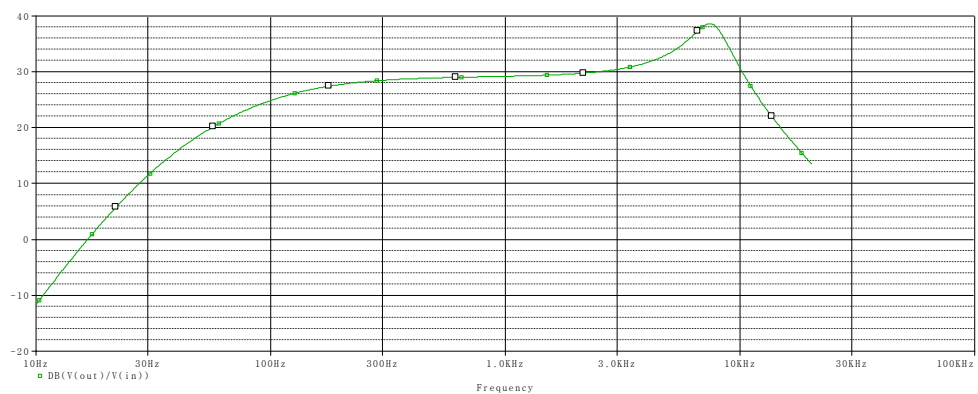
Obr. 4.10: Simulace časových průběhů v závislosti na buzení



Obr. 4.11: Simulace ve frekvenční rovině pomocí Fourierovy transformace

4.4 Koncový stupeň

Na obr. 4.12 je vyobrazena simulace frekvenční charakteristiky zapojení koncového zesilovače s invertorem. Invertor je buzen napětím o amplitudě 1V. Výstupní napětí je odebráno z výstupu transformátoru, do kterého pracuje koncový stupeň. Z charakteristiky je zřejmé, že zapojení má napěťové zesílení. Jeho charakter vykazuje však rezonanční převýšení.



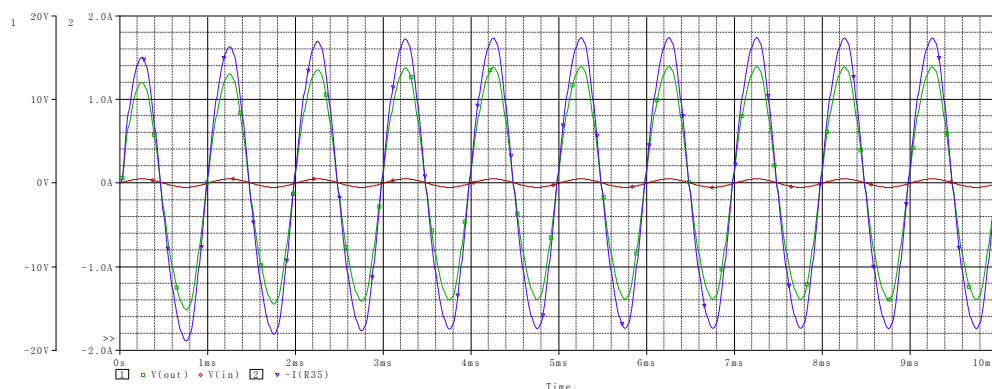
Obr. 4.12: Simulace frekvenční charakteristiky koncového stupně s invertorem

Toto převýšení je s největší pravděpodobností způsobené modelem transformátoru, který je značně idealizovaný. Vzhledem k tomu, že není dostupný model daného transformátoru, byl použit vlastní model, který však zahrnuje pouze vlastní indukčnosti vinutí, vlastní odpory vinutí a vzájemnou vazbu mezi indukčnostmi. Tento model nezahrnuje rozptylovou indukčnost transformátoru, mezi závitové kapacity, ztráty v jádře a další faktory. Indukčnost primárního vinutí transformátoru pravděpodobně formuje s kapacitou elektronek rezonanční obvod. Hodnoty indukčností byly změřeny v samostatném měření, které sloužilo jen pro účel stanovení hodnot pro simulaci. Jeho výsledkem byl následující model transformátoru v jazyku PSpice:

```
.subckt transformator 1 2 3 4 5
;primar 1 ---L1a--- 2 ---L1b---3
L1a 11 2 1.5H
R1a 1 11 13
L1b 2 33 1.5H
R1b 33 3 13
;sekundar 4 --- L2 --- 5
L2 4 55 12mH
R2 55 5 0.5
;vazba
K1 L1a L1b L2 0.9
.ends
```

Model obsahuje definici podobvodu jménem `transformator`, který má 5 uzlů. Dvě primární sekce jsou připojeny na uzly 1,2 a 2,3 a každá má indukčnost 1,5H. Pomocné uzly 11 a 33 jsou přítomny pro připojení odporů vinutí 13Ω do série s indukčností. Podobně sekundární vinutí má jednu sekci připojenou na uzly 4 a 5 s indukčností 12mH a pomocný uzel 55 slouží k připojení odporu vinutá 0.5Ω. Nakonec je definovaná vazba mezi všemi indukčnostmi a to 0.9 (téměř ideální vazba).

Na obr. 4:13 je vyobrazená simulace časových průběhů zapojení invertoru a koncového stupně. Přesněji je zde vyobrazen průběh vstupního a výstupního napětí a výstupního proudu.



Obr. 4.13: Simulace časových průběhů napětí a proudu na výstupu zesilovače se vstupním signálem

Vstup je buzen signálem o frekvenci 1 kHz a napětí 1 V_{p-p}. V ustáleném stavu dosahují výstupní amplitudy napětí a proudu hodnot 13,9 V a 1,74 A. Z toho výstupní výkon je:

$$P = \frac{U_{\max}}{\sqrt{2}} \cdot \frac{I_{\max}}{\sqrt{2}} = \frac{U_{\max} \cdot I_{\max}}{2} = \frac{13,9 \cdot 1,74}{2} = 12 \text{ W} \quad (4.1)$$

Kde U_{\max} a I_{\max} jsou amplitudy výstupního signálu. Ze simulace je tedy patrné že při daném buzení na vstupu invertoru je výstupní výkon 12W, což je přibližně čtvrtina maximálního možného výkonu zesilovače. Simulace potvrzuje funkčnost obvodu při daných napájecích napětích a pracovních bodech.

5 KONSTRUKCE

Základem konstrukce je kovová skříň RE4083, která je dostupná v nabídce firmy GM electronics [7]. Je to skříň do 19" racku. Rozměry má 3U(132,55)x440x350 mm s panelem a subpanelem, oba dva se dají odšroubovat od hlavní konstrukce. Subpanel však nebyl použit.

Elektrická konstrukce se skládá ze tří DPS. První deska obsahuje obvody předzesilovačů a přepínání kanálů pomocí relé, druhá deska potom nese obvody invertoru a koncového zesilovače a nakonec třetí deska zahrnuje obvody napájecí jednotky.

Součástí konstrukce jsou dva transformátory, jeden výstupní a jeden napájecí. Výstupní transformátor je přímo spojen s blokem koncového zesilovače. Napájecí transformátor je však spojen s konstrukční skříní. Tento transformátor má podle návrhu jedno primární a čtyři sekundární vinutí. Primární vinutí je standardní na napájení ze sítě 230V a sekundární vinutí mají následující hodnoty (shrnutí z kapitoly 3.7):

1. 318 V a 0,3 A – pro napájení elektronek
2. 40 V a 0,2 A – pro předpětí pentod
3. 12 V a 0,2 A – pro napájení relé
4. 6,3 V a 4 A – pro žhavení elektronek

Chlazení tranzistorů napájecí jednotky je řešeno chladičem. Řešení je v této kapitole v části 5.4.

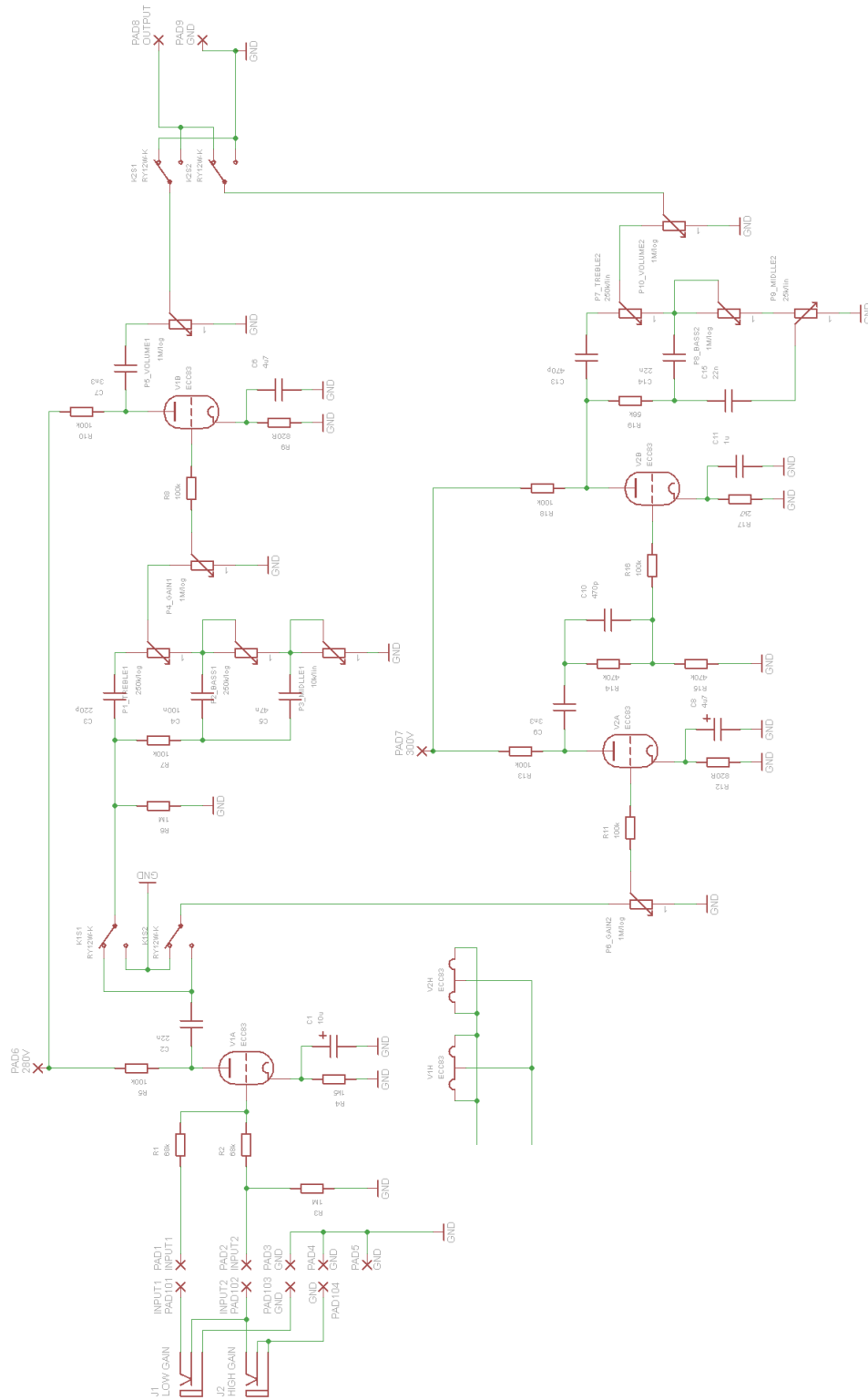
Celkové chlazení uvnitř skříně je řešeno větracími otvory na vrchu skříně. Pro snadnější odvětrávání tepla přímo od výkonových elektronek byli navíc do vrchu šasi vyvrtány otvory přímo nad zmíněnými elektronkami. Jedná se o matici děr 5x5 o rozměru 3,8 mm ve vzdálenosti 6 mm od sebe.

Dále se tato kapitola bude zabývat vyobrazením všech podkladů, pro realizaci zapojení elektronkového zesilovače pro kytaru. Bude popisovat schémata, osazovací výkresy a výsledné motivy DPS.

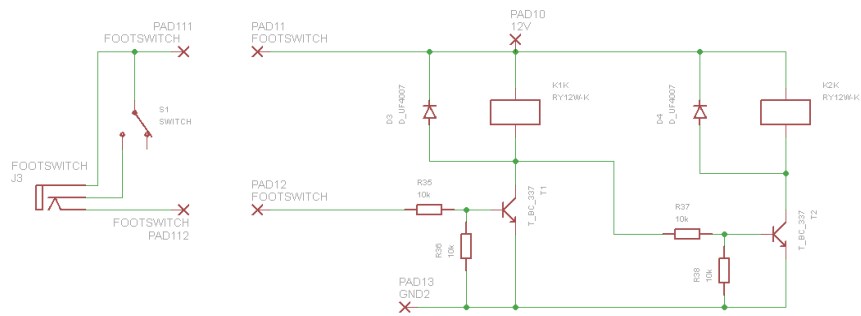
V příloze A jsou kompletní seznamy potřebných součástek.

V příloze B je vyobrazen potisk pro přední panel.

5.1 Předzesilovače s přepínáním kanálů

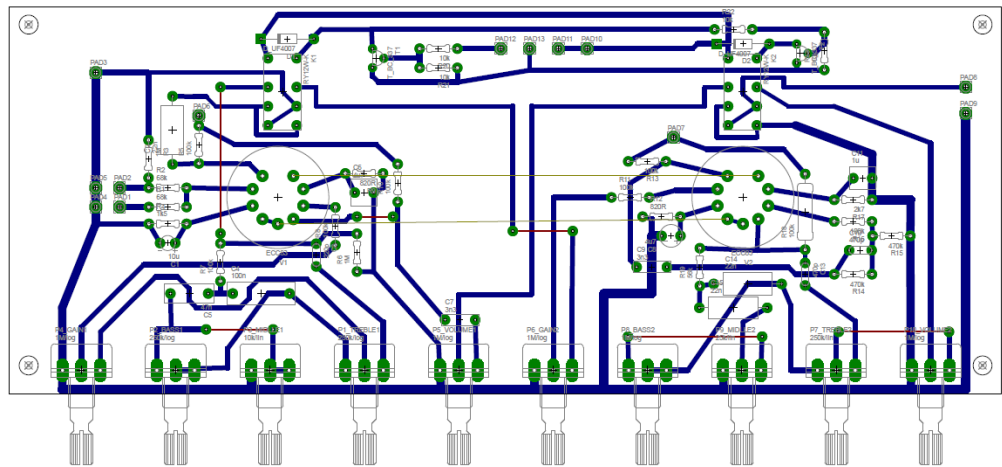


Obr. 5.1: Schéma zapojení předzesilovačů



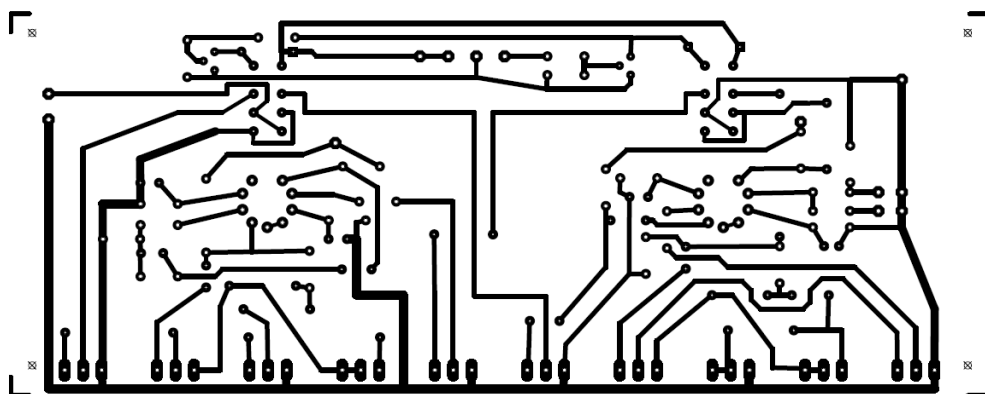
Obr. 5.2: Schéma zapojení přepínání kanálů s obvody relé

Na obr. 5.1: je vyobrazeno schéma zapojení předzesilovačů a na obr. 5.2 je toto schéma doplněno o zapojení pro přepínání kanálů pomocí obvodů s relé. V prvním schématu jsou zakresleny v předzesilovačích kontakty relé a v druhém schématu je zakresleno ovládání kontaktů relé. V obou schématech jsou také symbolicky zobrazeny součástky, které nejsou přímo na DPS ale jsou vyvedeny na přední panel. Toto znázornění je formou odsazených součástí v levé části obou výkresů, přibližných proti pájecím bodům. Samotné obvodové zapojení odsazených částí ve výkresu je zakončeno také pájecími body, které však slouží pouze jako symbolika pro připojení, tyto body jsou podobně pojmenované (např. PAD1 a PAD101).



Obr. 5.3: Osazovací výkres DPS předzesilovačů a přepínání kanálů (s obvody relé)

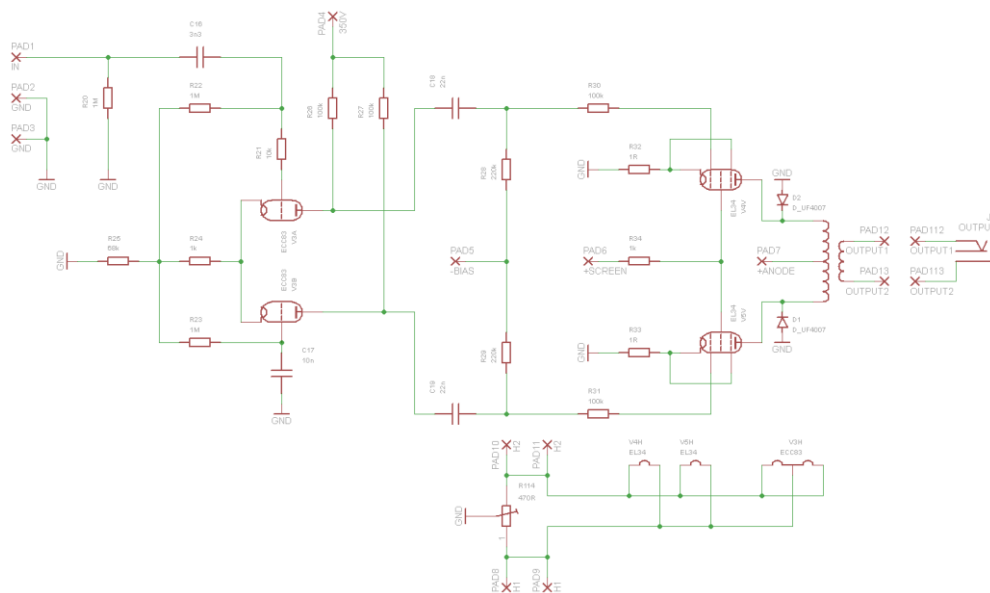
Na obr. 5.3 je vyobrazen osazovací výkres pro desky předzesilovačů. Kromě všech komponent, jsou zde také vyobrazeny veškeré spoje a to jak spoje, které jsou skutečně na desce (modře), tak pomocně znázorněné spoje druhé vrstvy, které slouží jako vyobrazení propojek (červeně) a také vzdušné spoje, které slouží pro znázornění připojení žhavení (tence žlutě), které se vede dvěma kroucenými dráty mimo DPS, aby brum ze střídavého žhavení pronikal co nejméně do obvodu, také proto, že žhavicí proud je značný.



Obr. 5.4: Motiv DPS desky předzesilovačů a přepínání kanálů

Nakonec na obr. 5.4 je vyobrazen výsledný motiv DPS pro dané zapojení. Motiv je zrcadlově obrácený, ohraničený rohovými značkami. Jsou zde také vyobrazeny otvory pro mechanické uchycení DPS.

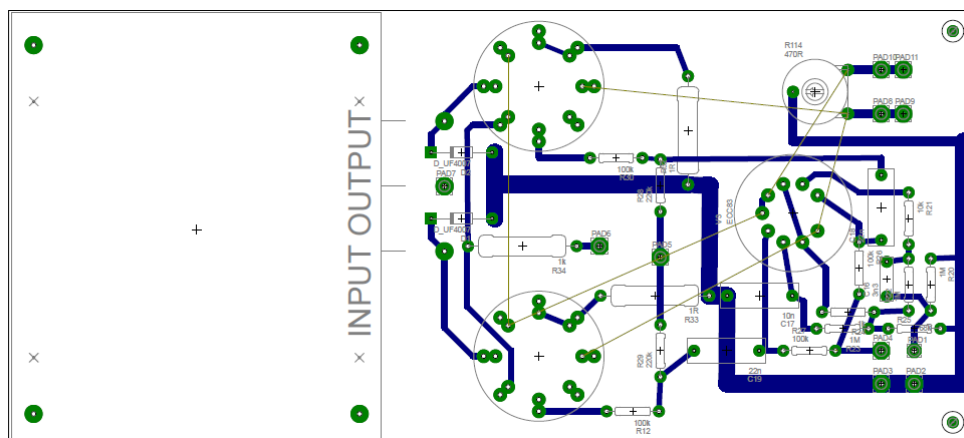
5.2 Koncový stupeň s invertorem



Obr. 5.5: Schéma koncového stupně s invertorem

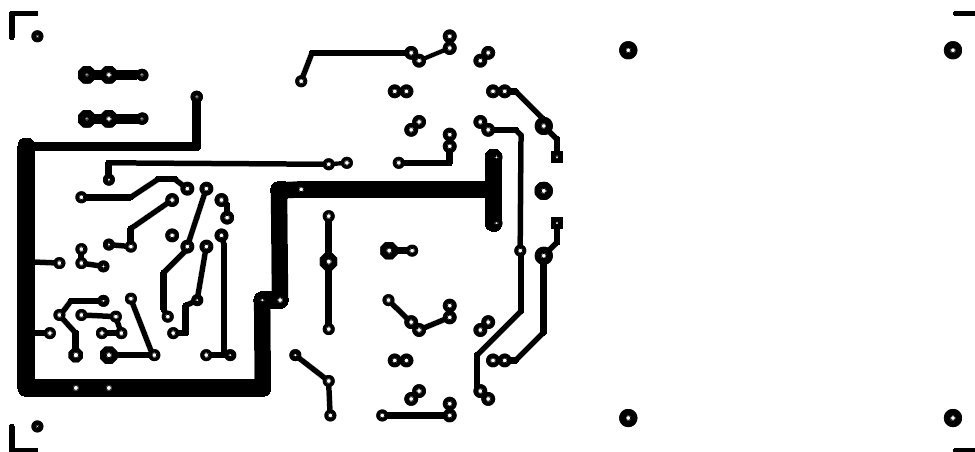
Na obr. 5.5 je vyobrazeno kompletní zapojení koncového stupně včetně invertoru. I v tomto případě je schéma doplněno o součástku, která není přímo na desce a to o výstupní konektor, který je vyveden na zadní panel. Opět je zde symbolicky zakresleno propojení skrze pájecí body, ale ve skutečnosti je zde pouze vedena kroucená dvojice vodičů přímo z výstupních svorek transformátoru k vstupním svorkám konektoru. Je zde také umístěn trimr pro vyrovnání brumu, který se může indukovat skrze žhavení elektronek, zapojený paralelně ke žhavicím vláknům (v dolní části schématu). Z napájecího transformátoru je přivedeno žhavicí napětí na svorky zmiňovaného trimru,

to je pak pomocí kroucené dvojice vodičů rozvedeno ke všem elektronikám na této desce i na desce předzesilovačů. Toto vedení je externí, a tudíž je ve schématu pouze naznačeno.



Obr. 5.6: Osazovací výkres DPS koncového stupně s invertorem

Na obr. 5.6 je vyobrazen osazovací výkres koncového zesilovače s invertorem. Jsou na něm vyobrazeny vodiivé cesty, kromě nich také vzdušné spoje naznačeny žlutou barvou, které symbolizují výše zmíněný rozvod žhavení. Dále jsou zde naznačeny díry pro mechanické uchycení.

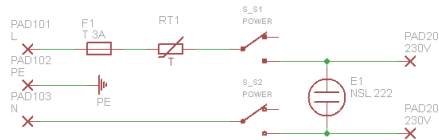


Obr. 5.7: Motiv DPS koncového stupně s invertorem

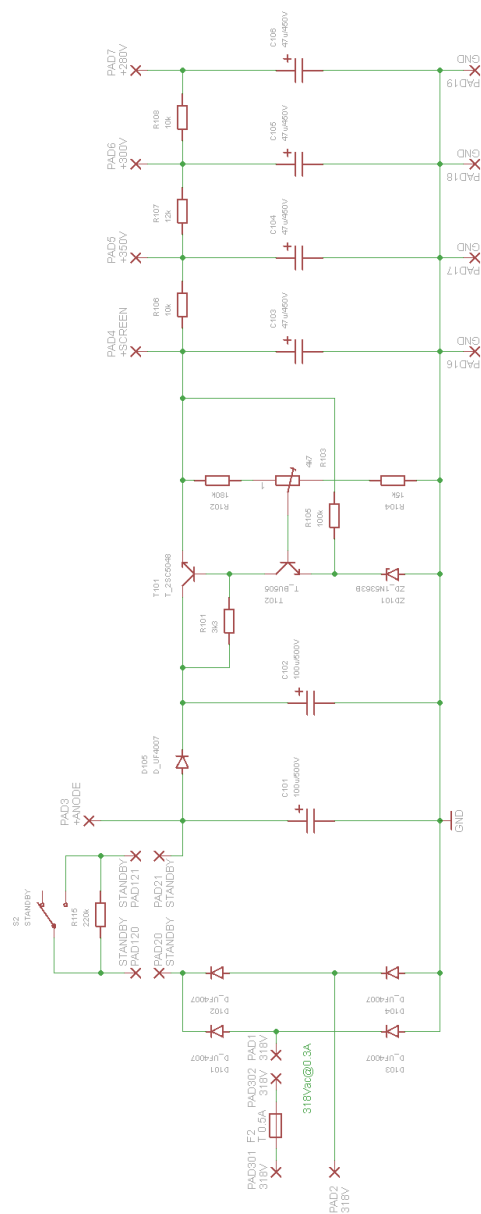
Na obr. 5.7 je vyobrazen motiv DPS pro desku koncového stupně s invertorem. Opět je tento motiv zrcadlově obrácený s naznačenými ploškami pro mechanické uchycení.

5.3 Napájecí jednotka

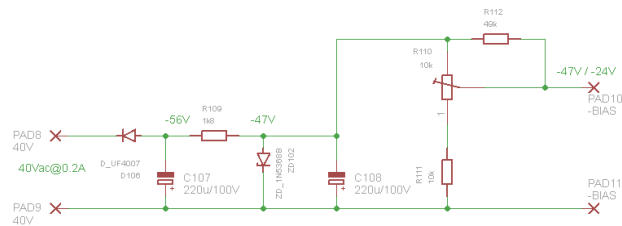
Na obr. 5.8 až obr. 5.11 jsou vyobrazeny schémata zapojení napájecí jednotky, včetně zapojení primárního okruhu transformátoru.



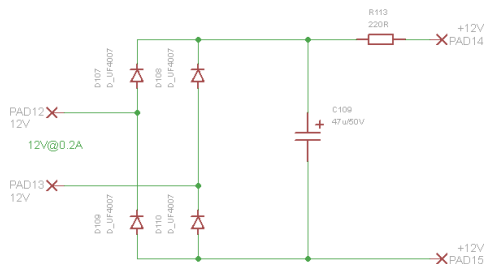
Obr. 5.8: Schéma primárního okruhu transformátoru (součástky na předním i zadním panelu)



Obr. 5.9: Schéma prvního sekundárního okruhu (napájení elektroniky)



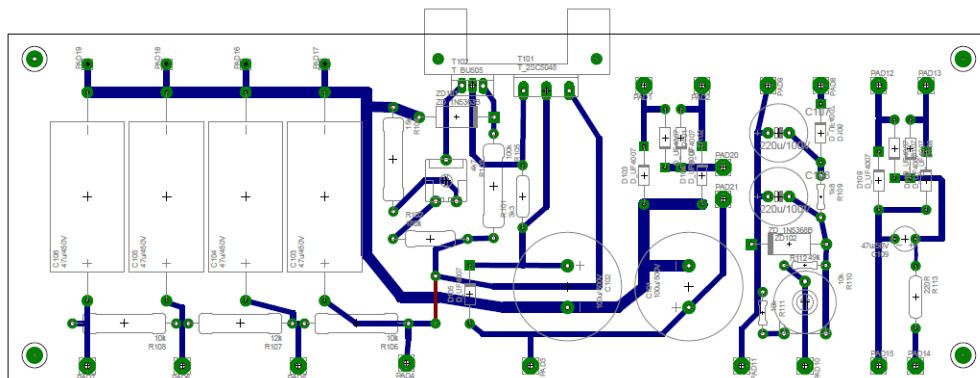
Obr. 5.10: Schéma druhého sekundárního okruhu (předpětí pro pentody)



Obr. 5.11: Schéma třetího sekundárního okruhu (napájení obvodů s relé)

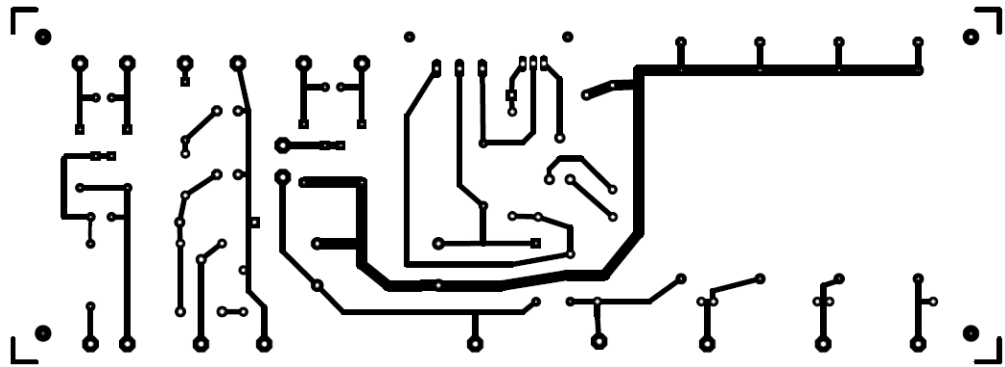
Na těchto schématech je zakresleno kompletní zapojení napájecí jednotky, včetně všech částí, které s napájením souvisí, ale nejsou třeba zapojeny na DPS napájecí jednotky. Jedná se hlavně o pojistky a napájecí konektor, které jsou umístěny na zadním panelu, a také kontrolka a přepínače pro zapnutí napájení a vypnutí režimu stand by na předním panelu.

Čtvrtým sekundárním okruhem je žhavení elektronik, které je vedeno zvlášť mimo DPS samostatnými kroucenými vodiči, jak již bylo zmíněno. Na žhavení je připojen pouze trimr a to na desce koncového zesilovače a invertoru, která je popsána výše.



Obr. 5.12: Osazovací výkres DPS napájecí jednotky

Na obr. 5.12 je vyobrazen osazovací výkres napájecí jednotky. Červeně je zde naznačena jediná propojka. Je zde také naznačen tvar chladiče.



Obr. 5.13: Motiv DPS napájecí jednotky

Na obr. 5.13 je vyobrazen motiv DPS napájecí jednotky. Motiv je zrcadlově obráceny s naznačenými ploškami pro mechanické uchycení i uchycení chladiče.

5.4 Chladič na DPS napájecí jednotky

Jedná se o chladič s přibližným tepelným odporem 5 K/W (přibližně zjištěno z rozměrů chladiče, který byl k dispozici, a z katalogu výrobce chladičů firmy FISCHER [8]). Má rozměry 20x45x60 mm přičemž hlavní plocha pro uchycení tranzistorů má rozměry 45x60 mm. Na tuto plochu jsou přidělané dva tranzistory, které jsou zapojeny v obvodu stabilizátoru stejnosměrného napětí pro stabilizaci vysoké napětí pro napájení anod.

V návrhu bylo počítáno s tím, že oba tranzistory budou typu BU505, nicméně při ožiování obvodu, byl jeden tranzistor zničen. Tyto tranzistory v dnešní době jsou již prakticky nedostupné a nedají se lehce sehnat. Z těchto důvodů byl použit jiný vysokonapěťový tranzistor, který byl k dispozici, a to typ 2SC5048.

Celkový odhad tepelného odporu je dán z odporu přechodu čip, pouzdro, dále pouzdro, chladič a nakonec přechod chladič, prostředí. Přechod čip, pouzdro $R_{\theta_{jc}}$ lze odečíst z katalogových listů, jeho hodnota je 2 K/W. Přechod pouzdro, chladič $R_{\theta_{cs}}$ lze odhadnout. Pro zajištění dobrého styku obou ploch byla použita silikonová vazelína u jednoho tranzistoru a u druhého elektricky izolující ale tepelně vodivá podložka. Toto spojení může mít řádově jednotky K/W, řekněme 3 K/W. Poslední přechod chladič, prostředí $R_{\theta_{sa}}$ je dán chladičem. Jak bylo již zmíněno, tento odpor má hodnotu 5 K/W. Celkový odhad tepelného odporu tedy je:

$$R'_{\theta} = R_{\theta_{jc}} + R_{\theta_{cs}} + R_{\theta_{sa}} = 2 + 3 + 5 = 10 \text{ K/W} \quad (5.1)$$

kde $R_{\theta_{jc}}$, $R_{\theta_{cs}}$ a $R_{\theta_{sa}}$ jsou jednotlivé tepelné odpory přechodů.

Pro jistou míru bezpečnosti a rezervy vyšlý tepelný odpor vynásobíme bezpečnostním koeficientem 1,5:

$$R_{\theta} = R'_{\theta} \cdot 1,5 = 15 \text{ K/W} \quad (5.2)$$

kde R'_θ je odhad tepelného odporu a R_θ je celkový tepelný odpor.

Dále je třeba vypočítat ztrátu na tranzistorech. Vyjdeme z kapitoly 3.7 kde je popisován návrh stabilizátoru. Kolektorový proud tranzistoru T101 se může pohybovat v rozmezí 14,8 mA až 56 mA a kolektorový proud tranzistoru T102 se může pohybovat v rozmezí 9 mA až 6 mA, z toho úbytek na tranzistoru T101 odhadujeme na 30 V a úbytek na tranzistoru T102 na 370 V. Budeme brát v úvahu případ, kdy kolektorový proud tranzistoru T101 je největší, v tomto případě platí:

$$\begin{aligned} P &= P_{101} + P_{102} = U_{CE101} \cdot I_{C101} + U_{CE102} \cdot I_{C102} \\ P &= 30 \cdot 56 \cdot 10^{-3} + 370 \cdot 6 \cdot 10^{-3} \doteq 4 \text{ W} \end{aligned} \quad (5.3)$$

kde P_{101} a P_{102} jsou výkony na příslušných tranzistorech, U_{CE101} a U_{CE102} jsou úbytky napětí na příslušných tranzistorech a I_{C101} a I_{C102} , jsou proudy příslušnými tranzistory.

Maximální dovolené oteplení je tedy dáno:

$$\Delta\theta = R_\theta \cdot P = 15 \cdot 4 = 60 \text{ K} \quad (5.4)$$

kde R_θ je celkový tepelný odpor a P je ztrátový výkon tranzistorů.

Pokud stanovíme, že maximální možná teplota ve skříni je 60 °C, bude teplota čipu o 60 °C větší, tedy 120 °C, což je vzhledem k maximální možné teplotě křemíkového PN přechodu 150 °C dostačující.

6 MĚŘENÍ

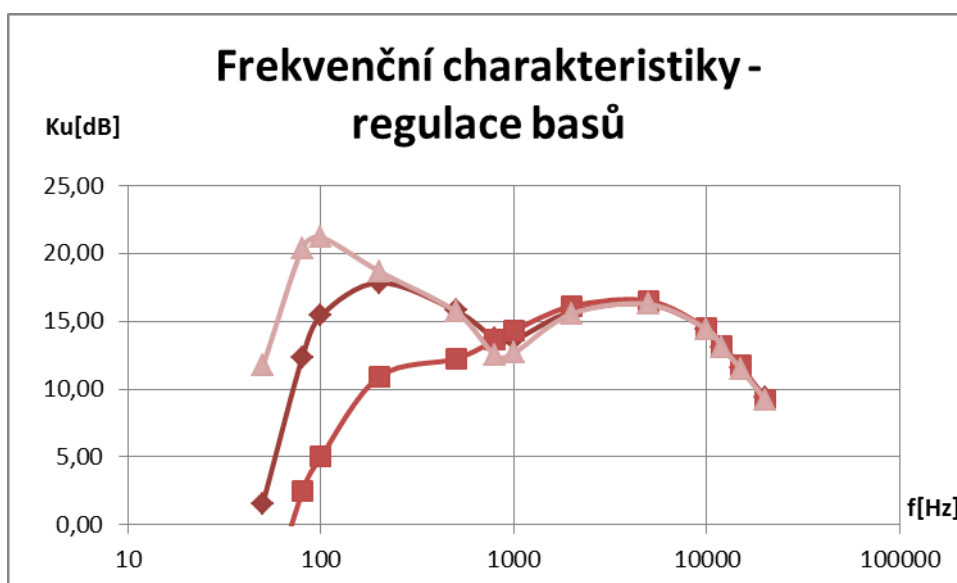
Tato kapitola prezentuje výsledky měření, které byly provedeny na finálním výrobku. Byly změřeny frekvenční charakteristiky, spektrum, harmonické zkreslení a účinnost zesilovače.

6.1 Frekvenční charakteristiky

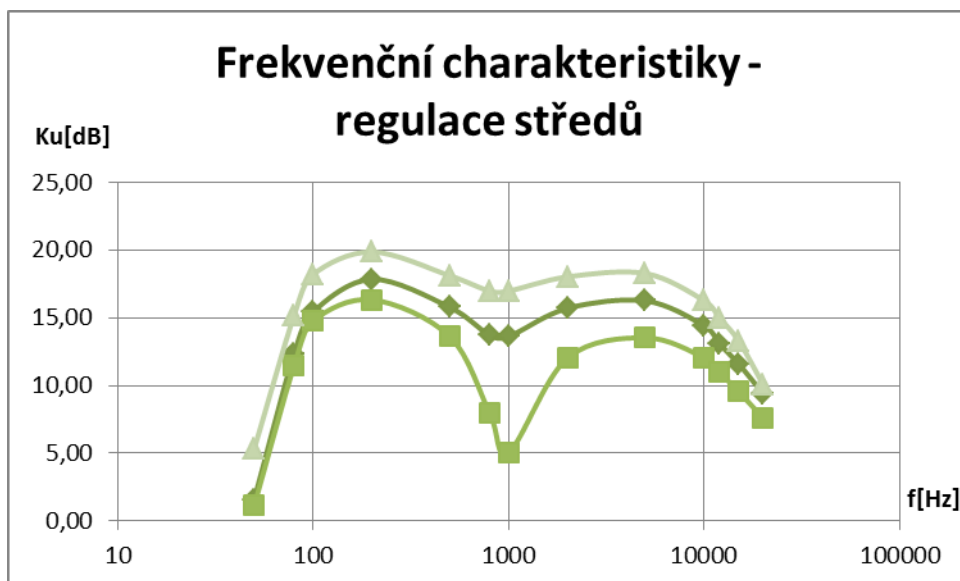
Při měření frekvenčních charakteristik byl na vstup připojen generátor a na výstupu byl sledován výsledný průběh osciloskopem. Vstupní napětí bylo 2 V_{pp}. Vybuzení i hlasitost byly nastaveny na konstantní hodnotu. Jako výchozí stav byly všechny korekce nastaveny na 50 %. Pro změření schopnosti regulace byl vždy rozmítán jeden potenciometr korekce ve třech polohách (0 %, 50 % a 100 %). Byla přeladována frekvence signálu a následně byla postupně odečítána hodnota výstupního napětí.

Výsledný přenos v dB byl následně vyneseno do grafů, které jsou zachyceny na obr. 6.1, obr. 6.2 a obr. 6.3. Tyto grafy, které znázorňují regulaci basů, středů a výšek lze tvarově porovnat se simulacemi z kapitoly 4.2. Měření i simulace byly provedeny pro čistý kanál, kde signál byl ještě podobný sinusovému. Je vidět, že výsledky simulace se podobají výsledkům reálně naměřených hodnot. Simulace jsou však dělané pouze pro čistý kanál, avšak měření je prováděno pro celý zesilovač, tedy i pro koncový stupeň včetně transformátoru. Výstupy z měření jsou brány až za výstupem z transformátoru, kde se vysoké napětí na anodách transformuje na nízké napětí, které posléze budí reproduktor. Proto je výsledné napěťové zesílení menší, než když uvažujeme pouhý předzesilovač, avšak regulace a tvar charakteristik jsou podobné.

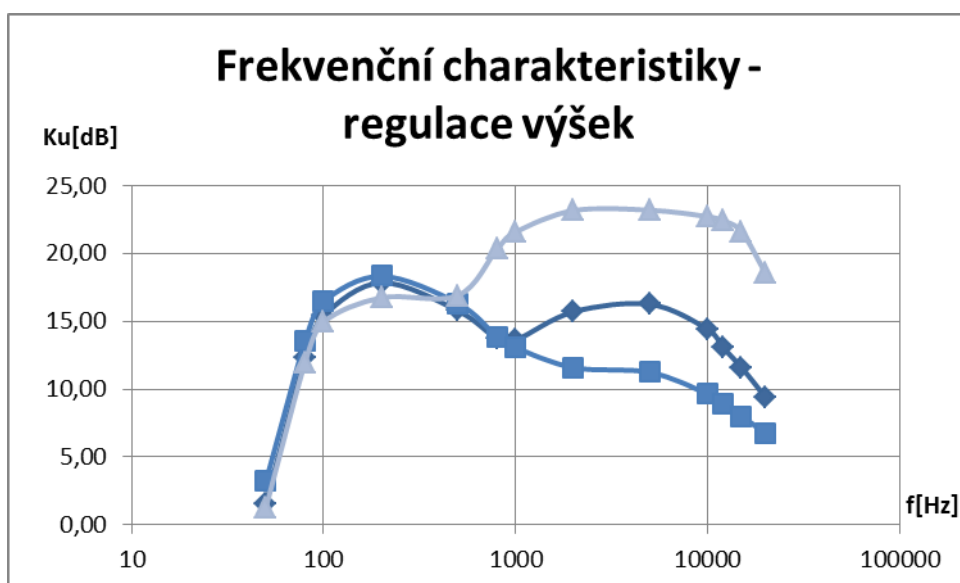
Regulace basů a výšek je velmi dynamická. Naproti tomu regulace středů dokáže pouze zvýšit útlum ve středním pásmu kmitočtů.



Obr. 6.1: Frekvenční charakteristiky pro regulaci basů



Obr. 6.2: Frekvenční charakteristiky pro regulaci středů



Obr. 6.3: Frekvenční charakteristiky pro regulaci výšek

Použité přístroje:

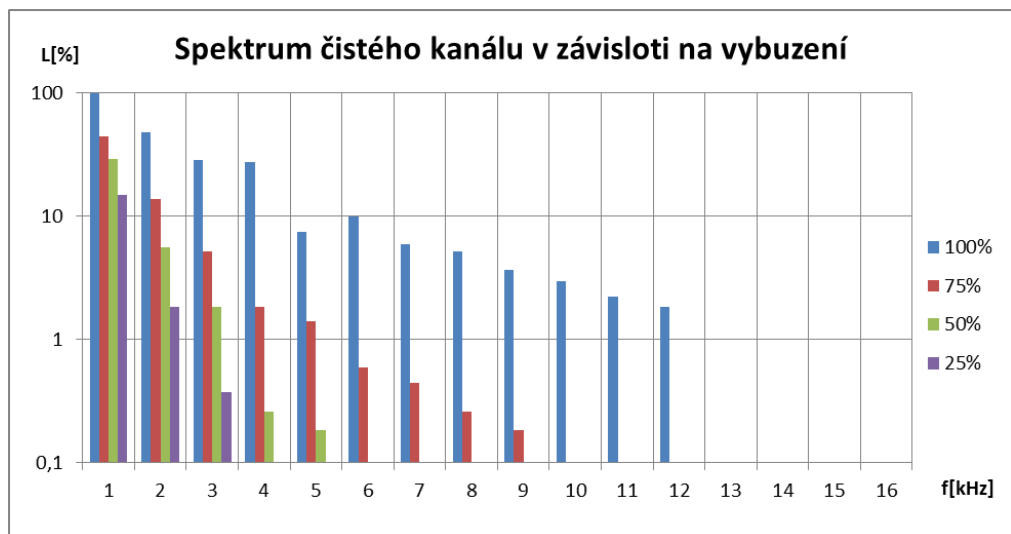
- Generátor SWEEP FUNCTION GENERATOR 8205A
- Osciloskop HP 54603 B

6.2 Spektra signálů

Při měření výstupních spekter signálu po průchodu zesilovačem byl na vstup připojen generátor a na výstup spektrální analyzátor. Vstupní signál má frekvenci 1 kHz. Spektrum bylo proměřeno pro čistý i pro zkreslený kanál. Jelikož vstup analyzátoru byl

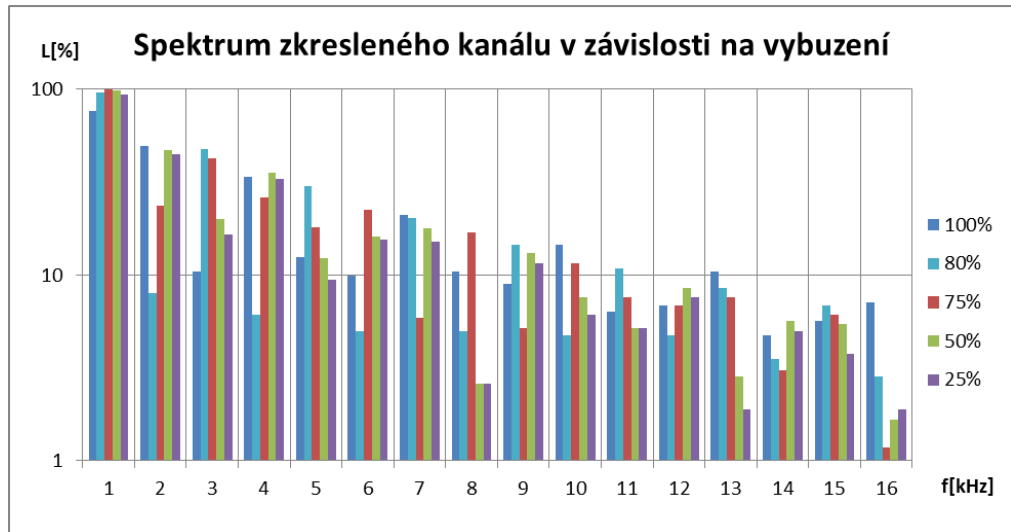
dimenzován na 50 Ω a výstup zesilovače pouze na 8 Ω , nedošlo k přizpůsobení vstupu analyzátoru. Přesto jsme změřili velikost spektrálních čar, avšak absolutní hodnota změřeného napětí vůbec neodpovídala skutečné hodnotě. Přesto velikost jednotlivých spektrálních čar byla zaznamenána a vztažena k nejvyšší naměřené hodnotě v grafu. Proto je úroveň v grafu zaznamenána v procentech. Korektory byli vždy nastavené tak, aby frekvenční charakteristika byla maximálně plochá. Hlasitost byla nastavena na konstantní velikost u obou kanálů (na 33 %).

Na obr. 6.4 je vyobrazeno spektrum čistého kanálu v závislosti na vybuzení. Z grafu je dobře patrné, že při zvyšování vybuzení se postupně zvyšuje podíl všech harmonických složek až do určité velikosti. Velikost harmonických složek se postupně snižuje. Dochází tedy ke generaci sudých i lichých harmonických složek.



Obr. 6.4: Spektrum čistého kanálu v závislosti na vybuzení

Na obr. 6.5 je vyobrazeno spektrum zkresleného kanálu v závislosti na vybuzení. Signál obsahuje velký počet harmonických složek. Proměřeno jich bylo až 16. V grafu je vynesena velikost jednotlivých harmonických pro několik dílčích hodnot vybuzení, avšak při postupném ladění potenciometru vybuzení dochází k neustálé změně poměrů mezi jednotlivými harmonickými. Byl zachycen i případ, kdy vystoupili do popředí všechny liché harmonické (pro vybuzení 80 %). Tato postupná změna se ve frekvenční oblasti hůře popisuje a vztahy mezi jednotlivými harmonickými se těžko dedukují. V časové oblasti však je chování signálu vcelku jasné. Při postupném zvyšování vybuzení dochází k tomu, že signál se začne podobat obdélníkovému, poté začne měnit svoji střídu vzhledem k tomu, že dojde k posunutí stejnosměrného pracovního bodu elektronek vlivem přebuzeného signálu [1]. Když je střída 50 %, vystoupí do popředí právě ten stav, že jsou zvýrazněné liché harmonické složky.



Obr. 6.5: Spektrum zkresleného kanálu v závislosti na vybuzení

Požité přístroje:

- Generátor AGILENT 33220A
- Analyzátor ROHDE&SCHWARZ FSQ8

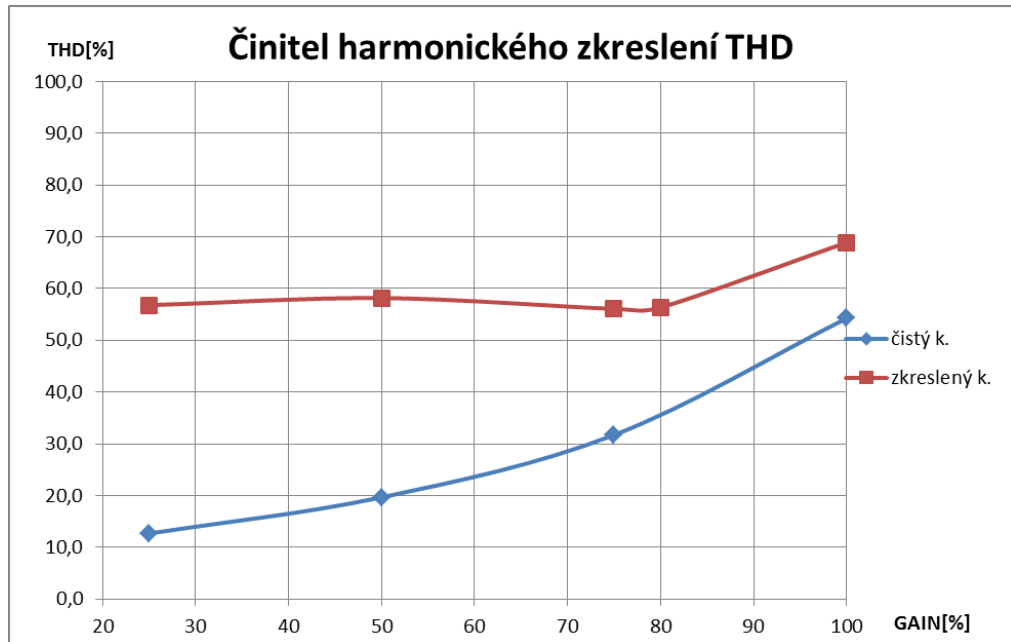
6.3 Harmonické zkreslení

Toto měření vychází z naměřených hodnot spektrálním analyzátozem. Konfigurace pro měření je stejná jako v předchozím bodě. Použité přístroje také. Z hodnot jednotlivých harmonických složek bylo vypočítáno zkreslení při dané hodnotě vybuzení podle známého vzorce z elektrotechniky:

$$THD = \frac{\sqrt{u_2^2 + u_3^2 + \dots + u_n^2}}{\sqrt{u_1^2 + u_2^2 + u_3^2 + \dots + u_n^2}} \cdot 100 [\%] \quad (6.1)$$

Kde u s indexem n je velikost napětí dané harmonické složky. V čitateli je pak výkon všech harmonických složek vyjma základní harmonické, ve jmenovateli je potom výkon všech harmonických. Výsledek je dán jako poměr v procentech.

Na obr. 6.6 je vyobrazena výsledná závislost harmonického zkreslení na vybuzení. Je vidět, že zkreslení čistého kanálu narůstá průběžně s vybuzením od hodnot kolem 10 % pro nízké vybuzení až po 55 % pro maximální vybuzení. V tomto rozsahu se dá jemně regulovat zkreslení zesilovače, které má velmi příjemný až mírně agresivní charakter zvuku při poslechu kytary. Zkreslený kanál pak navazuje na možnosti přebuzení čistého kanálu. Z grafu pro harmonické zkreslení zkresleného kanálu vyplývá, že celkové zkreslení se zde příliš nemění, avšak, jak již bylo řečeno, mění se poměry mezi harmonickými a tím výsledný charakter zkreslení. Zkreslený kanál tak produkuje zvuk typický pro elektrickou kytaru a to od stylů klasického až tvrdého rocku po metal.

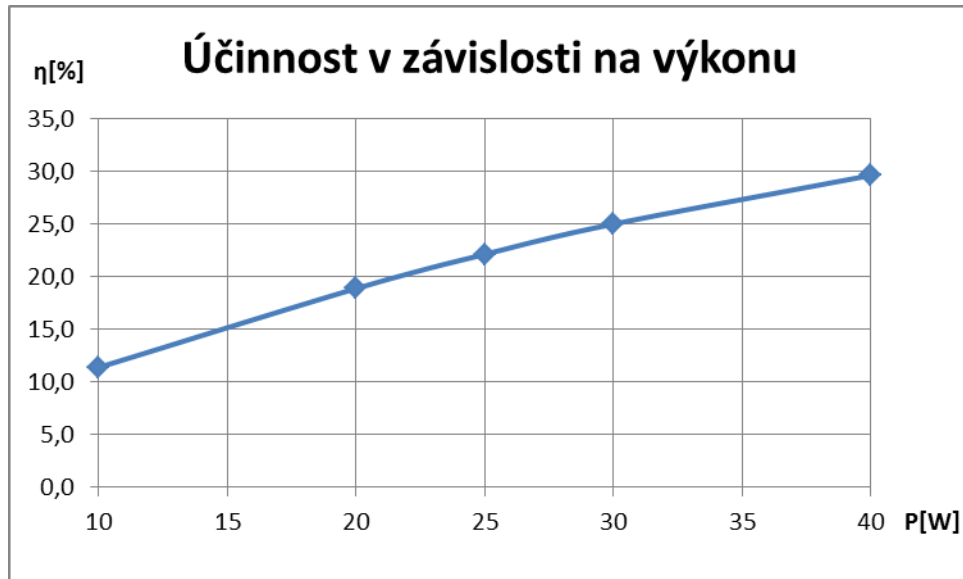


Obr. 6.6: Činitel harmonického zkreslení pro čistý i zkreslený kanál

6.4 Účinnost zesilovače

Při měření účinnosti byl vstup buzen konstantním napětím generátoru o frekvenci 1 kHz při korekcích nastavených na 50 % a konstantním vybuzení čistého kanálu předzesilovače na 50 % při regulaci hlasitosti, které reguluje velikost vstupního výkonu do koncového stupně. Odečítáno bylo výstupní napětí na osciloskopu, které na dané zatěžovací impedanci reproduktoru 8Ω , vytvoří daný výstupní výkon. Zároveň byl odečítán celkový příkon zařízení.

Výsledky měření jsou shrnuty v grafu na obr. 6.7, kde je vyobrazena výsledná závislost účinnosti celého zesilovače na výstupním výkonu (tedy v závislosti na celkovém vybuzení). Z grafu je vidět, že účinnost se pohybuje od 10 % při 10 W po 30 % při 40 W. Vzhledem k tomu, že zesilovač je elektronkový s vysokou ztrátou samotným žhavením a kromě samotných obvodů zesilovačů obsahuje i velké množství dalších ztrátových součástí, je účinnost uspokojující.



Obr. 6.7: Účinnost zesilovače v závislosti na výstupním výkonu

Použité přístroje:

- Generátor SWEEP FUNCTION GENERATOR 8205A
- Osciloskop HP 54603 B
- Wattmetr SILVER CREST CAD II 230V

7 FOTODOKUMENTACE

Na následujících fotografiích je zachycen finální výrobek ze tří úhlů. Na obr. 7.1 zepředu, na obr. 7.2 zezadu a na obr. 7.3 shora na odkrytý výrobek.



Obr. 7.1: Pohled zepředu



Obr. 7.2: Pohled zezadu



Obr. 7.3: Pohled shora na odkrytou konstrukci

8 ZÁVĚR

Bylo navrženo, odsimulováno, zkonstruováno a proměřeno kompletní zapojení jedné z možných koncepcí elektronkového zesilovače pro kytaru. Jedná se o koncepci dvoukanálového zesilovače s přepínáním kanálů pomocí obvodů relé. Přepínání je aktivováno buď interním přepínačem, nebo externím nožním pedálem.

Kompletní rozbor simulací lze nalézt v kapitole 4 a kompletní rozbor měření lze nalézt v kapitole 6. Simulované frekvenční charakteristiky se co do tvaru shodovali s reálně naměřenými charakteristikami. Spektra měla klesající tendenci, zejména u čistého kanálu, a konzistentní charakter, zejména u zkresleného kanálu (bližší rozbor kapitola 6).

Zajímavé výsledky nám dala měřená spektra čistého i zkresleného kanálu a následná analýza harmonického zkreslení. Na rozdíl od tranzistorového zesilovače, který má zkreslení velmi nízké a náhlý prudký vzrůst zkreslení při přebuzení, je zkreslení elektronkového zesilovače sice mnohem větší, ale dá se plynule regulovat (čistý kanál). Vzhledem k postupnému nárůstu všech harmonických s klesající tendencí, dosahujeme příjemného charakteru zkreslení.

Pro zkreslený kanál jsme dosáhli velmi vysokého přebuzení a tudíž situaci, kdy se již celkové harmonické zkreslení příliš nemění, ale přesto se mění poměry mezi jednotlivými harmonickými. Pro konkrétní hodnotu nastavení vybuzení 80 % dokonce vystoupí všechny liché harmonické do popředí (dostáváme tedy úplný opak než je očekávaná dominance sudých harmonických, avšak jen pro jednu hodnotu vybuzení). Odhad je takový, že zvuk s dominantním obsahem lichých harmonických bude velmi „agresivní“, použitelný pro nejtvrďší styly hry na kytaru, ovšem škála nastavení vybuzení pro zkreslený kanál jde od zvuků jako je crunch, rock až po metal.

Práce přinesla velkou řadu zkušeností a poznatků, které se dají uplatnit při konstrukci buď totožného, podobného nebo i většího či menšího zesilovače. Nejvíce bylo přínosem měření spekter, které prokázalo skutečné chování zesilovače a ne pouze předpokládané hodnoty.

LITERATURA

- [1] BLENCOWE, M. Designing Valve Preamps for Guitar and Bass. 2nd ed. S.l.: Wem Publishing, 2012.
- [2] ECC83 S. *JJ Electronic* [online]. [cit. 2014-09-28]. Dostupné z: <http://www.jj-electronic.com/pdf/ECC%2083%20S.pdf>
- [3] BLENCOWE, Merlin. Designing Valve Preamps for Guitar and Bass. Merlin Blencowe, 2009. ISBN 978-095-6154-507.
- [4] Tone Stack Calculator. *Duncan's Amps* [online]. [cit. 2014-11-13]. Dostupné z: <http://www.duncanamps.com/tsc/index.html>
- [5] EL34 Datasheet: OUTPUT PENTODE. *Datasheetcatalog.com* [online]. [cit. 2014-12-08]. Dostupné z: http://www.datasheetcatalog.com/datasheets_pdf/E/L/3/4/EL34.shtml
- [6] BU505 Datasheet: HIGH VOLTAGE NPN MULTIEPITAXIAL FAST-SWITCHING TRANSISTOR. *Datasheetcatalog.com* [online]. [cit. 2014-12-08]. Dostupné z: http://www.datasheetcatalog.com/datasheets_pdf/B/U/5/0/BU505.shtml
- [7] RE4083. *GM electronics* [online]. [cit. 2015-05-13]. Dostupné z: <http://www.gme.cz/re4083-p622-711>
- [8] Heatsink catalogue. *Fisherelektronik* [online]. [cit. 2015-05-23]. Dostupné z: <http://www.fischerelektronik.de/fileadmin/fischertemplates/download/Katalog/heatsinks.pdf>
- [9] VLACH, J. Lampárna: aneb Co to zkusit s elektronkami. 1. vyd. Praha: BEN - technická literatura, 2004.

SEZNAM SYMBOLŮ, VELIČIN A ZKRATEK

A	napět'ové zesílení
AB	třída zesilovače
C	kapacita
dB	decibely
f	frekvence
gm	přenosová vodivost
h_{21}	proudové zesílení tranzistoru
I	elektrický proud
K_U	napět'ový přenos
P	potenciometr
R	elektrický odpor
r	dynamický odpor aktivního prvku
S	strmost
U	elektrické napětí
μ	napět'ový zesilovací činitel
A	ampér
Hz	hertz
S	siemens
V	volt
W	watt
Ω	ohm
DPS	desky plošných spojů

A SEZNAMY SOUČÁSTEK

A.1 Seznam součástek pro DPS předzesilovačů s přepínáním kanálů

Označení	Hodnota	Pouzdro	Popis
C1	10u	C_POL_D04-4	kondenzátor
C2	22n	C_SVIT_AXI_13X6-18	kondenzátor
C3	220p	C_KER-6	kondenzátor
C4	100n	C_SVIT_18X6-15	kondenzátor
C5	47n	C_SVIT_13X5-10	kondenzátor
C6	4u7	C_SVIT_07X7-5	kondenzátor
C7	3n3	C_SVIT_10X3-8	kondenzátor
C8	4u7	C_POL_D06-5	kondenzátor
C9	3n3	C_SVIT_10X3-8	kondenzátor
C10	470p	C_KER-6	kondenzátor
C11	1u	C_SVIT_07X6-5	kondenzátor
C13	470p	C_KER-6	kondenzátor
C14	22n	C_SVIT_AXI_13X6-18	kondenzátor
C15	22n	C_SVIT_AXI_13X6-18	kondenzátor
D3	UF4007	DO-41	dioda
D4	UF4007	DO-41	dioda
J1	LOW GAIN	JACK_6PIN_KBU1220	konektor
J2	HIGH GAIN	JACK_6PIN_KBU1220	konektor
J3	FOOTSWITCH	JACK_6PIN_KBU1220	konektor
K1	RY12W-K	RY_20X10_2XPREPINACI	relé
K2	RY12W-K	RY_20X10_2XPREPINACI	relé
P1_TREBLE1	250k/log	RPOT_D16_L25_R6	potenciometr
P2_BASS1	250k/log	RPOT_D16_L25_R6	potenciometr
P3_MIDLLE1	10k/lin	RPOT_D16_L25_R6	potenciometr
P4_GAIN1	1M/log	RPOT_D16_L25_R6	potenciometr
P5_VOLUME1	1M/log	RPOT_D16_L25_R6	potenciometr
P6_GAIN2	1M/log	RPOT_D16_L25_R6	potenciometr
P7_TREBLE2	250k/lin	RPOT_D16_L25_R6	potenciometr
P8_BASS2	1M/log	RPOT_D16_L25_R6	potenciometr
P9_MIDLLE2	25k/lin	RPOT_D16_L25_R6	potenciometr
P10_VOLUME2	1M/log	RPOT_D16_L25_R6	potenciometr
PAD1	INPUT1	LST1094	pájecí pin
PAD2	INPUT2	LST1094	pájecí pin
PAD3	GND	LST1094	pájecí pin

PAD4	GND	LST1094	pájecí pin
PAD5	GND	LST1094	pájecí pin
PAD6	280V	LST1094	pájecí pin
PAD7	300V	LST1094	pájecí pin
PAD8	OUTPUT	LST1094	pájecí pin
PAD9	GND	LST1094	pájecí pin
PAD10	12V	LST1094	pájecí pin
PAD11	FOOTSWITCH	LST1094	pájecí pin
PAD12	FOOTSWITCH	LST1094	pájecí pin
PAD13	GND2	LST1094	pájecí pin
R1	68k	R_2X6-10	odpor
R2	68k	R_2X6-10	odpor
R3	1M	R_2X6-10	odpor
R4	1k5	R_2X6-10	odpor
R5	100k	R_2X6-10	odpor
R6	1M	R_2X6-10	odpor
R7	100k	R_2X6-10	odpor
R8	100k	R_2X6-10	odpor
R9	820R	R_2X6-10	odpor
R10	100k	R_2X6-10	odpor
R11	100k	R_2X6-10	odpor
R12	820R	R_2X6-10	odpor
R13	100k	R_2X6-10	odpor
R14	470k	R_2X6-10	odpor
R15	470k	R_2X6-10	odpor
R16	100k	R_2X6-10	odpor
R17	2k7	R_2X6-10	odpor
R18	100k	R_4X15-20	odpor
R19	56k	R_2X6-10	odpor
R35	10k	R_2X6-10	odpor
R36	10k	R_2X6-10	odpor
R37	10k	R_2X6-10	odpor
R38	10k	R_2X6-10	odpor
S1	SWITCH	P-KNX245	přepínač
T1	BC_337	TO-226AA	tranzistor
T2	BC_337	TO-226AA	tranzistor
V1	ECC83	NOVAL	elektronka
V2	ECC83	NOVAL	elektronka

A.2 Seznam součástek pro DPS koncového zesilovače s invertorem

Označení	Hodnota	Pouzdro	Popis
C16	3n3	C_SVIT_10X3-8	kondenzátor
C17	10n	C_SVIT_18X6-15	kondenzátor
C18	22n	C_SVIT_18X6-15	kondenzátor
C19	22n	C_SVIT_18X6-15	kondenzátor
D1	UF4007	DO-41	dioda
D2	UF4007	DO-41	dioda
J4	OUTPUT	JACK_6PIN_KBE1220	konektor
PAD1	IN	LST1094	pájecí pin
PAD2	GND	LST1094	pájecí pin
PAD3	GND	LST1094	pájecí pin
PAD4	350V	LST1094	pájecí pin
PAD5	-BIAS	LST1094	pájecí pin
PAD6	+SCREEN	LST1094	pájecí pin
PAD7	+ANODE	LST1094	pájecí pin
PAD8	H1	LST1094	pájecí pin
PAD9	H1	LST1094	pájecí pin
PAD10	H2	LST1094	pájecí pin
PAD11	H2	LST1094	pájecí pin
PAD12	OUTPUT1	LST1094	pájecí pin
PAD13	OUTPUT2	LST1094	pájecí pin
R20	1M	R_2X8-12	odpor
R21	10k	R_2X8-12	odpor
R22	1M	R_2X8-12	odpor
R23	1M	R_2X8-12	odpor
R24	1k	R_2X8-12	odpor
R25	68k	R_2X8-12	odpor
R26	100k	R_2X8-12	odpor
R27	100k	R_2X8-12	odpor
R28	220k	R_2X8-12	odpor
R29	220k	R_2X8-12	odpor
R30	100k	R_2X8-12	odpor
R31	100k	R_2X8-12	odpor
R32	1R	R_5X20-25	odpor
R33	1R	R_5X20-25	odpor
R34	1k	R_5X20-25	odpor
R114	470R	RTRIM_D15	trimr
TR2	OUTPUT_TRANSFORMER	INDEL TGL 40/001	výstupní transformátor
V3	ECC83	NOVAL	elektronka

V4	EL34	OCTAL	elektronka
V5	EL34	OCTAL	elektronka

A.3 Seznam součástek pro DPS napájecí jednotky

Označení	Hodnota	Pouzdro	Popis
C101	100u/500V	C_POL_D25-10	kondenzátor
C102	100u/500V	C_POL_D25-10	kondenzátor
C103	47u/450V	C_POL_18X36-50	kondenzátor
C104	47u/450V	C_POL_18X36-50	kondenzátor
C105	47u/450V	C_POL_18X36-50	kondenzátor
C106	47u/450V	C_POL_18X36-50	kondenzátor
C107	220u/100V	C_POL_D13-5	kondenzátor
C108	220u/100V	C_POL_D13-5	kondenzátor
C109	47u/50V	C_POL_D06-5	kondenzátor
CON1	KES 1/ST	20x28_2xD4-40	konektor
D101	UF4007	DO-41	dioda
D102	UF4007	DO-41	dioda
D103	UF4007	DO-41	dioda
D104	UF4007	DO-41	dioda
D105	UF4007	DO-41	dioda
D106	UF4007	DO-41	dioda
D107	UF4007	DO-41	dioda
D108	UF4007	DO-41	dioda
D109	UF4007	DO-41	dioda
D110	UF4007	DO-41	dioda
E1	NSL 222	DÍRA D10	signálka
F1	T 3A	6,3x32	pojistka
F2	T 0.5A	6,3x32	pojistka
PAD1	318V	LST1094	pájecí pin
PAD2	318V	LST1094	pájecí pin
PAD3	+ANODE	LST1094	pájecí pin
PAD4	+SCREEN	LST1094	pájecí pin
PAD5	+350V	LST1094	pájecí pin
PAD6	+300V	LST1094	pájecí pin
PAD7	+280V	LST1094	pájecí pin
PAD8	40V	LST1094	pájecí pin
PAD9	40V	LST1094	pájecí pin
PAD10	-BIAS	LST1094	pájecí pin
PAD11	-BIAS	LST1094	pájecí pin
PAD12	12V	LST1094	pájecí pin
PAD13	12V	LST1094	pájecí pin

PAD14	+12V	LST1094	pájecí pin
PAD15	+12V	LST1094	pájecí pin
PAD16	GND	LST1094	pájecí pin
PAD17	GND	LST1094	pájecí pin
PAD18	GND	LST1094	pájecí pin
PAD19	GND	LST1094	pájecí pin
PAD20	STANDBY	LST1094	pájecí pin
PAD21	STANDBY	LST1094	pájecí pin
R101	3k3	R_3X10-15	odpor
R102	180k	R_4X12-18	odpor
R103	4k7	RTRIM_10X10	trimr
R104	15k	R_5X20-25	odpor
R105	100k	R_5X20-25	odpor
R106	10k	R_5X20-25	odpor
R107	12k	R_5X20-25	odpor
R108	10k	R_5X20-25	odpor
R109	1k8	R_2X6-10	odpor
R110	10k	RTRIM_D15	trimr
R111	10k	R_2X6-10	odpor
R112	49k	R_2X6-10	odpor
R113	220R	R_3X10-15	odpor
R115	220k	R_5X20-25	odpor
RT1	SC10	ROZTEČ D10	termistor
S2	STANDBY	TSP 101AAA1	vypínač
S_	POWER	TSP 201AAA1	vypínač
T101	2SC5048	TO-3PHIS	tranzistor
T102	BU505	TO-220	tranzistor
TR1	POWER_TRANSFORMER	zakázková výroba	transformátor
ZD101	1N5363B	DO-201-AE	zenerova dioda
ZD102	1N5368B	DO-201-AE	zenerova dioda

B PŘEDNÍ PANEL

Měřítko 10:4.

