

VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ
BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ
ÚSTAV TELEKOMUNIKACÍ

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION
DEPARTMENT OF TELECOMMUNICATIONS

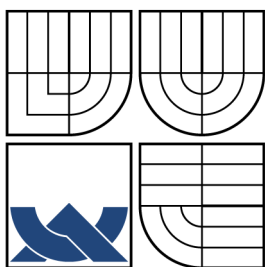
NÁVRH ALGORITMŮ ČÍSLICOVÉHO ZPRACOVÁNÍ
SIGNÁLŮ PRO SIMULACI KYTAROVÝCH ZESILOVAČŮ
ZALOŽENÝCH NA OBVODOVÉ ANALÝZE
ANALOGOVÝCH PROTOTYPŮ

DIPLOMOVÁ PRÁCE
MASTER'S THESIS

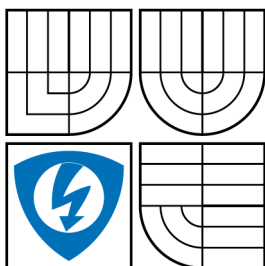
AUTOR PRÁCE
AUTHOR

BC. JAROMÍR MAČÁK

BRNO 2007/2008



VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ
BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY



FAKULTA ELEKTROTECHNIKY
A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ
ÚSTAV TELEKOMUNIKACÍ



FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND
COMMUNICATION
DEPARTMENT OF TELECOMMUNICATIONS

NÁVRH ALGORITMŮ ČÍSLICOVÉHO ZPRACOVÁNÍ SIGNÁLŮ PRO SIMULACI KYTAROVÝCH ZESILOVAČŮ ZALOŽENÝCH NA OBVODOVÉ ANALÝZE ANALOGOVÝCH PROTOTYPŮ

DESIGN OF ALGORITHMS OF DIGITAL AUDIO PROCESSING FOR SIMULATION
OF GUITAR COMBO BASED ON CIRCUIT ANALYSIS OF ANALOGUE
PROTOTYPES

DIPLOMOVÁ PRÁCE
MASTER'S THESIS

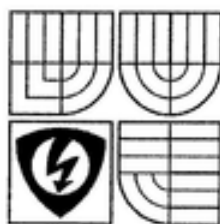
AUTOR PRÁCE
AUTHOR

BC. JAROMÍR MAČÁK

VEDOUCÍ PRÁCE
SUPERVISOR

ING. JIŘÍ SCHIMMEL, PH.D.

BRNO 2007/2008



VYSOKÉ UČENÍ
TECHNICKÉ V BRNĚ

Fakulta elektrotechniky
a komunikačních technologií

Ústav telekomunikací

Diplomová práce

magisterský navazující studijní obor
Telekomunikační a informační technika

Student: Mačák Jaromír, Bc.

Ročník: 2

ID: 88656

Akademický rok: 2007/08

NÁZEV TÉMATU:

Návrh algoritmů číslicového zpracování signálů pro simulaci kytarových zesilovačů založených na obvodové analýze analogových prototypů

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

Navrhnete algoritmus číslicového zpracování zvukových signálů pro simulaci kytarového zesilovače, tzv. "komba", a implementujte jej v jazyce C++ metodou plug-in modulů technologie VST pro operační systém Windows. Při návrhu vycházejte z rozboru a analýzy dílčích částí zapojení analogového prototypu kytarového zesilovače a z analýzy vlastností jeho elektroakustického měniče a ozvučnice.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

- [1] ZÖLZER, U. Digital Audio Signal Processing, 1st ed. New York: McGraw-Hill, Inc., 1997, 290 p. ISBN 0-47-197226-6.
- [2] BARBOUR, E. The Cool Sound of Tubes. IEEE Spectrum, August 1998, pp. 24–35.
- [3] SCHATTSCHEIDER, J., ZÖLZER, U. Discrete-Time Models for Nonlinear Audio Systems. In Proceedings of the DAFx-99 Digital Audio Effects Workshop. Trondheim, December 1999, pp. 45–48.
- [4] KOUŘIL, F., VRBA, K. Teorie nelineárních a parametrických obvodů. Praha: SNTL, 1981. 04-520-81.
- [5] SCHIMMEL, J. Syntéza zvukových efektů s využitím nelineárního zpracování signálu. Diplomová práce, VUT v Brně, 2006.

Termín zadání: 11.2.2008

Termín odevzdání: 28.5.2008

Vedoucí projektu: Ing. Jiří Schimmel, Ph.D.

prof. Ing. Kamil Vrba, CSc.
předseda oborové rady

UPOZORNĚNÍ:

Autor diplomové práce nesmí při vytváření diplomové 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 § 152 trestního zákona č. 140/1961 Sb.

LICENČNÍ SMLOUVA
POSKYTOVANÁ K VÝKONU PRÁVA UŽÍT ŠKOLNÍ DÍLO
uzavřená mezi smluvními stranami:

1. Pan

Jméno a příjmení: Bc. Jaromír Mačák

Bytem:

Narozen (datum a místo): 4.10.1983, Hranice

(dále jen autor)

a

2. Vysoké učení technické v Brně

Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií

se sídlem Údolní 244/53, 60200, Brno

jejímž jménem jedná na základě písemného pověření děkanem fakulty:

doc. Ing. Václav Zeman, Ph.D.

(dále jen nabyvatel)

Čl. 1

Specifikace školního díla

1. Předmětem této smlouvy je vysokoškolská kvalifikační práce (VŠKP):

- ☐ disertační práce
- ☒ diplomová práce
- ☐ bakalářská práce
- ☐ jiná práce, jejíž druh je specifikován jako

(dále jen VŠKP nebo dílo)

Název VŠKP: Návrh algoritmů číslicového zpracování signálů pro simulaci kytarových zesilovačů založených na obvodové analýze analogových prototypů

Vedoucí/ školitel VŠKP: Ing. Jiří Schimmel, Ph.D.

Ústav: Ústav telekomunikací

Datum obhajoby VŠKP: neuvedeno

VŠKP odevzdal autor nabyvateli v¹:

- ☐ tištěné formě — počet exemplářů 2

¹hodící se zaškrtněte

☐ elektronické formě — počet exemplářů 2

2. Autor prohlašuje, že vytvořil samostatnou vlastní tvůrčí činností dílo shora popsané a specifikované. Autor dále prohlašuje, že při zpracovávání díla se sám nedostal do rozporu s autorským zákonem a předpisy souvisejícími a že je dílo dílem původním.
3. Dílo je chráněno jako dílo dle autorského zákona v platném znění.
4. Autor potvrzuje, že listinná a elektronická verze díla je identická.

Čl. 2

Udělení licenčního oprávnění

1. Autor touto smlouvou poskytuje nabyvateli oprávnění (licenci) k výkonu práva uvedené dílo nevýdělečně užít, archivovat a zpřístupnit ke studijním, výukovým a výzkumným účelům včetně pořizování výpisů, opisů a rozmnoženin.
2. Licence je poskytována celosvětově, pro celou dobu trvání autorských a majetkových práv k dílu.
3. Autor souhlasí se zveřejněním díla v databázi přístupné v mezinárodní síti
 - ☐ ihned po uzavření této smlouvy
 - ☐ 1 rok po uzavření této smlouvy
 - ☐ 3 roky po uzavření této smlouvy
 - ☐ 5 let po uzavření této smlouvy
 - ☒ 10 let po uzavření této smlouvy

(z důvodu utajení v něm obsažených informací)

4. Nevýdělečné zveřejňování díla nabyvatelem v souladu s ustanovením §47b zákona č. 111/1998 Sb., v platném znění, nevyžaduje licenci a nabyvatel je k němu povinen a oprávněn ze zákona.

Čl. 3

Závěrečná ustanovení

1. Smlouva je sepsána ve třech vyhotoveních s platností originálu, přičemž po jednom vyhotovení obdrží autor a nabyvatel, další vyhotovení je vloženo do VŠKP.
2. Vztahy mezi smluvními stranami vzniklé a neupravené touto smlouvou se řídí autorským zákonem, občanským zákoníkem, vysokoškolským zákonem, zákonem o archivnictví, v platném znění a popř. dalšími právními předpisy.
3. Licenční smlouva byla uzavřena na základě svobodné a pravé vůle smluvních stran, s plným porozuměním jejímu textu i důsledkům, nikoliv v tísní a za nápadně nevýhodných podmínek.
4. Licenční smlouva nabývá platnosti a účinnosti dnem jejího podpisu oběma smluvními stranami.

V Brně dne:

Nabyvatel

Autor

ABSTRAKT

Práce se zabývá simulací kytarového komba. Celá simulace je nejprve rozdělena na jednotlivé bloky. Dále jsou získány kmitočtové a převodní charakteristiky každého bloku obvodovou analýzou jejich analogových předloh. Vypočítané převodní charakteristiky jsou následně aproximovány a implementovány jako funkční měniče z důvodu snížení výpočetní náročnosti. Kmitočtové charakteristiky lze simulovat pomocí číslicových filtrů. Navržené algoritmy jsou nakonec implementovány jako plug-in moduly v jazyce C++.

KLÍČOVÁ SLOVA

hudební efekt, plug-in modul, simulace elektronky, simulace kytarového komba, simulace výstupního transformátoru, zpracování signálů v reálném čase

ABSTRACT

This work deals with computer simulation of a guitar combo. The complete simulation is divided into separate blocks and then transfer characteristics and frequency responses of each block are obtained from a circuit analysis of analogue prototype. After their approximation, the transfer characteristics are implemented as waveshapers and frequency responses are simulated using digital filters designed according to their analogue prototypes. Designed algorithms are implemented as plug-in module in language C++.

KEYWORDS

musical effect, plug-in module, real-time signal processing, simulation of guitar combo, simulation of tube, simulation of output transformer

MAČÁK, J. *Návrh algoritmů číslicového zpracování signálů pro simulaci kytarových zesilovačů založených na obvodové analýze analogových prototypů*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2008. Počet stran 78. Vedoucí diplomové práce Ing. Jiří Schimmel, Ph.D.

PROHLÁŠENÍ

Prohlašuji, že svou diplomovou práci na téma „Návrh algoritmů číslicového zpracování signálů pro simulaci kytarových zesilovačů založených na obvodové analýze analogových prototypů“ jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího diplomové práce a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

Jako autor uvedené diplomové práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této diplomové práce jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení § 152 trestního zákona č. 140/1961 Sb.

V Brně dne

.....

(podpis autora)

Poděkování

Děkuji především vedoucímu diplomové práce Ing. Jiřímu Schimmelovi, Ph.D. za odborné vedení a cenné rady při zpracování diplomové práce.

Děkuji Mgr. Pavlu Rajmicovi, Ph.D. za pomoc s numerickým řešením některých rovnic.

Děkuji firmě Audiffex za pomoc při realizaci navržených algoritmů.

SEZNAM SYMBOLŮ, VELIČIN A ZKRATEK

ASIO technologie zpracování zvukových signálů – Audio Streaming Input/Output

DLL dynamicky sestavovaná knihovna – Dynamic Linked Library

FFT rychlá Fourierova transformace – Fast Fourier Transform

GUI grafické uživatelské rozhraní – Graphic User Interface

FIR konečná impulzní odezva – Finite Impulse Response

IIR nekonečná impulzní odezva – Infinite Impulse Response

MIDI digitální rozhraní hudebních nástrojů – Musical Instrument Digital Interface

SDK sada nástrojů vývojáře software – Software Development Kit

VST technologie zpracování zvukových signálů – Virtual Studio Technology

A zesílení

β zpětnovazební činitel

B magnetická indukce

C_k katodový kapacitor

$\exp(x)$ exponenciální funkce

$f(x)$ funkce proměnné x

$f'(x)$ první derivace funkce $f(x)$

f_d mezní dolní kmitočet

f_h mezní horní kmitočet

f_m mezní kmitočet

f_{mSV} mezní kmitočet filtru typu shelving

f_{vz} vzorkovací kmitočet

G_{SV} útlum filtru typu shelving

G zisk

H intenzita magnetického pole

$H(p)$	přenosová funkce systému se spojitým časem
$H(z)$	přenosová funkce systému s diskrétním časem
I_a	anodový proud v pracovním bodě
i_a	okamžitý anodový proud
μ	napěťový zesilovací činitel
N	počet členů posloupnosti
p	komplexní parametr Laplaceovy transformace
Q	jakost filtru
R_a	anodový rezistor
R_{aa}	odpor mezi anodami dvojčinného koncového stupně
R_g	mřížkový rezistor
R_i	vnitřní odpor
R_k	katodový rezistor
R_z	zatěžovací rezistor
$S(x)$	spline
T_{vz}	vzorkovací perioda
t_1	doba dopravního zpoždění
U_a	anodové napětí v pracovním bodě
u_a	okamžité anodové napětí
u_g	mřížkové napětí
u_k	katodové napětí
U_N	napájecí napětí
U_p	nastavený pracovní bod
z	komplexní parametr transformace Z
$\mathbf{Z}(p)$	impedanční matice

OBSAH

Seznam symbolů, veličin a zkratk	8
Úvod	15
1 Model kytarového zesilovače	16
1.1 Blokové schéma řetězce zpracování signálu kytary	16
1.2 Model předzesilovače	17
1.2.1 Model předzesilovací elektronky	17
1.2.2 Elektronkový stupeň	19
1.2.3 Vliv vstupního odporu	25
1.2.4 Vliv Millerova jevu	25
1.2.5 Aproximace převodní charakteristiky polynomem	28
1.3 Model kmitočtového korektoru	29
1.3.1 Korektor typu Marshall	29
1.3.2 Korektor typu Fender	31
1.3.3 Korektor typu Vox	32
1.3.4 Model číslicového korektoru	34
1.4 Model koncového stupně	35
1.4.1 Fázový invertor	36
1.4.2 Model koncové elektronky	37
1.4.3 Model dvojčinného zesilovače	39
1.4.4 Model výstupního transformátoru	40
1.4.5 Záporná zpětná vazba	43
1.5 Model reproduktorové skříně	45
2 Konkrétní modely	48
2.1 Fender Super Reverb 65	48
2.2 Marshall JCM 800 model 2203	50
3 Zpracování signálů v reálném čase	55
3.1 Princip zpracování signálů v reálném čase	55
3.1.1 Typy algoritmů zpracování signálů	55
3.1.2 Typy systémů	56
3.2 Systém Virtual Studio Technology	57
4 Implementace algoritmů	58
4.1 Implementace VST plug-in modulu	58
4.2 Efekt Clean Preamp	60

4.3	Efekt Crunch Preamp	61
4.4	Efekt Tone Control	63
4.5	Efekt Power Amp	64
4.5.1	Aproximace pomoci kubického spline	66
4.6	Efekt Speaker Simulator	68
5	Závěr	69
	Literatura	70
	Seznam příloh	72
A	První příloha	73
A.1	Blokové schéma simulace zesilovače Fender Super Reverb	73
A.2	Blokové schéma simulace zesilovače Marshall JCM 800 2203	74
B	Druhá příloha	75
B.1	Obsah přiloženého CD	75
B.2	Funkce pro prostředí Matlab	75

SEZNAM OBRÁZKŮ

1.1	Blokové schéma elektroakustického řetězce zpracování a reprodukce signálu elektrické kytary.	17
1.2	Blokové schéma předzesilovače.	17
1.3	Převodní a výstupní charakteristiky elektronky ECC83.	19
1.4	Namodelované převodní a výstupní charakteristiky elektronky ECC83.	19
1.5	Typické zapojení elektronky ECC83.	20
1.6	Zatěžovací přímka zanesená do soustavy výstupních charakteristik elektronky ECC83.	21
1.7	Náhradní schéma elektronkového zesilovače s a bez blokovacího kapacitoru.	22
1.8	Převodní charakteristika elektronkového zesilovače.	23
1.9	Náhradní schéma elektronkového zesilovače pro malé signály.	24
1.10	Náhradní schéma elektronkového zesilovače se vstupním odporem.	26
1.11	Vliv vstupního odporu na převodní charakteristiku.	26
1.12	Simulace Millerova jevu.	27
1.13	Dynamická převodní charakteristika elektronkového zesilovače.	27
1.14	Aproximace převodní charakteristiky elektronkového zesilovače.	28
1.15	Kmitočtový korektor typu Marshall.	30
1.16	Náhradní schéma korektoru typu Marshall.	31
1.17	Kmitočtový korektor typu Fender.	32
1.18	Kmitočtový korektor typu Vox.	33
1.19	Náhradní schéma korektoru typu Vox.	33
1.20	Modulová kmitočtová charakteristika korektoru Vox.	35
1.21	Blokové schéma koncového zesilovače.	36
1.22	Schéma zapojení invertoru.	37
1.23	Převodní charakteristika invertoru.	38
1.24	Převodní a výstupní charakteristiky pentody EL34.	39
1.25	Principiální schéma dovjčinného zesilovače.	40
1.26	Převodní charakteristika dvojčinného elektronkového zesilovače se pentodami EL34.	41
1.27	Zjednodušené náhradní schéma výstupního transformátoru.	41
1.28	Magnetizační křivky některých materiálů.	42
1.29	Aproximace magnetizační křivky polynomem 6. řádu.	43
1.30	Aproximace kmitočtové charakteristiky zesilovače při různém nastavení korektoru „presence“.	44
1.31	Průběhy parametrů filtru typu peak při různém nastavení korektoru „presence“.	44

1.32	Blokové schéma zapojení měření kmitočtové charakteristiky reproduktorové skříně.	45
1.33	Modulová kmitočtová charakteristika reproduktorové skříně Marshall 1960 měřená na ose reproduktoru.	47
1.34	Modulová kmitočtová charakteristika reproduktorové skříně Marshall 1960 měřená mimo osu reproduktoru.	47
2.1	Schéma předzesilovače Fender Super Reverb.	48
2.2	Převodní charakteristika elektronkového stupně předzesilovače Fender posunutá do pracovního bodu.	49
2.3	Zapojení obvodu předpětí koncové pentody.	50
2.4	Převodní charakteristika koncového zesilovače Fender.	51
2.5	Vliv zpětné vazby na zesílení koncového zesilovače Fender. Výstup z programu Microcap.	51
2.6	Schéma předzesilovače Marshall JCM 800.	52
2.7	Převodní charakteristiky elektronkového stupně předzesilovače Marshall posunuté do pracovního bodu.	53
2.8	Převodní charakteristika koncového zesilovače Marshall.	54
4.1	Vývojový diagram procesu saturace.	60
4.2	Blokové schéma efektu Clean Preamp.	61
4.3	GUI efektů Clean Preamp, Crunch Preamp a Tone Control.	62
4.4	Blokové schéma efektu Crunch Preamp.	63
4.5	Vývojový diagram efektu Tone Control.	64
4.6	Blokové schéma efektu Power Amp.	65
4.7	GUI efektů Power Amp a Speaker Simulator.	68

SEZNAM TABULEK

1.1	Parametry některých elektronek.	18
1.2	Hodnoty obvodových součástek korektoru typu Marshall.	29
1.3	Hodnoty obvodových součástek typu Fender.	32
1.4	Hodnoty obvodových součástek korektoru typu Vox.	33
1.5	Parametry některých pentod.	38
1.6	Parametry dvojčinného koncového zesilovače v pracovním bodě.	40
2.1	Vypočtené hodnoty simulace předzesilovače Fender Super Reverb.	49
2.2	Parametry invertoru Fender Super Reverb.	50
2.3	Parametry koncového zesilovače Fender Super Reverb.	50
2.4	Vypočtené hodnoty simulace předzesilovače Marshall JCM 800.	51
2.5	Parametry invertoru Marshall JCM 800.	54
2.6	Parametry koncového zesilovače Marshall JCM 800.	54
4.1	Funkce pro řízení parametrů a programů.	59
4.2	Funkce pro zpracování signálu.	59
4.3	Parametry efektu Clean Preamp.	61
4.4	Parametry efektu Crunch Preamp.	63
4.5	Parametry efektu Power Amp.	65

ÚVOD

I přes značný pokrok elektrotechniky v posledních padesáti letech jsou kytarové zesilovače oblastí, která neprodělala příliš změn a stále se používají ověřené konstrukce. Původní elektronkové zesilovače byly sice během této doby nahrazeny tranzistory a operačními zesilovači, ale kytaristé se velice rychle vrátili k elektronkám především kvůli charakteru jejich zkreslení. V posledních deseti letech se však objevil nový trend, kterým je simulace elektronkových zesilovačů pomocí algoritmů číslicového zpracování signálu. Mezi možné realizace patří malé efektové pedály, kompletní zesilovače s integrovaným signálovým procesorem a také čistě softwarové řešení v podobě zásuvných (plug-in) modulů. Simulace kytarového zesilovače musí vycházet ze své analogové předlohy. Tou může být obvodové schéma, podle kterého je sestaven matematický model. Pak hovoříme o tzv. matematické simulaci. Druhým přístupem je důkladné proměření skutečné předlohy a sestavení modelu s velmi podobnými vlastnostmi, jedná se pak o fyzikální simulaci. Obě metody je samozřejmě možné kombinovat. Základními prvky těchto simulátorů bývají funkční měniče a ekvalizéry. V poslední době se také objevují pokusy o řešení obvodových rovnic v reálném čase.

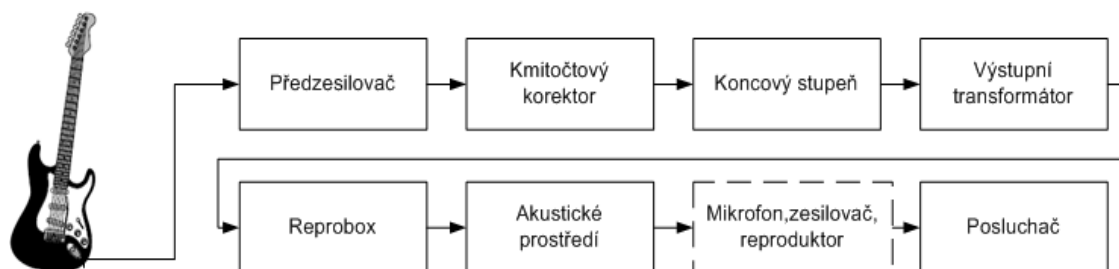
Cílem této práce je navrhnout algoritmus číslicového zpracování zvukových signálů pro simulaci kytarového zesilovače, tzv. „komba“. Návrh bude vycházet z rozboru a analýzy dílčích částí zapojení analogového prototypu kytarového zesilovače a z analýzy vlastností jeho elektroakustického měniče a ozvučnice. Navržený algoritmus pak bude implementován v jazyce C++ metodou plug-in modulů technologie VST pro operační systém Windows.

1 MODEL KYTAROVÉHO ZESILOVAČE

Celý kytarový zesilovač je poměrně složitý systém, který se skládá z několika různých částí. Proto je výhodné celý řetězec rozdělit na několik samostatných částí a simulovat každou zvlášť. V této kapitole bude popsáno celkové blokové schéma elektroakustického řetězce a dále pak budou prezentovány jednotlivé části a možnosti jejich simulace.

1.1 Blokové schéma řetězce zpracování signálu kytary

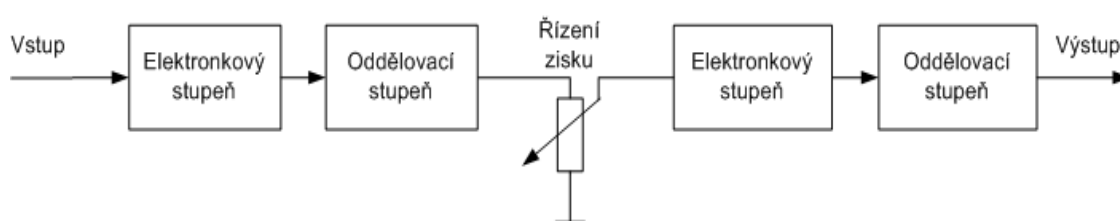
Na výsledném zvuku se podílí celá řada faktorů. Celý řetězec je znázorněn na obr. 1.1. Prvním článkem řetězce je samotný nástroj, který má na výsledný zvuk značný vliv. Ne pro každý styl se hodí každá kytara a to samé platí, že ne pro každý zesilovač se hodí každá kytara. Velmi záleží na použitých snímačích, také na samotné konstrukci kytary (lubová, bez ozvučnice), na materiálu těla a na uchycení strun. Více lze nalézt např. v[1]. Za kytarou pak začíná samotný zesilovač. První částí je předzesilovač, jehož úkolem je zesílit signál z kytary na napěťovou úroveň vhodnou pro koncový zesilovač, také je to ta část zesilovače, kde vzniká zkreslení typické především pro moderní hodně zkreslený zvuk. Následuje kmitočtový korektor, který umožňuje značně upravit barvu signálu [2]. Další částí, kde vzniká výrazné nelineární zkreslení, především při vysokých úrovních signálu, je koncový výkonový zesilovač. Tento typ zkreslení je typický pro méně zkreslené crunchové a bluesové zvuky. Z důvodu převodu vysoké impedance výkonových elektronek na nízkou impedanci reproduktoru je dále zařazen výstupní transformátor. Pro jednoduchost jsou ve schématu odděleny, ve skutečnosti je mezi výstupním transformátorem a koncovými elektronkami silná interakce. Navíc i ve výstupním transformátoru dochází k nelineárnímu zkreslení [3],[4]. Někteří konstruktéři dokonce označují výstupní transformátor za tu nejdůležitější část elektronkového zesilovače. Reprodukční skříň ovlivňuje barvu zvuku velmi výrazně. Zpravidla bývá osazena speciálním typem kytarových reproduktorů[1]. V případě simulace pódiové sestavy zde řetězec končí. Vzhledem k tomu, že výsledný zvuk, tak jak ho kytarista vnímá, záleží na také na jeho poloze vůči reproduktorové skříni a také na samotném uspořádání okolní scény (ve schématu označeno blokem akustického prostředí), nedá se tento typ simulace dost dobře realizovat. Musela by se totiž provést simulace v každém bodě okolí. Proto se využívá druhý typ, kde se signál z reproboxu snímá mikrofonom na optimálním místě a pak je signál přiveden např. k posluchači. Tento typ simulace nám dovoluje popsat cestu od zdroje signálu až k posluchači relativně přesně.



Obr. 1.1: Blokové schéma elektroakustického řetězce zpracování a reprodukce signálu elektrické kytary.

1.2 Model předzesilovače

Předzesilovač se obvykle skládá z několika zesilovacích stupňů vzájemně oddělených pomocí kapacitorů, které jsou zde zařazeny především z důvodu oddělení stejnosměrné složky. Jejich hodnota však také ovlivňuje přenos na nejnižších kmitočtech. Celý předzesilovač lze tedy dále rozdělit na jednotlivé elektronkové stupně a oddělovací stupně. Často bývá také obsažen regulátor zisku označovaný jako „gain“. Celé uspořádání je vidět na obr. 1.2. Jsou zde vidět dva elektronkové stupně, ve skutečnosti jich může být i více, a to až šest. Regulátor zisku bývá obvykle zařazen za první elektronkou. Jednotlivé elektronkové stupně mají sice velmi podobné zapojení, ale jejich chování výrazně ovlivňuje nastavení pracovního bodu. Některé jsou nastaveny tak, aby pracovaly co v nejlineárnější části, některé naopak poskytují měkké nebo tvrdé ořezání[2]. Proto je tedy nutné brát v úvahu každý stupeň zvlášť a na konec je zapojit za sebe do kaskády.



Obr. 1.2: Blokové schéma předzesilovače.

1.2.1 Model předzesilovací elektronky

Nejpoužívanější elektronkou v oblasti zpracování zvukových signálů je elektronka ECC83/12AX7. Původně byla sice vyvinuta pro vysokofrekvenční aplikace, díky velkému zesilovacímu činiteli však našla své uplatnění právě v této oblasti. Jedná

se o dvojitou nepřímo žhavenou triodu. Obsahuje tedy anodu, mřížku a nepřímo žhavenou katodu. Žhavení elektronky má tu výhodu, že neovlivňuje žádným způsobem signálovou cestu (neuvažujeme nechtěný aditivní brum při špatném provedení žhavicího obvodu), a proto ho dále můžeme ze simulace vyloučit.

Chování elektronky je popsáno sadou naměřených charakteristik, z nichž nej důležitější je převodní a výstupní charakteristika, viz obr. 1.3. Pro simulaci těchto charakteristik však potřebujeme znát jejich matematický model. Těch už bylo několik odvozeno, např. Leechův model nebo Rydelův model [5]. Ty bohužel nejsou zcela přesné, jejich výhodou je ale jednoduchost. V roce 1996 publikoval N. Koren nový model triody [6], který se ukázal podstatně přesnější. Model se skládá z těchto dvou rovnic:

$$E_1 = \frac{U_{ak}}{K_p} \ln(1 + \exp(K_p(\frac{1}{\mu} + \frac{U_{gk} + V_{ct}}{\sqrt{K_{vb} + U_{ak}^2}}))), \quad (1.1)$$

$$I_a = f_{ecc83plate}(U_{ak}, U_{gk}) = \frac{E_1^{E_x}}{K_{g1}}(1 + \text{sgn}(E_1)), \quad (1.2)$$

kde I_a je výsledný anodový proud, U_{ak} je napětí mezi anodou a katodou, U_{gk} je napětí mezi mřížkou a katodou a pomocí parametrů $\mu, E_x, V_{ct}, K_{g1}, K_p, K_{vb}$ mohou být modelované různé elektronky. Konkrétní hodnoty jsou uvedeny v tabulce 1.1.

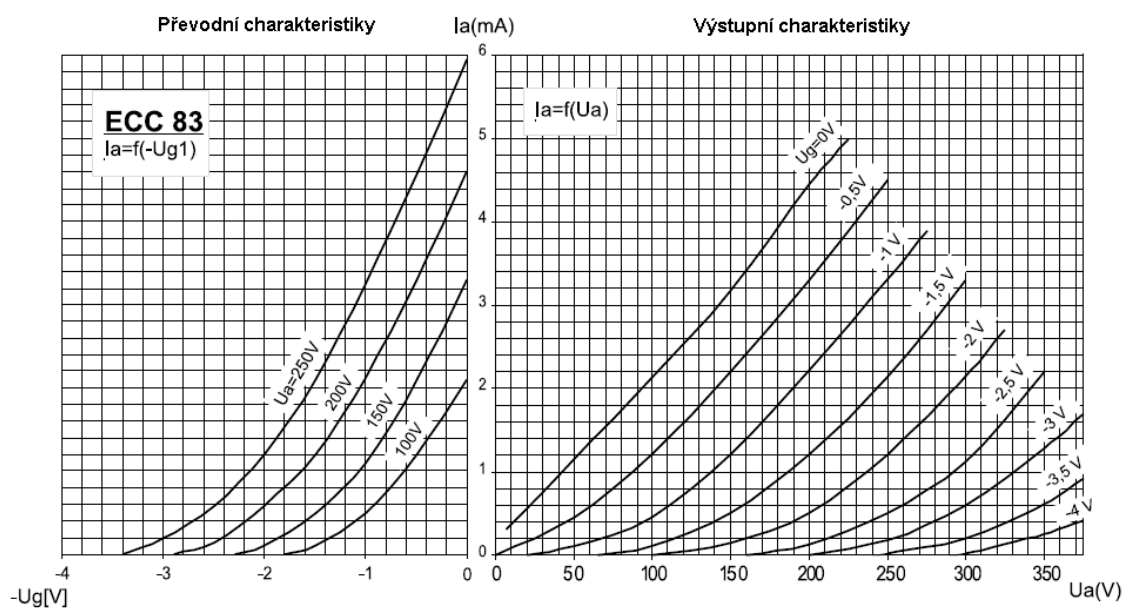
Tab. 1.1: Parametry některých elektronek.

Elektronka	μ	K_{g1}	K_p	K_{vb}	V_{ct}	E_x
ECC83	100,8	1890,000	828	72	0,612	1,4979
ECC88	32,9	155,625	225	4492	0,248	1,2040

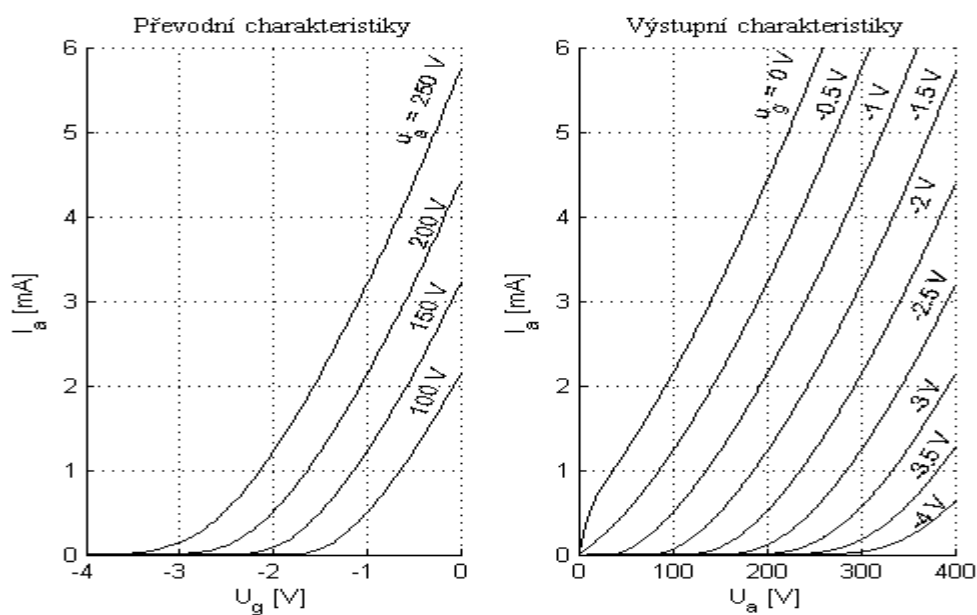
Tento model implementujeme jako jednoduchou funkci v matlabu, kterou pak dále budeme využívat při dalších konstrukcích.

```
function ia=ecc83plate(ua,uk)
E1 = 1/828*ua*log(1+exp(8.214285715+828*(uk+.612)/(72+ua^2)^(1/2)));
if(E1>0)
    ia=(E1^1.4979)/945;
else
    ia=0;
end
```

Pokud vyneseme pomocí této funkce závislosti $I_a = f(U_g) |_{U_a=\text{konst}}$ (převodní charakteristika), $I_a = f(U_a) |_{U_g=\text{konst}}$ (výstupní charakteristika) a vykreslíme je do grafu 1.4, můžeme je porovnat s naměřenými hodnotami na obr. 1.3 [7]. Je vidět, že model poměrně dobře simuluje chování skutečné elektronky.



Obr. 1.3: Převodní a výstupní charakteristiky elektronky ECC83.

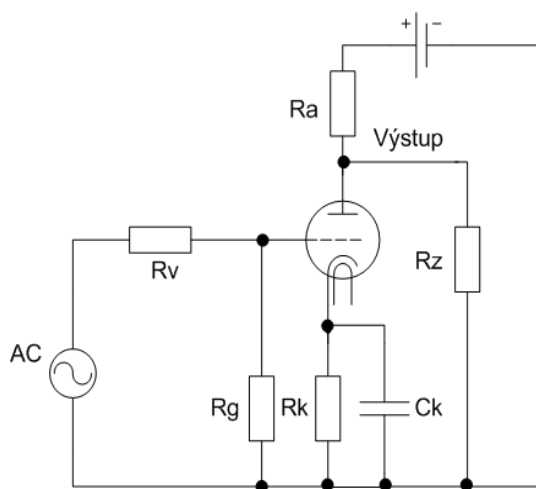


Obr. 1.4: Namodelované převodní a výstupní charakteristiky elektronky ECC83.

1.2.2 Elektronkový stupeň

Na obr. 1.5 je zobrazeno typické zapojení jednoho elektronkového stupně. Jedná se o zapojení se společnou katodou. Předpětí pro nastavení pracovního bodu se automaticky získává pomocí úbytku napětí U_k na rezistoru R_k . Rezistorem R_g neprochází

žádný proud, proto se mezi mřížkou a katodou objeví záporně vzatý úbytek napětí U_k . Pro střídavé signály je rezistor R_k zkratován pomocí kapacitoru C_k , po jeho odpojení dojde k záporné zpětné vazbě, která je v některých případech požadována. Rezistor R_a je tzv. zatěžovací rezistor, společně s rezistorem R_k nastavuje pracovní bod. Rezistor R_z simuluje zátěž obvodu, jeho hodnota bývá většinou vyšší jak $1\text{ M}\Omega$, protože obvykle následuje další zesilovací stupeň. V tomto případě můžeme zátěž ze simulace vyloučit, odebírá totiž zanedbatelný proud. Pomoci rezistoru R_v lze modelovat vnitřní odpor zdroje, pokud předchází další elektronkový stupeň, tak jeho výstupní odpor. Pokud elektronka pracuje v oblasti záporných mřížkových napětí, do mřížky neteče žádný proud a tento rezistor můžeme také zanedbat.



Obr. 1.5: Typické zapojení elektronky ECC83.

Jako první krok analýzy takového obvodu je potřeba stanovit pracovní bod. Při běžné analýze a při návrhu obvodu se obvykle využívá grafické metody[8], kdy máme soustavu výstupních charakteristik a do ní zaneseme zatěžovací přímku. Zatěžovací přímku určíme jako

$$I_a = \frac{U_N - U_a}{R_a}, \quad (1.3)$$

kde I_a je anodový proud, U_N je napájecí napětí, U_a anodové napětí a R_a je anodový proud. Princip spočívá v tom, že pro žádané mřížkové předpětí najdeme konkrétní výstupní charakteristiku a průsečík zatěžovací přímky s touto křivkou je hledaný pracovní bod. Celý princip je patrný z obr. 1.6.

Tato metoda je sice jednoduchá, ale dosti nepřesná. Proto je potřeba analytického řešení. Do rovnice (1.2) dosadíme zatěžovací přímku (1.3) a budeme uvažovat

zpětnou vazbu způsobenou rezistorem R_k . Dostaneme následující nelineární rovnici

$$i_a = f_{ecc83plate}(U_N - R_a i_a - R_k i_a, U_g - R_k i_a), \quad (1.4)$$

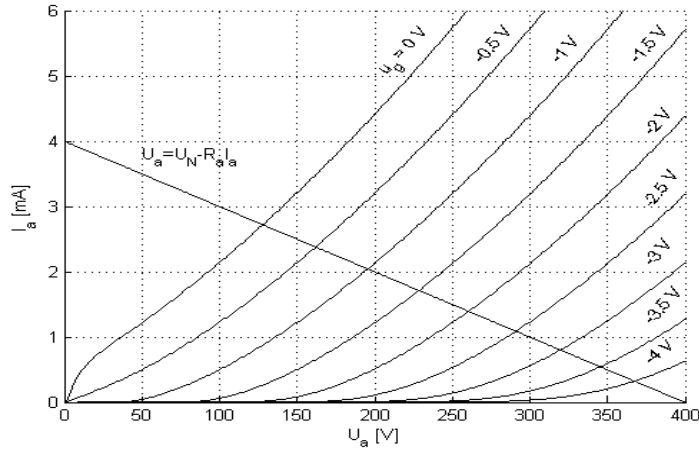
Tu lze řešit např. pomocí metody půlení intervalu [9]. Hledané anodové proudy leží v intervalu

$$I_a \in \langle 0, I_{amax} \rangle, \quad (1.5)$$

kde

$$I_{amax} = \frac{U_N}{R_a + R_k}. \quad (1.6)$$

Jako počáteční hodnoty dosadíme krajní body intervalu a postupně dojdeme k hledanému řešení. Pokud tedy dosadíme za $U_g = 0$ V, dostaneme přímo pracovní bod.



Obr. 1.6: Zatěžovací přímka zanesená do soustavy výstupních charakteristik elektronky ECC83.

Vygenerujeme vektor vstupních mřížkových napětí $\overline{u_g}$ s krokem Δu_g z intervalu

$$\overline{u_g} \in \langle U_{gmin}, U_{gmax} \rangle \quad (1.7)$$

a pro všechny prvky vypočítáme odpovídající hodnoty anodových napětí a proudů, které uložíme do vektorů $\overline{i_a}$ a $\overline{u_a}$. Pak zobrazení vektoru $\overline{u_g}$ do vektorů $\overline{i_a}$ a $\overline{u_a}$ můžeme nazvat pracovními charakteristikami tohoto konkrétního zapojení

$$I_a = f(U_g), \quad (1.8)$$

$$U_a = f(U_g). \quad (1.9)$$

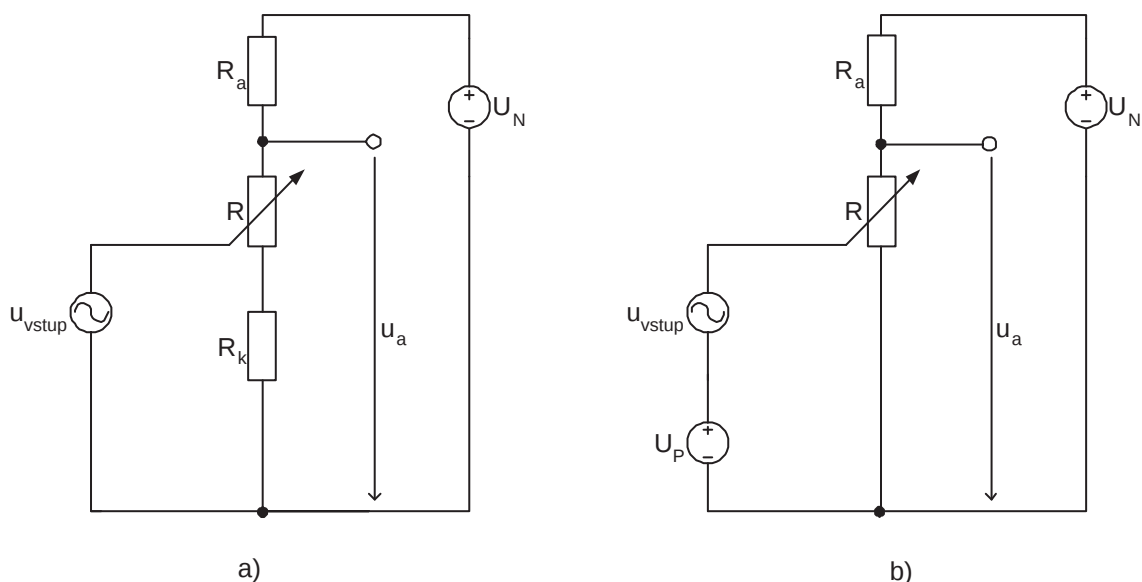
Rovnice (1.9) již definuje přímý vztah mezi vstupním a výstupním signálem a je tedy skutečnou převodní charakteristikou pro dané zapojení. Definujeme ještě vztah mezi vstupním a mřížkovým napětím v pracovním bodě pro obvod se zapojeným kapacitorem C_k následovně

$$u_g = U_p + u_{\text{vstup}}. \quad (1.10)$$

Po dosazení do (1.9) dostaneme vztah mezi okamžitou hodnotu vstupního a výstupního signálu v daném pracovním bodě

$$u_a = f(U_p + u_{\text{vstup}}). \quad (1.11)$$

Výše uvedený postup lze popsat pomocí zjednodušeného modelu na obr. 1.7a. Skládá se ze stejnosměrného zdroje napájecího napětí U_N , anodového a katodového rezistoru R_a , R_k a především z nelineárního rezistoru R řízeného vstupním napětím, který je popsán právě výstupními charakteristikami elektronky. Obvod v podstatě odpovídá obvodu na obr. 1.5, kde jsme zanedbali vliv odporů zdroje a zátěže, také není v obvodu zapojen kapacitor C_k . Pokud je v obvodu zapojen kapacitor C_k , tak se u stejnosměrných napětích a při nízkých kmitočtech uplatňuje rezistor R_k a celý obvod se chová jako v předchozím případě. Od určitého kmitočtu f_m se však začne uplatňovat vliv kapacitoru a pro střídavé signály s vyšším kmitočtem uzemní katodu. To má za následek vyšší zesílení. Obvodové schéma pro střídavé kmitočty nad kmitočtem f_m je vidět na obr. 1.7b. Přibyl zde zdroj napětí U_p , který simuluje nastavený pracovní bod.

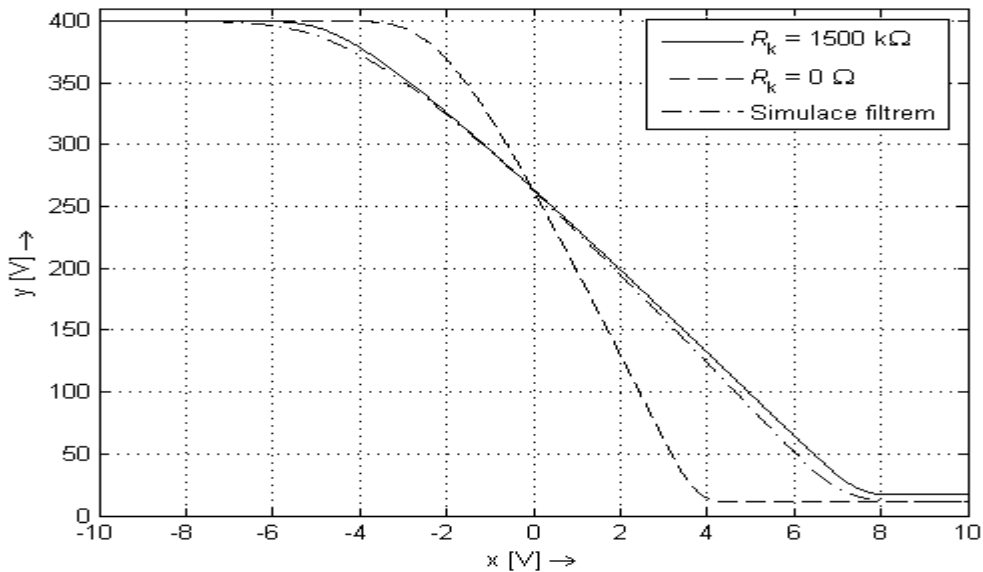


Obr. 1.7: Náhradní schéma elektronkového zesilovače s a bez blokovacího kapacitoru.

Celý obvod se tedy skládá ze dvou částí, a to:

- obvod pro stejnosměrnou složku a střídavé signály s kmitočtem $f < f_m$,
- obvod pro střídavé signály s kmitočtem $f > f_m$.

Na obr. 1.8 je již vidět převodní charakteristika pro konkrétní hodnoty, a to pro $U_n = 400$ V, $R_a = 100$ k Ω a $R_k = 1,5$ k Ω a $R_k = 0$ Ω pro obvod se zapojeným kapacitorem C_k . Z obrázku je zřejmé, že zapojení s uzeměnou katodou má vyšší zesílení, zatímco u zapojení pouze s rezistorem R_k se uplatňuje záporná zpětná vazba, která zesílení zesilovače zmenšuje. Dalším krokem je sloučení obou těchto částí do jednoho společného modelu. Pokud si uvědomíme, že převodní charakteristika obou částí je přibližně stejná, pouze pro nízké kmitočty má menší strmost, mohli bychom sloučení do společného modelu simulovat předřazením filtru, který signály s nízkým kmitočtem utlumí, viz obr. 1.8. Ve výsledku se pak zdá, že má převodní charakteristika pro nízké kmitočty menší strmost. Jako předřazený filtr se nejlépe



Obr. 1.8: Převodní charakteristika elektronkového zesilovače.

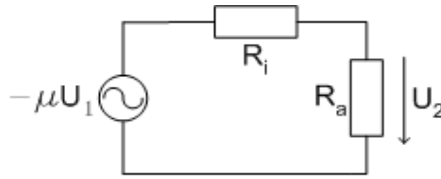
hodí filtr typu low-shelving [10], protože má pro signály pod mezním kmitočtem filtru konstantní modulovou kmitočtovou charakteristiku s určitým útlumem, následuje postupný přechod a signály nad mezním kmitočtem pak prochází beze změny. Pro správný návrh filtru potřebujeme určit útlum a mezní kmitočet.

Pro zjištění zesílení elektronkového stupně sestavíme náhradní schéma pro malé signály, viz obr. 1.9. Pro zapojení s uzemněnou katodou platí, že se elektronka chová jako zdroj napětí $-\mu U_1$ s vnitřním odporem R_i [4]. Pro výstupní napětí platí

$$U_2 = -\mu U_1 \frac{R_a}{R_a + R_i} \quad (1.12)$$

a napěťové zesílení je pak

$$A_u = \frac{U_2}{U_1} = -\mu \frac{R_a}{R_a + R_i}. \quad (1.13)$$



Obr. 1.9: Náhradní schéma elektronkového zesilovače pro malé signály.

V případě katodového rezistoru se část výstupního napětí přenáší zpět na vstup s napěťovým přenosem β . Pro zesílení platí

$$A_{zu} = \frac{A}{1 - \beta A}, \quad (1.14)$$

kde

$$\beta = \frac{R_k}{R_a}, \quad (1.15)$$

$$A = -\mu \frac{R_a}{R_a + R_i + R_k}. \quad (1.16)$$

Po úpravě dostaneme finální vztah pro zesílení se zpětnou vazbou

$$A_{zu} = -\mu \frac{R_a}{R_a + R_i + R_k(\mu + 1)}. \quad (1.17)$$

Pokud vypočítáme pro konkrétní hodnoty obvodových součástí napěťové přenosy s a bez zpětné vazby podle (1.17) a (1.13), pak z jejich podílu lze určit útlum filtru typu low-shelving

$$G_{SV} = 20 \log \frac{A_u}{A_{zu}}. \quad (1.18)$$

Mezní kmitočet filtru f_{mSV} vypočítáme jako vlastní kmitočet katodového členu R_k , C_k podle známého vztahu

$$f_m = \frac{1}{2\pi R_k C_k} \quad (1.19)$$

nebo přesněji podle [4]

$$f_m = \frac{1}{2\pi (R_k \parallel \frac{R_a + R_i}{\mu + 1}) C_k}. \quad (1.20)$$

1.2.3 Vliv vstupního odporu

Jak již bylo řečeno, v oblasti záporných mřížkových napětí nevteká do mřížky žádný proud a elektronka tak má teoreticky nekonečný vstupní odpor. U kytarových zesilovačů však často nastává situace, kdy je na mřížku přiváděno od předchozího stupně napětí s velkým rozkmitem. Na mřížku se tedy dostává kladné napětí a elektronka se začíná otevírat. To má za následek jednak částečný posun pracovního bodu, ale především mřížkový proud vyvolává úbytek napětí na rezistoru R_v , který simuluje odpor zdroje signálu, nebo výstupní odpor předchozího stupně. Dá se říct, že zde vzniká další záporná zpětná vazba, která zmenšuje rozkmit vstupního napětí. Pro oblast kladných mřížkových napětí lze tedy vstupní odpor elektronky simulovat nelineárním odporem popsáním vstupními charakteristikami. Problém ovšem je, že tyto charakteristiky žádný výrobce neuvádí. Rydelův model nahrazuje vstupní nelineární odpor jednoduše pomocí lineárního, pro mřížkový proud pak platí

$$i_g = \begin{cases} \frac{u_{gk} - u_\nu}{R_{gk}} & u_{gk} \geq u_\nu \\ 0 & u_{gk} < u_\nu \end{cases} \quad (1.21)$$

kde u_{gk} je mřížkové napětí, R_{gk} je vstupní odpor a pomocí parametru u_ν lze simulovat různé elektronky. Simulační program Microcap používá přesnější vyjádření

$$i_g = \begin{cases} g_{cf}(u_{gk} - g_{co})^{3/2} & u_{gk} \geq g_{co} \\ 0 & u_{gk} < g_{co}, \end{cases} \quad (1.22)$$

kde $g_{cf} = 1 \cdot 10^{-5}$ a $g_{co} = -0,2$ pro elektronku ECC83.

Podle náhradního schématu na obr. 1.10 sestavíme obvodové rovnice, ty je možné zapsat v maticovém tvaru

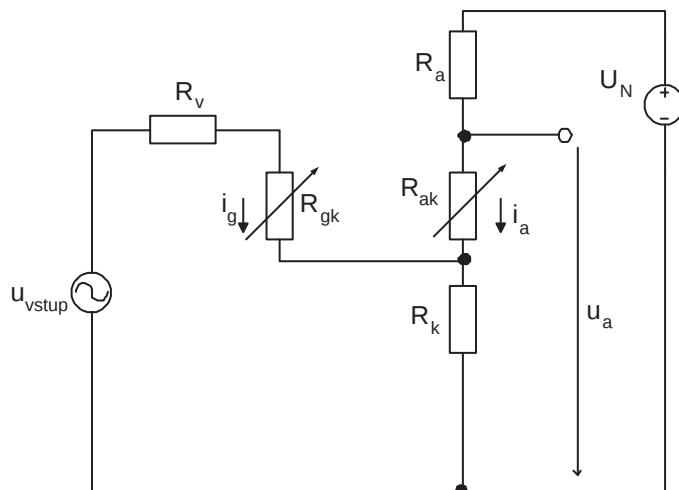
$$\begin{pmatrix} u_{ak} \\ u_{gk} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} U_N \\ u_{vstup} \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} R_k + R_a & R_k \\ R_k & R_k + R_v \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} i_a(u_{ak}, u_{gk}) \\ i_g(u_{gk}) \end{pmatrix}, \quad (1.23)$$

kde funkce $i_a(u_{ak}, u_{gk})$ je dána (1.2), funkce $i_g(u_{gk})$ pomocí (1.22) a u_{vstup} je okamžité vstupní napětí. Ostatní proměnné jsou pak parametry daného obvodu. Tuto soustavu lze numericky řešit. Na obr. 1.11 je zobrazen vliv vstupního odporu na převodní charakteristiku.

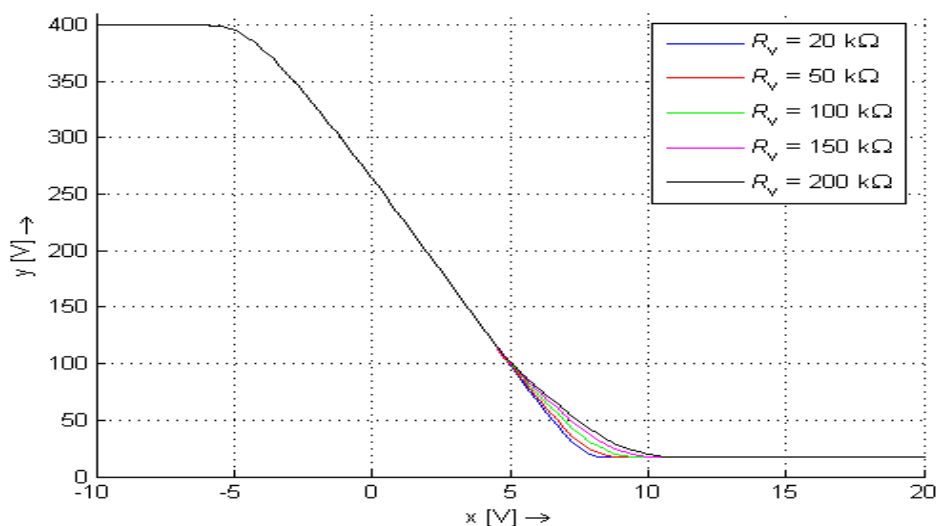
1.2.4 Vliv Millerova jevu

Vlivem vnitřní kapacity mezi anodou a mřížkou vzniká nežádoucí zpětná vazba, která se pak ve spojení se vstupním odporem chová jako dolní propust. Tuto kapacitu lze přepočítat na vstupní kapacitu podle

$$C_v = C_{gk} + C_{ag}(1 + A) + C_p, \quad (1.24)$$



Obr. 1.10: Náhradní schéma elektronového zesilovače se vstupním odporem.

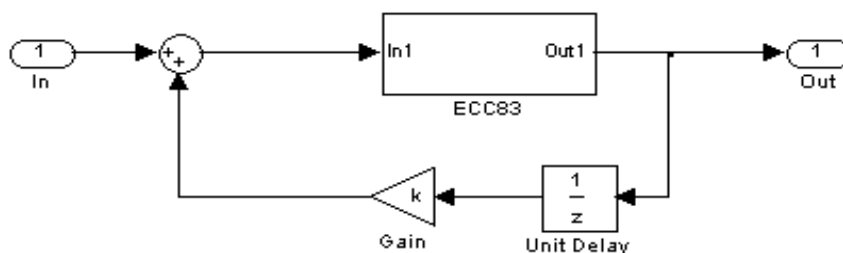


Obr. 1.11: Vliv vstupního odporu na převodní charakteristiku.

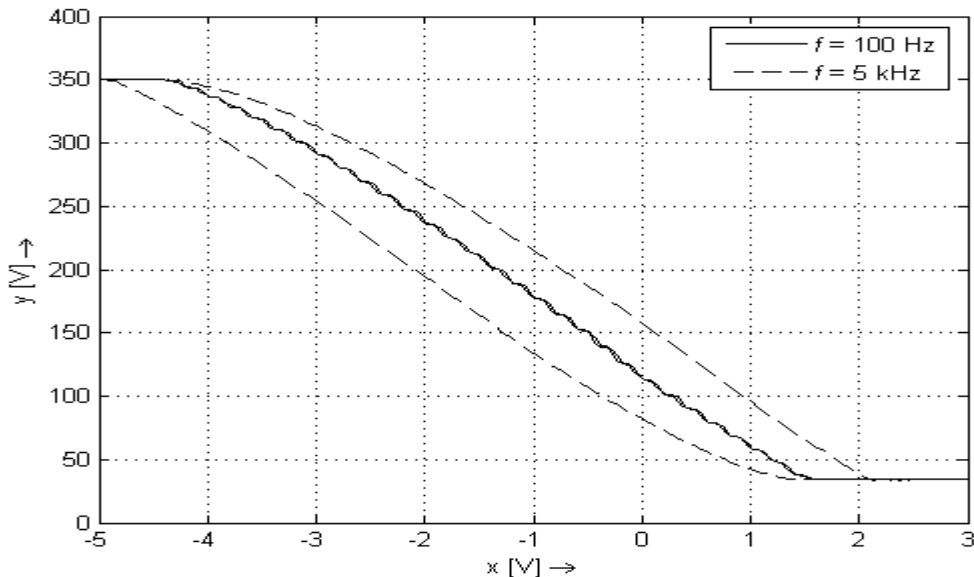
kde C_{gk} je kapacita mezi mřížkou a katodou, C_{ga} je kapacita mezi mřížkou a anodou, C_p je kapacita patice elektronky (přibližně 15 pF) a A je zesílení zesilovače. Tato vstupní přepočítaná kapacita se označuje jako Millerova kapacita [4]. Pro elektronku ECC83 je kapacita $C_{gk} = 1,6$ pF a $C_{ga} = 1,7$ pF a pro zapojení bez zpětné vazby, kdy je zesílení $A = 60$, má Millerova kapacita přibližně hodnotu $C_v = 120$ pF. Pokud chceme zajistit, aby byl horní mezní kmitočet vzniklé dolní propustí nad $f_m = 20$ kHz, musí být vstupní odpor R_z být podle (1.19) nejvýš

$$R_z = \frac{1}{6,28 \cdot 20000 \cdot 120 \cdot 10^{-12}} = 66 \text{ k}\Omega.$$

Mnoho simulací tento jev zanedbává s tím, že mezní kmitočet dolní propusti leží mimo slyšitelné pásmo, to však není vždy pravda, protože často je výstupní odpor vazebních členů mezi jednotlivými stupni podstatně větší než vypočtených 66 k Ω . A i když je mezní kmitočet mimo slyšitelné pásmo, dochází ke změnám v časovém průběhu vlivem fázového posuvu u signálů na vyšších kmitočtech. Tento jev je viditelný na obr. 1.13, kde je zobrazena dynamická převodní charakteristika získána simulací v programu Microcap. Toto chování budeme simulovat zavedením zpětné vazby, viz obrázek 1.12. Volbou koeficientu k lze nastavit mezní kmitočet filtru.



Obr. 1.12: Simulace Millerova jevu.



Obr. 1.13: Dynamická převodní charakteristika elektronkového zesilovače.

1.2.5 Aproximace převodní charakteristiky polynomem

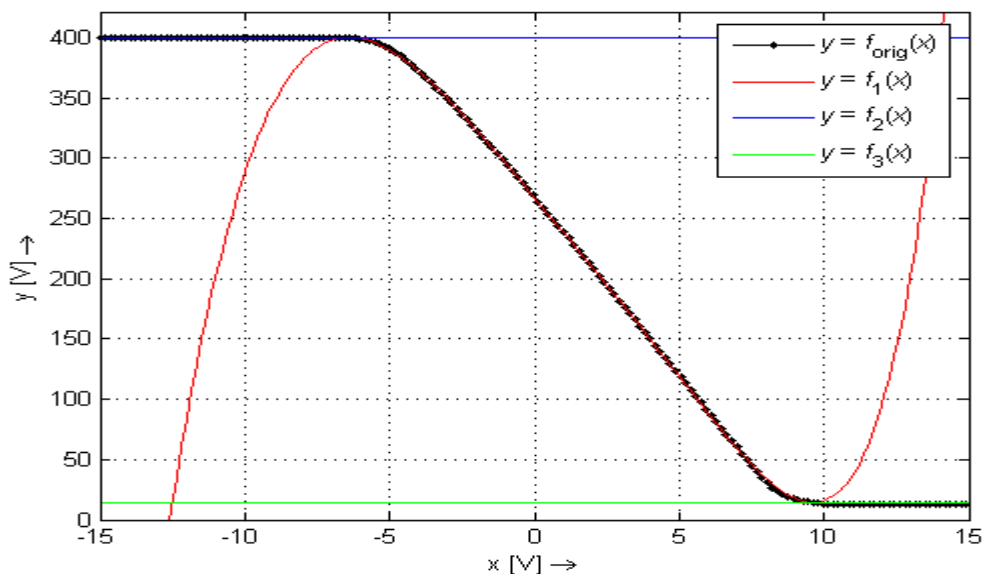
Pokud předpokládáme obvody podle obr. 1.7, tak neobsahují žádný akumulací prvek, jedná se tedy o nesetřvačný systém a jeho převodní charakteristika bude statická funkce. Tu lze poměrně velmi přesně aproximovat po částech polynomiální funkcí $f_1(x)$ s konstantními úseky $f_2(x)$, $f_3(x)$. Na obr. 1.14 je vidět původní převodní charakteristika a také jednotlivé funkce, ze kterých aproximaci složíme. Velmi důležité je napojit funkce, pokud možno, co nejspojitéji. Nejlepšího napojení dosáhneme v inflexních bodech x_{i1} , x_{i2} polynomicke funkce. Ty určíme jako řešení rovnice

$$f_1'(x) = 0. \quad (1.25)$$

Polynomicke funkci $f_1(x)$ najdeme pomocí metody nejmenších čtverců. Lze využít funkci Matlabu `polyfit(p,x,y)`, kde za parametr x dosadíme vstupní vzorky a za y odpovídající výstupní vzorky. Za p dosadíme řád polynomu. Ten je velmi důležitý z hlediska přesnosti aproximace. Vysoké řády budou velmi přesné, ale při implementaci budou zvyšovat výpočetní náročnost algoritmu. Konstantní funkce lze určit jako

$$f_2(x) = f_1(x_{i1}), \quad (1.26)$$

$$f_3(x) = f_1(x_{i2}). \quad (1.27)$$



Obr. 1.14: Aproximace převodní charakteristiky elektronkového zesilovače.

1.3 Model kmitočtového korektoru

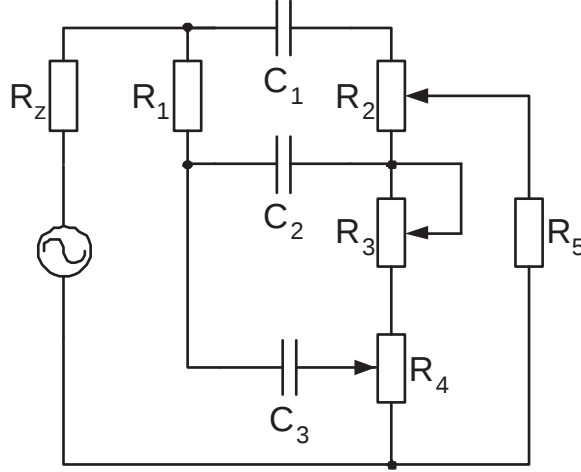
Kmitočtový korektor v kytarových zesilovačích se značně liší od korektorů vyskytujících se v oblasti běžné audio techniky. Jeho modulová kmitočtová charakteristika nemá totiž nikdy rovný průběh, ale vždy jsou potlačeny střední kmitočty. Existuje několik málo obvodových zapojení, které se vyskytují u většiny kytarových zesilovačů. Výrobci pouze mění hodnoty některých obvodových prvků. Průběh simulace kmitočtového korektoru spočívá v popisu analogového filtru dle skutečného zapojení a následně v jeho převedení do digitální oblasti, konkrétně bude využita bilineární transformace.

1.3.1 Korektor typu Marshall

Kmitočtový korektor tohoto typu můžeme najít v zesilovačích Marshall, např. řady JCM 800, JCM 900, JCM 2000, v Messa Boogie Dual Rectifier, Fender Bassmann 59, Peavey, Laney, Engl a v dalších. Jeho obvodové schéma je vidět na obr. 1.15. Kmitočtový korektor je zapojen až za předzesilovačem, kdy na konci předzesilovače bývá zapojen katodový sledovač, což je elektronkový zesilovač v zapojení se společnou anodou. Je charakteristický malým výstupním odporem, typicky $R_z = 1300 \Omega$. Korektor pracuje vždy do zátěže $R_5 = 1 \text{ M}\Omega$. Potenciometrem R_2 se nastavují výšky, pomocí R_3 basy a pomocí potenciometru R_4 středy. Basový potenciometr má vždy hodnotu $R_3 = 1 \text{ M}\Omega$ a má logaritmický průběh, zbývající dva potenciometry mají průběh lineární. Hodnoty ostatních součástek pro několik konkrétních zesilovačů jsou uvedeny v tabulce 1.2. Některé zesilovače navíc ještě obsahují přepínače jako je třeba „Middle Shift“ nebo „Modern/Vintage“, proto jsou v tabulce u některých součástek dvě hodnoty.

Tab. 1.2: Hodnoty obvodových součástek korektoru typu Marshall.

Zesilovač	R_1 [k Ω]	R_2 [k Ω]	R_4 [k Ω]	C_1 [pF]	C_2 [nF]	C_3 [nF]
Marshall JCM 800	100	220	22	470	22	22
Marshall JCM 2000	33/100	220	22	470/940	22	22/11
MB Dual Rectifier	47	220	22	680/500	22	22
Engl Thunder	47	250	20	470	47	47
Fender Bassmann 59	100	250	25	250	100	22
Peavey Classic 50	68	250	20	250	22	22
Peavey EVH 5150	47	250	50	570	22	22
Laney LC 50	56	250	25	250	22	22



Obr. 1.15: Kmitočtový korektor typu Marshall.

Prvním krokem simulace je vyjádření analogového přenosu. Tento obvod lze řešit např. pomocí metody smyčkových proudů [11]. V upraveném schématu na obr. 1.16 označíme neznámé smyčkové proudy a sestavíme soustavu obvodových rovnic v Laplaceově rovině

$$\mathbf{Z}(p) \cdot \begin{pmatrix} I_1(p) \\ I_2(p) \\ I_3(p) \\ I_4(p) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} U_1(p) \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix}, \quad (1.28)$$

kde

$$\mathbf{Z}(p) = \begin{pmatrix} R_{z,1} + \frac{1}{pC_3} + R_{4B} & -R_1 & -\frac{1}{pC_3} & -R_{4B} \\ -R_1 & R_{1,2} + \frac{1}{pC_1} + \frac{1}{pC_2} & -\frac{1}{pC_2} & -R_{2B} \\ -\frac{1}{pC_3} & -\frac{1}{pC_2} & \frac{1}{pC_2} + \frac{1}{pC_3} + R_{3,4B} & -R_{3,4A} \\ -R_{4B} & -R_{2B} & -R_{3,4A} & R_{2B,3,4,5} \end{pmatrix}.$$

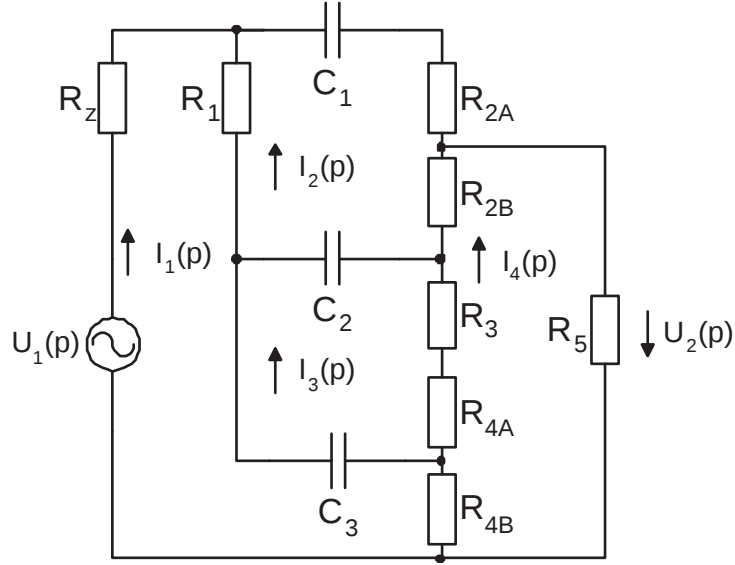
Soustavu lze řešit např. pomocí Cramerova pravidla [11]. Pro výstupní napětí platí

$$U_2(p) = I_4(p)R_5, \quad (1.29)$$

proto stačí vypočítat pouze neznámý proud $I_4(p)$. Výsledný napěťový přenos pak bude ve tvaru racionální lomené funkce

$$H(p) = \frac{U_2(p)}{U_1(p)} = \frac{a_3p^3 + a_2p^2 + a_1p + a_0}{b_3p^3 + b_2p^2 + b_1p + b_0}, \quad (1.30)$$

kde koeficienty a, b jsou vypočítány z (1.29) a rozděleny podle odpovídající mocniny operátoru p .



Obr. 1.16: Náhradní schéma korektoru typu Marshall.

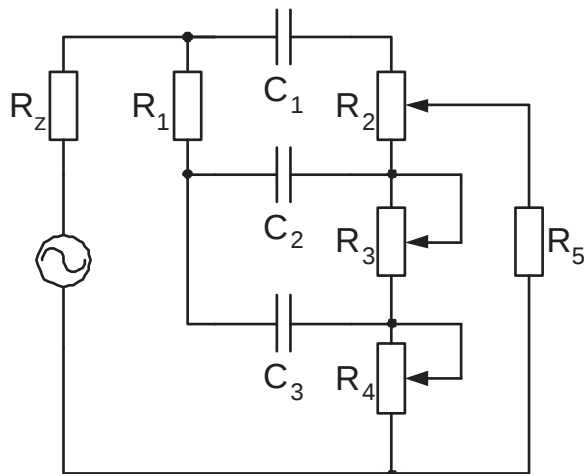
1.3.2 Korektor typu Fender

Tento typ kmitočtového korektoru bývá obsažen ve většině zesilovačů značky Fender, ale můžeme ho také nálezt např. v zesilovačích Rivera Knuckle Head nebo Messa Boogie Mark IV. Je typický tím, že při stažení všech potenciometrů na minimum je signál zkratován, a proto nemůže dál procházet. Konkrétní zapojení je na obr. 1.17. Korektor bývá umístěn za první předzesilovací elektronkou, která je v zapojení se společnou katodou. Její výstupní odpor je $R_z = 38 \text{ k}\Omega$. Korektor pracuje vždy do zátěže $R_5 = 1 \text{ M}\Omega$, protože za ním následuje další předzesilovací stupeň. Hodnota basového a výškového potenciometru je vždy $R_3 = 250 \text{ k}\Omega$ a $R_2 = 250 \text{ k}\Omega$ a oba mají logaritmický průběh. Ostatní hodnoty jsou uvedeny v tab. 1.3. Středový potenciometer má průběh lineární.

Při výpočtu analogové přenosové funkce můžeme vycházet z náhradního schématu na obr. 1.16. Pouze rezistor R_{4A} bude roven nule, proto z dalších výpočtů vypadne a impedanční matice bude rovna

$$\mathbf{Z}(p) = \begin{pmatrix} R_{z,1} + \frac{1}{pC_3} + R_{4B} & -R_1 & -\frac{1}{pC_3} & -R_{4B} \\ -R_1 & R_{1,2} + \frac{1}{pC_1} + \frac{1}{pC_2} & -\frac{1}{pC_2} & -R_{2B} \\ -\frac{1}{pC_3} & -\frac{1}{pC_2} & \frac{1}{pC_2} + \frac{1}{pC_3} + R_{3,4B} & -R_3 \\ -R_{4B} & -R_{2B} & -R_3 & R_{2B,3,4B,5} \end{pmatrix}.$$

Pomocí (1.29) vypočítáme výstupní napětí U_2 a přenosová funkce má tvar jako (1.30).



Obr. 1.17: Kmitočtový korektor typu Fender.

Tab. 1.3: Hodnoty obvodových součástek typu Fender.

Zesilovač	R_1 [k Ω]	R_4 [k Ω]	C_1 [pF]	C_2 [nF]	C_3 [nF]
Fender Super Reverb	100	10	250	100	22
Fender Deluxe Reverb	100	10	250	100	47
MB Mark IV	100	10	250/1000	100	47
Rivera KnuckleHead	33	50	250	100	47

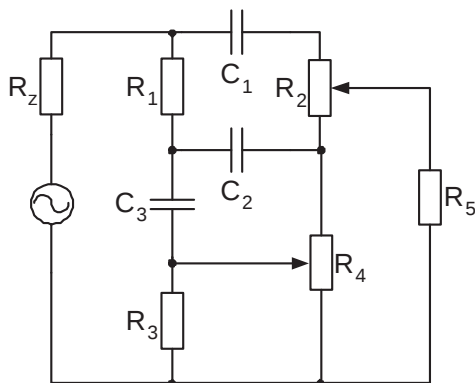
1.3.3 Korektor typu Vox

Tento korektor je obsažen v kombu Vox AC 30. Jeho schéma je na obr. 1.18. Ovládacími prvky jsou tentokrát pouze basy a výšky. Korektor je zařazen za katodovým sledovačem, podobně jako je tomu u korektoru typu Marshall. Proto bude odpor zdroje $R_z = 1300 \Omega$. Korektor pracuje opět do zátěže $R_5 = 1 \text{ M}\Omega$. Ostatní hodnoty jsou uvedeny v tab. 1.4. Oba potenciometry mají logaritmický průběh. Korektor má zcela odlišnou strukturu od předchozích, proto musíme sestavit nový náhradní model. Ten je uveden na obr. 1.19. Soustava obvodových rovnic je tedy

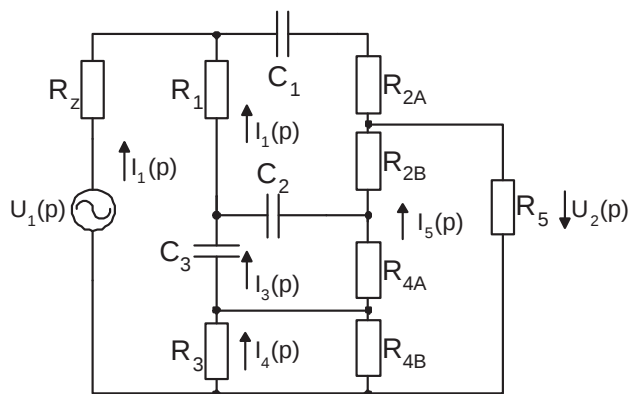
$$\mathbf{Z}(p) \cdot \begin{pmatrix} I_1(p) \\ I_2(p) \\ I_3(p) \\ I_4(p) \\ I_5(p) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} U_1(p) \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix}, \quad (1.31)$$

kde

$$\mathbf{Z}(p) = \begin{pmatrix} R_{z,1} + \frac{1}{pC_3} & -R_1 & -\frac{1}{pC_3} & -R_3 & 0 \\ -R_1 & R_{1,2} + \frac{1}{pC_1} + \frac{1}{pC_2} & -\frac{1}{pC_2} & 0 & -R_{2B} \\ -\frac{1}{pC_3} & -\frac{1}{pC_2} & \frac{1}{pC_3} + R_{4A} & 0 & -R_{4A} \\ -R_3 & 0 & 0 & R_{3,4B} & -R_{4B} \\ 0 & -R_{2B} & -R_{4A} & -R_{4B} & R_{2B,4,5} \end{pmatrix}.$$



Obr. 1.18: Kmitočtový korektor typu Vox.



Obr. 1.19: Náhradní schéma korektoru typu Vox.

Tab. 1.4: Hodnoty obvodových součástek korektoru typu Vox.

R_1 [k Ω]	R_2 [M Ω]	R_3 [k Ω]	R_4 [M Ω]	C_1 [pF]	C_2 [nF]	C_3 [nF]
100	1	10	1	50	22	22

Výstupní napětí lze vypočítat podle (1.29) a přenosová funkce bude opět ve tvaru

$$H(p) = \frac{U_2(p)}{U_1(p)} = \frac{a_3p^3 + a_2p^2 + a_1p + a_0}{b_3p^3 + b_2p^2 + b_1p + b_0}. \quad (1.32)$$

1.3.4 Model číslicového korektoru

Analogovou přenosovou funkci pro jednotlivé korektory určíme pomocí koeficientů a, b vypočítaných v předchozí kapitole. Ty jsou však zadány obecně. Pro konkrétní realizaci proto dosadíme hodnoty z tabulek 1.2, 1.3 a 1.4 podle zvoleného typu. Polohu běžce x budeme určovat z intervalu $< 0, 1 >$ a dílčí odpory lineárního potenciometru pak budou

$$R_A = xR \quad (1.33)$$

$$R_B = R - R_A, \quad (1.34)$$

kde R je celkový odpor potenciometru. Logaritmický potenciometr lze přibližně aporoximovat touto funkcí

$$R_A = \frac{\log(10x + 1)}{\log(11)} R \quad (1.35)$$

$$R_B = R - R_A. \quad (1.36)$$

Výsledná analogová přenosová funkce je pak bilineární transformací [12] převedena na digitální

$$H(z) = \frac{A_0z^3 + A_1z^2 + A_2z + A_3}{B_0z^3 + B_1z^2 + B_2z + B_3}, \quad (1.37)$$

kde koeficienty a, b jsou přímo koeficienty výsledného filtru. Bilineární transformace je dána vztahem

$$p = 2f_{vz} \frac{z - 1}{z + 1}, \quad (1.38)$$

kde f_{vz} je vzorkovací kmitočet. Do přenosové funkce (1.32) dosadíme tedy (1.38). Po úpravě pak dostaneme koeficienty číslicového filtru jako

$$A_0 = a_0 + a_1c + a_2c^2 + a_3c^3 \quad (1.39)$$

$$A_1 = 3a_0 + a_1c - a_2c^2 - 3a_3c^3 \quad (1.40)$$

$$A_2 = 3a_0 - a_1c - a_2c^2 + 3a_3c^3 \quad (1.41)$$

$$A_3 = a_0 - a_1c + a_2c^2 - a_3c^3 \quad (1.42)$$

$$B_0 = b_0 + b_1 c + b_2 c^2 + b_3 c^3 \quad (1.43)$$

$$B_1 = 3b_0 + b_1 c - b_2 c^2 - 3b_3 c^3 \quad (1.44)$$

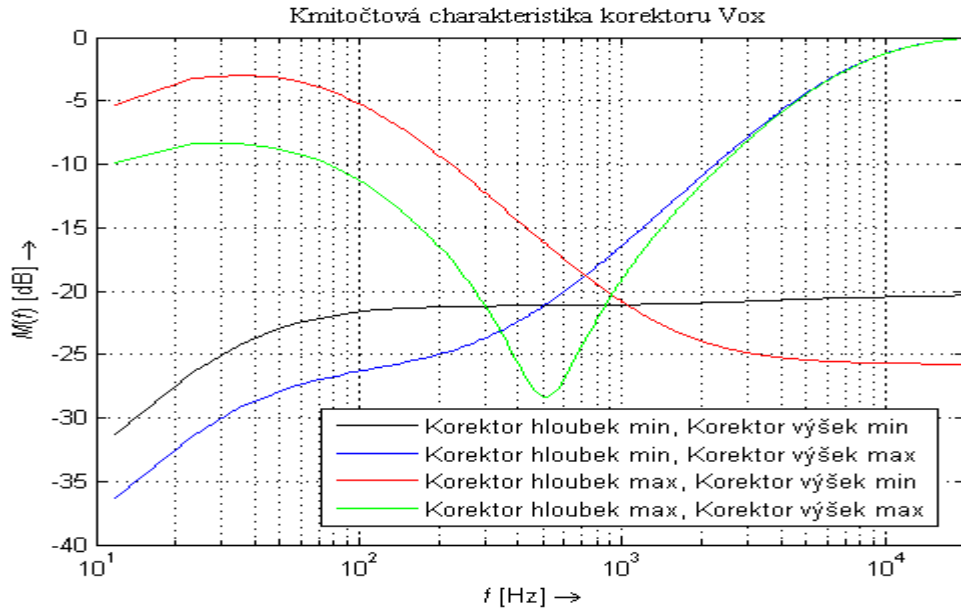
$$B_2 = 3b_0 - b_1 c - b_2 c^2 + 3b_3 c^3 \quad (1.45)$$

$$B_3 = b_0 - b_1 c + b_2 c^2 - b_3 c^3, \quad (1.46)$$

kde

$$c = \frac{2}{T}. \quad (1.47)$$

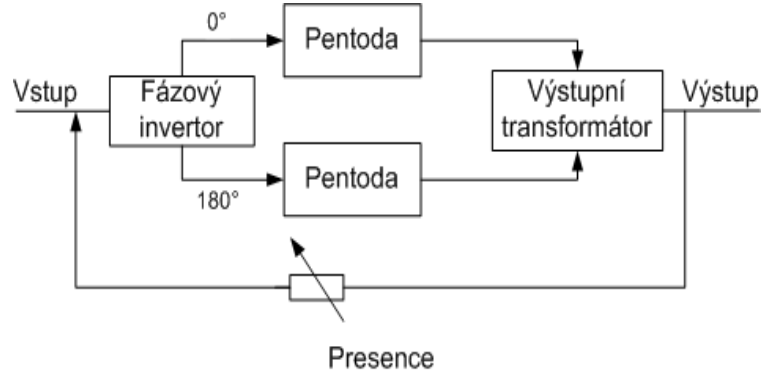
Na obr. 1.20 je pak vidět výsledná modulová kmitočtová charakteristika korektoru Vox pro krajní hodnoty nastavení potenciometrů.



Obr. 1.20: Modulová kmitočtová charakteristika korektoru Vox.

1.4 Model koncového stupně

Typický koncový zesilovač obsahuje jednu triodu jako předzesilovač, druhou triodu jako invertor, pár koncových elektronek, nejčastěji pentody, a výstupní transformátor [13]. Z výstupu transformátoru je často vedena na vstup koncového stupně zpětná vazba, jejíž intenzita je říditelná pomocí potenciometru označovaného „presence“. Blokové schéma koncového zesilovače je na obr. 1.21. Model bude tedy obsahovat simulaci invertoru, koncových elektronek a výstupního transformátoru.



Obr. 1.21: Blokové schéma koncového zesilovače.

1.4.1 Fázový invertor

Pro dvojčinný zesilovač je potřeba dvou vstupních signálů stejné velikosti, ale opačné fáze. Na vstup koncového zesilovače je však přiveden od předzesilovače pouze jeden signál, proto musí koncový zesilovač obsahovat fázový invertor, který druhý opačný signál generuje. Požadavkem na invertor je, aby byl co nejvíce souměrný, tzn. aby oba výstupní signály byly stejné při různé velikosti a kmitočtu vstupního signálu. Invertor by také měl být schopný vybudit koncové elektronky. Existuje několik různě složitých zapojení, jak lze invertor realizovat, v kytarových zesilovačích se ve většině případů využívá jedno zapojení podle obr. 1.22 [14]. Jedná se o invertor s proudovou katodovou vazbou [4]. Elektronka V_2 dostává předpětí přes rezistor R_{g2} , pro střídavé signály je však uzemněna kapacitorem C_g . Rezistor R_{k2} slouží k omezení zesílení invertoru, k lepší symetrizaci a především k pozdější zpětné vazbě od výstupního transformátoru. V nejjednodušším případě budeme uvažovat, že obvod je bez zpětné vazby a zcela symetrický. Pracovní bod lze určit opět uzemněním mřížek, oběma elektronkami poteče stejný proud, proto daný pracovní bod bude

$$U_p = 2R_k I_a. \quad (1.48)$$

Numericky lze pracovní bod určit podobně, jako tomu bylo u zesilovače se společnou katodou v kapitole 1.2.2. Nelineární rovnice má tvar

$$I_a = f_{ecc83plate}(U_N - R_a I_a - 2(R_k + R_{k2})I_a, -2R_k I_a). \quad (1.49)$$

Pro střídavé signály je mřížka elektronky V_2 je uzemněna, proto zde vzniká dělič napětí R_{g1}, R_{g2} , vstupní napětí pro elektronku tak bude poloviční. Platí tedy rovnice

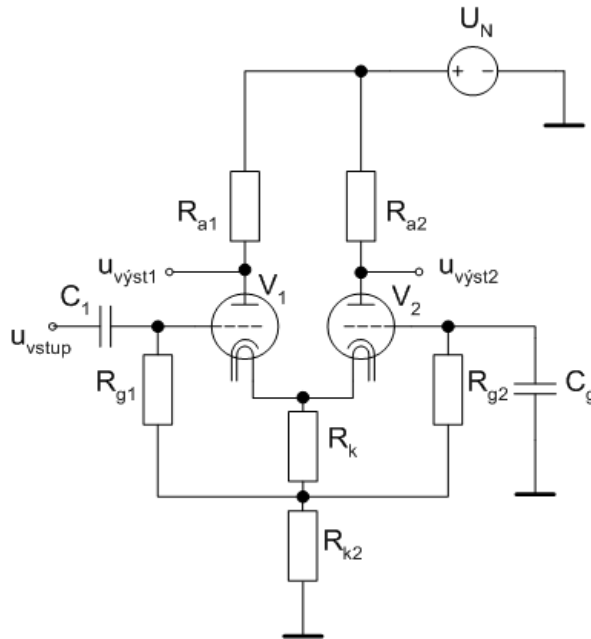
$$i_a = f_{ecc83plate}(U_N - R_a i_a - 2(R_k + R_{k2})I_a, \frac{u_{vstup}}{2} - 2R_k I_a), \quad (1.50)$$

kde I_a je proud v nastaveném pracovním bodě, i_a je okamžitý anodový proud závislý na okamžité velikosti vstupního napětí u_{vstup} . Výstupní napětí je pak

$$u_{\text{výst}} = U_N - R_a i_a. \quad (1.51)$$

Pokud za u_{vstup} dosadíme opačná napětí než v (1.50), dostaneme invertované výstupní napětí. Převodní charakteristiky fázového invertoru jsou na obr. 1.23.

Ve skutečnosti invertor není příliš symterický a jeho symetrie se dosáhne rozdílnou velikostí obou anodových rezistorů. Více lze najít v [4]. Pro tento účel je však uvedená simulace dostačující, nesymetrie anodových rezistorů se sice projeví různou saturací, ale v té době bude výstupní signál už dávno saturován výstupní elektronkou.



Obr. 1.22: Schéma zapojení invertoru.

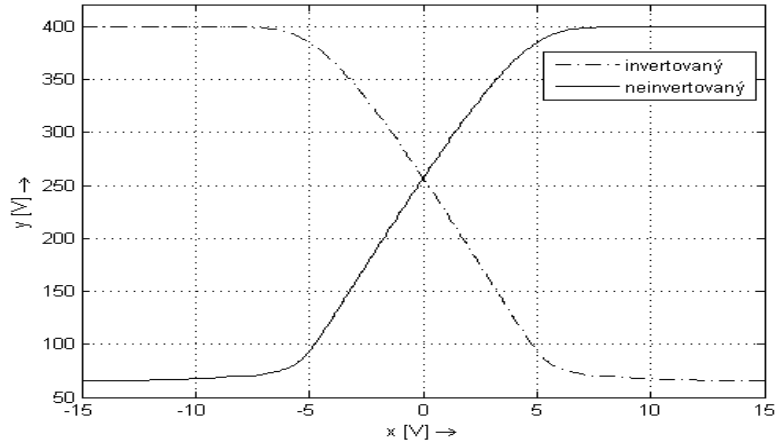
1.4.2 Model koncové elektronky

Podobně jako model triody sestavil N. Koren model pentody definovaný rovnicemi

$$E_1 = \frac{U_{g2}}{K_p} \ln(1 + \exp(K_p(\frac{1}{\mu} + \frac{U_g}{U_{g2}}))), \quad (1.52)$$

$$I_a = f_{\text{el34plate}}(U_a, U_g, U_{g2}) = \frac{E_1^{E_x}}{K_{g1}} (1 + \text{sgn}(E_1)) \arctan(\frac{U_a}{K_{vb}}), \quad (1.53)$$

kde I_a je výsledný anodový proud, U_a je napětí na anodě, U_{g1} je napětí na řídicí mřížce, U_{g2} je napětí na stínící mřížce a pomocí parametrů μ , E_x , K_{g1} , K_{g2} , K_p , K_{vb}



Obr. 1.23: Převodní charakteristika invertoru.

mohou být modelované různé elektronky. Konkrétní hodnoty jsou uvedeny v tab. 1.5 [6]. Pro proud stínící mřížky platí přibližně vztah

$$I_s = f_{\text{el34screen}}(U_{g2}, U_g) = \frac{\exp(E_x \ln(\frac{U_{g2}}{\mu} + U_g))}{K_{g2}}. \quad (1.54)$$

Tab. 1.5: Parametry některých pentod.

Elektronka	μ	E_x	K_{g1}	K_{g2}	K_p	K_{vb}
6L6GC	8,7	1,35	1460	4500	48	12
6550	7,9	1,35	890	4200	60	24
EL34	11,0	1,35	650	4200	60	24
KT88	8,8	1,35	730	4200	32	16

Na obr. 1.24 můžeme vidět charakteristiky elektronky EL34. Do soustavy výstupních charakteristik lze opět umístit zatěžovací přímku, která je dána jako [4]

$$u_a = U_N - \frac{1}{4} R_{aa} i_a. \quad (1.55)$$

Pracovní převodní charakteristiku tedy můžeme určit jako řešení rovnice

$$i_a = f_{\text{el34plate}}(U_N - \frac{1}{4} R_{aa} i_a, u_g, u_{g2}). \quad (1.56)$$

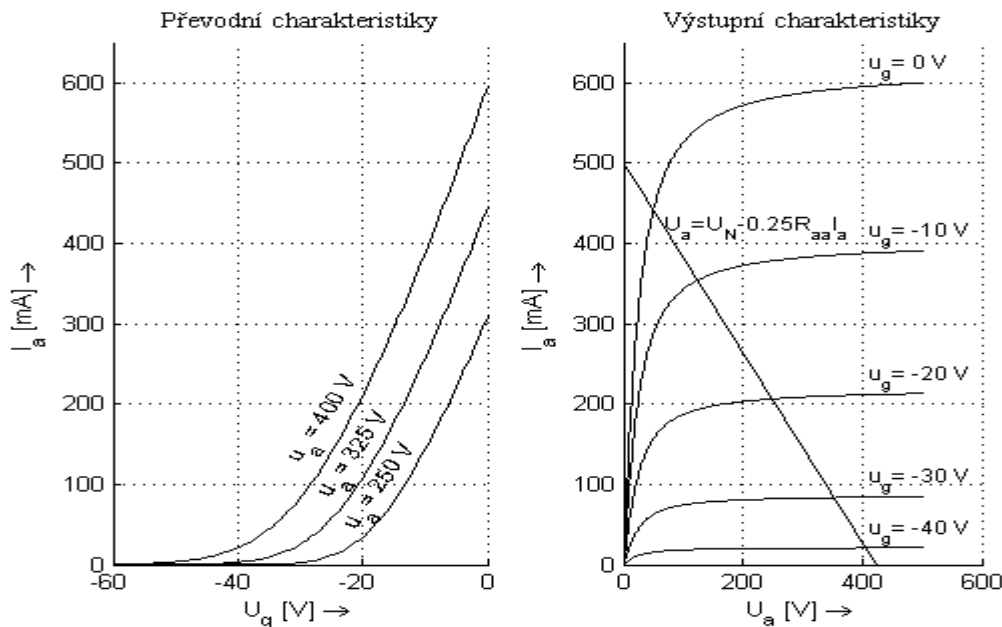
Hodnota stínícího napětí však ve většině případů nebývá konstatní, stínící mřížka bývá zapojena přes rezistor R_s , viz obr. 1.25. Proto nejprve určíme proud stínící mřížky

$$i_s = f_{\text{el34screen}}(U_{N2} - R_s i_s, u_g) \quad (1.57)$$

a stínící napětí

$$u_{g2} = U_{N2} - R_s i_s, \quad (1.58)$$

pak lze vypočítat anodový proud i_s podle (1.56).



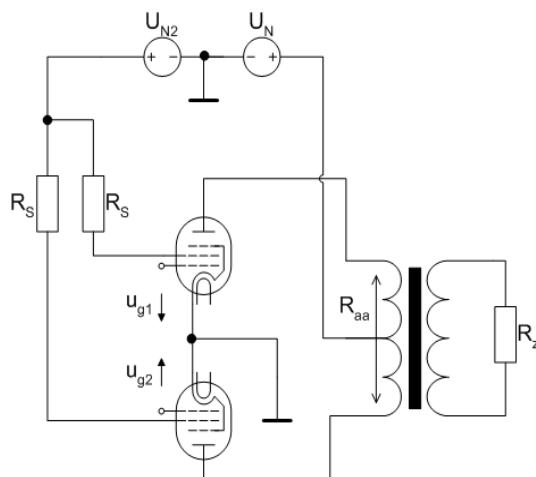
Obr. 1.24: Převodní a výstupní charakteristiky pentody EL34.

1.4.3 Model dvojčinného zesilovače

V kytarových zesilovačích je nejčastěji použit dvojčinný koncový stupeň s pevným předpětím ve třídě A, AB, nebo B [4]. Principiální schéma dvojčinného zesilovače je na obr. 1.25. Elektronky jsou buzeny navzájem opačným napětím z fázového invertoru a anodové obvody obou elektronek jsou vázány pomocí výstupního transformátoru. Oba anodové proudy prochází transformátorem proti sobě. Výsledný proud, který jakoby prochází celým primárním vynutím, je

$$i_a = i_{a1} - i_{a2}. \quad (1.59)$$

Výslednou převodní charakteristiku dostaneme odečtením obou dílčích charakteristik v daném pracovní bodě, příklad je na obr. 1.26. Pro simulaci koncového stupně potřebujeme znát parametry daného obvodu, jako je napájecí napětí, předpětí elektronek pro nastavení pracovního bodu a také hodnoty součástek. Tyto parametry jsou uvedeny v tab. 1.6 [13] pro nejtypičtější zapojení pentody EL34 a 6L6.



Obr. 1.25: Principiální schéma dvojčinného zesilovače.

Tab. 1.6: Parametry dvojčinného koncového zesilovače v pracovním bodě.

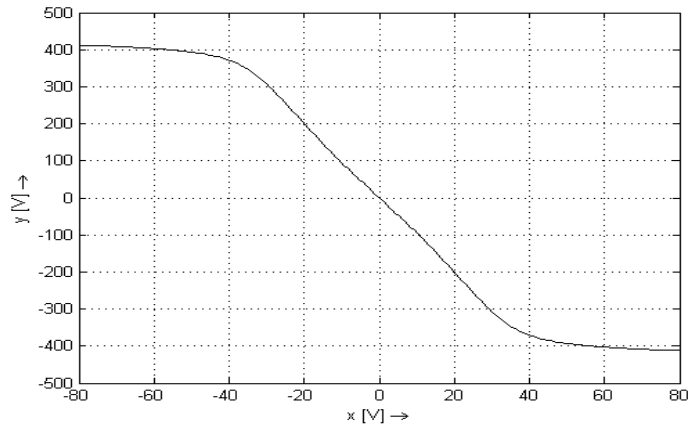
Elektronka	Třída	U_N [V]	U_{N2} [V]	U_g [V]	I_a [mA]	R_{aa} [k Ω]	R_s [k Ω]
EL34	B	425	400	-38	30	3,4	1
6L6GC	AB	450	400	-37	58	5,6	1

1.4.4 Model výstupního transformátoru

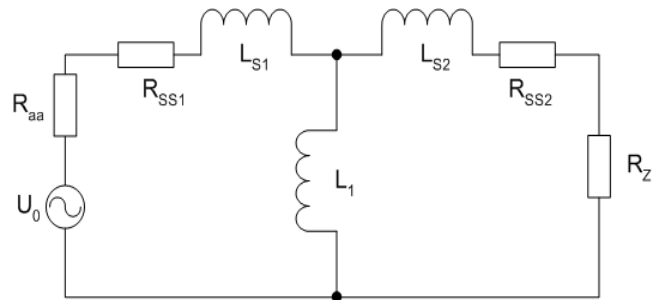
Výstupní transformátor slouží především k přizpůsobení vysoké impedance elektronek na nízkou impedanci reproduktoru, dále u dvojčinného koncového stupně spojuje oba anodové obvody dohromady a odděluje jejich stejnosměrné proudy od zátěže. Ve výstupním transformátoru vznikají celkem tři druhy zkreslení [3]

- kmitočtové,
- tvarové (nelineární),
- fázové.

Kmitočtové zkreslení lze simulovat pomocí kmitočtového filtru navrženého podle skutečné kmitočtové charakteristiky. Ta je u výstupního transformátoru rovná až na oblast nejnižších a nejvyšších kmitočtů. Proto by se filtr skládal z horní a dolní propusti. Pro stanovení mezních kmitočtů obou filtrů je vhodné použít zjednodušené náhradní schéma výstupního transformátoru uvedené na obr. 1.27 [3]. L_1 je indukčnost primárního vinutí, L_{s1} je rozptylová indukčnost primárního vinutí, L_{s2} je rozptylová indukčnost sekundárního vinutí. R_{ss1} , R_{ss2} jsou stejnosměrné odpory primárního a sekundárního vinutí přepočítané na primární stranu. Dolní mezní kmi-



Obr. 1.26: Převodní charakteristika dvojčinného elektronkového zesilovače se pentodami EL34.



Obr. 1.27: Zjednodušené náhradní schéma výstupního transformátoru.

točet pak lze určit jako

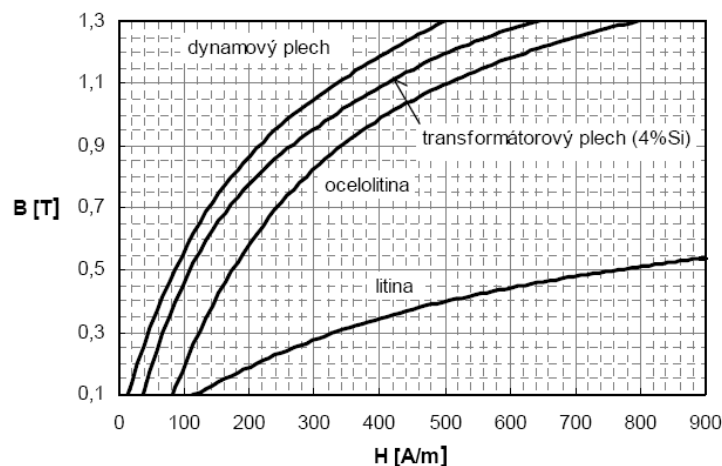
$$f_d = \frac{R_{aa} R_z}{2\pi L_1 (R_{aa} + R_z)} \quad (1.60)$$

a horní mezní kmitočet

$$f_h = \frac{R_{aa} + R_z}{2\pi L_s}, \quad (1.61)$$

kde L_1 je indukčnost primárního vinutí a L_s je tzv. rozptylová indukčnost. V [15] lze najít parametry výstupních transformátorů určených pro dvojčinné zapojení pentod EL34 a 6L6. Rovněž je zde uvedena informace o kmitočtové charakteristice, a to, že v oblasti od 20 Hz do 20 kHz je zvlhěna maximálně o 1 dB. Proto není nutné kmitočtové zkreslení do simulace zahrnovat.

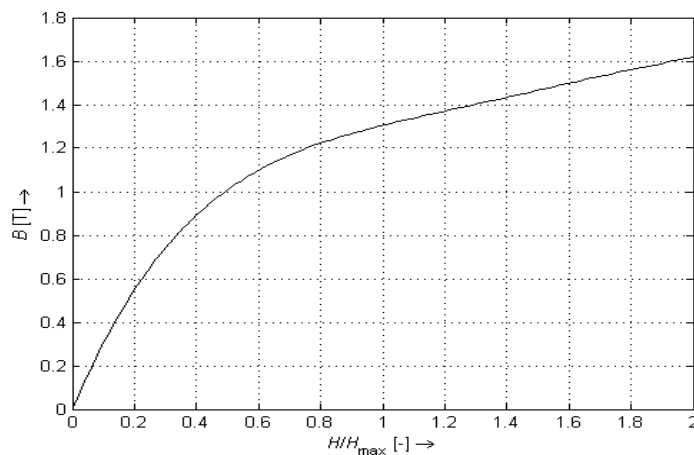
Tvarové neboli nelineární zkreslení vzniká kvůli nelineární závislosti magnetické indukce B na intenzitě magnetického pole H . Tato závislost bývá označována jako magnetizační křivka a určuje vlastnosti feromagnetických látek [11]. Ve skutečnosti



Obr. 1.28: Magnetizační křivky některých materiálů.

je magnetická indukce závislá na předchozí magnetizaci a je popsána tzv. hysterézní křivkou. Magnetizační křivka se pak označuje jako křivka prvotní magnetizace [11]. Pro sdělovací transformátory se používají magneticky měkké materiály a hysterézní křivka má velmi podobný průběh jako křivka prvotní magnetizace a označuje se jako tzv. komutační křivka [11]. Průběhy magnetizační křivky některých materiálů jsou zobrazeny na obr. 1.28. Podle teorie magnetických obvodů [3] proud procházející cívkou o N závitů vyvolá uvnitř cívky magnetický tok složený z indukčních čar, které se uzavírají přes jádro transformátoru. Magnetická indukce pak určuje hustotu siločar. Při návrhu transformátoru se volí maximální magnetická indukce, podle ní se pak volí počet závitů cívky (většinou podle nomogramu udávajícího počet potřebných závitů na jeden volt výstupního napětí elektronky). Při simulaci budeme postupovat obdobně. Určíme maximální magnetickou indukci B a pro ni odečteme intenzitu magnetického pole H . Této hodnotě pak přiřadíme maximální vstupní napětí a označíme ji za nezávislou proměnnou. Na ose odpovídající magnetické indukci pak budeme odečítat výstupní napětí. Pro simulaci nelineárního zkreslení je tedy třeba aproximovat zvolený úsek magnetizační křivky. Velkým problémem je však určení maximální magnetické indukce, tu si každý výrobce určuje sám, většinou je to ale mezi 1,1 až 1,3 T [4]. Také velmi záleží na použitém feromagnetickém materiálu. Pro simulaci bude využito obyčejných transformátorových plechů z obr. 1.28.

Fázové zkreslení se projevuje především u nejnižších kmitočtů působením indukčnosti primárního vinutí a u nejvyšších kmitočtů působením rozptylové indukčnosti. Tyto kmitočty jsou však na samé hranici slyšitelné oblasti, navíc lidské ucho fázové zkreslení nerozezná [3] a transformátor je až na konci celého zesilovače, proto fázové zkreslení uvažovat nemusíme.

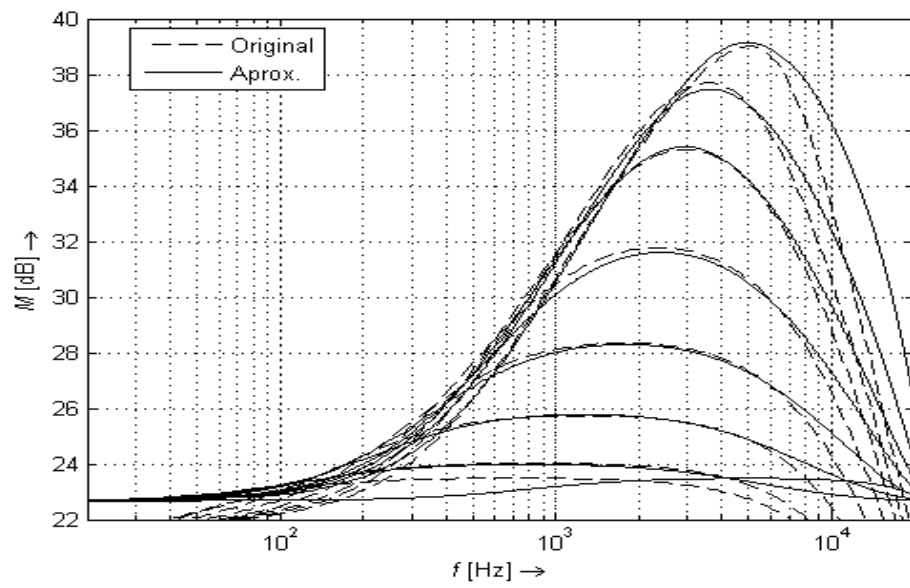


Obr. 1.29: Aproximace magnetizační křivky polynomem 6. řádu.

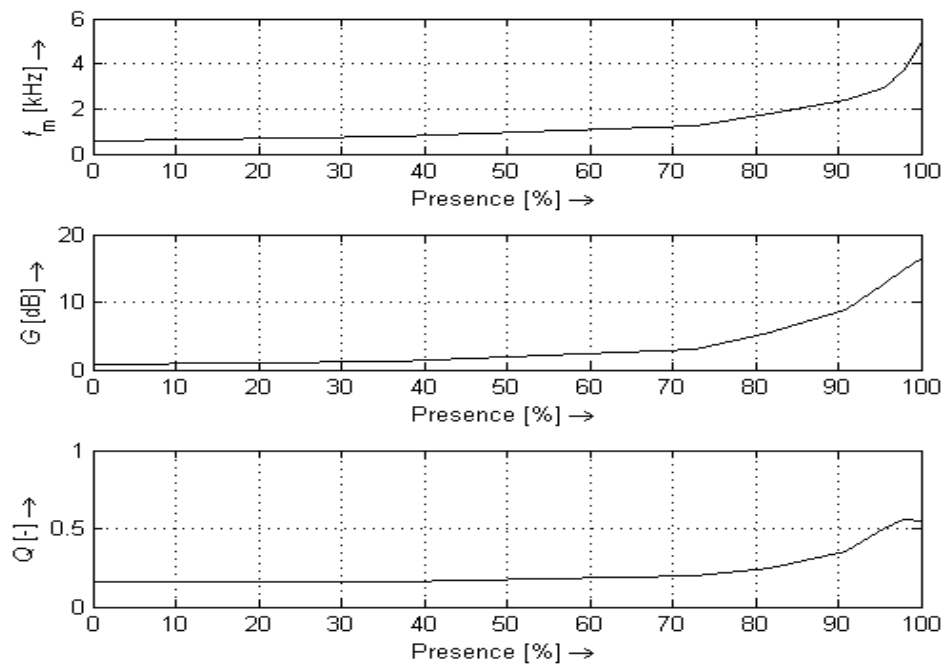
1.4.5 Záporná zpětná vazba

V koncových zesilovačích se často používá záporná zpětná vazba vedená ze sekundárního vinutí výstupního transformátoru na katodu fázového invertoru, viz obr. 1.21. Zpětná vazba má vliv na zesílení zesilovače, jeho zkreslení, také na jeho kmitočtovou charakteristiku. Konkrétně záporná zpětná vazba zmenšuje zesílení. V kytarových zesilovačích je použita navíc kmitočtově závislá zpětná vazba s regulací její intenzity pomocí potenciometru označovaného „presence“. Analýzu vlivu zpětné vazby na zesilovač musíme tentokrát provést až v simulačním prostředí, je potřeba brát v úvahu celý koncový zesilovač. Nejvíce nás bude zajímat vliv nastavení presence na kmitočtovou charakteristiku zesilovače. Simulací dostaneme průběhy na obr. 1.30. Simulované průběhy bohužel dost závisejí na parametrech výstupního transformátoru, proto by bylo nejlepší tyto průběhy změřit na skutečném zesilovači.

Vliv „presence“ lze simulovat nejlépe pomocí filtru typu preak [10], který je zařazen na vstup modelu koncového zesilovače. Z obr. 1.30 je však patrné, že se v závislosti na hodnotě „presence“ bude měnit nejen zesílení filtru, ale i mezní kmitočet a jakost. Průběhy těchto parametrů jsou na obr. 1.31 a aproximované průběhy kmitočtové charakteristiky na obr. 1.30. Aproximace není u kmitočtů nad 10 kHz přesná, originální kmitočtové charakteristiky mají menší moduly, ale to je způsobeno Millerovou kapacitou, viz kapitola 1.2.4. Tento nedostatek lze odstranit zařazením dolní propusti, ta je však už součástí modelu elektronky.



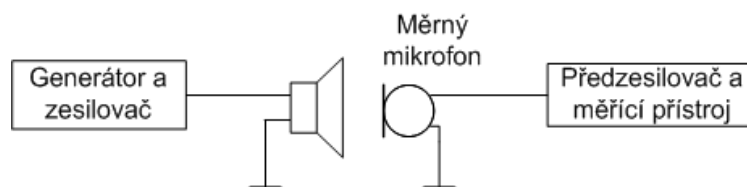
Obr. 1.30: Aproximace kmitočtové charakteristiky zesilovače při různém nastavení korektoru „presence“.



Obr. 1.31: Průběhy parametrů filtru typu peak při různém nastavení korektoru „presence“.

1.5 Model reproduktorové skříně

Kytarové reproduktorové skříně se velmi liší od klasických hi-fi reproduktorových soustav. Používá se speciální typ reproduktorů, které mají velmi specifický tvar kmitočtové charakteristiky. Tímto se výrazně podílejí na barvě výsledného zvuku, přenášejí především pásmo do 5 maximálně 10 kHz. Vyrábí se několik typů reproduktorů („modern“, „vintage“), také několik typu skříní (uzavřená, otevřená, polootevřená). V základě existují dva modely. Pokud je zesilovač společně s reproduktorem v jedné skříní, označují se jako „kombo“, druhou možností je pak samostatný zesilovač („hlava“) a reprobox. Komba bývají většinou menší, nemívají uzavřenou skřín, proto také mívají menší výkon na nízkých kmitočtech. U simulace reproduktorové skříně je nejzajímavější simulace její kmitočtové charakteristiky. Nejjednodušší způsob (a zároveň poměrně dost přesný) simulace je její změření a následná simulace kaskádou dílčích filtrů různého typu. Při měření kmitočtové charakteristiky reproduktoru je nutné eliminovat odrazy zvukových vln od okolí, proto se tato měření provádí v tzv. bezodrazových místnostech. Blokové schéma měření reproduktoru je na obr. 1.32. Skládá se z generátoru harmonického signálu a zesilovače s konstantní modulovou kmitočtovou charakteristikou. K zesilovači je pak připojen měřený reproduktor, ten je snímán pomocí speciálního měrného kalibrovaného mikrofonu. Signál z mikrofonu je pak zesílen a přiveden k měřicímu přístroji. Měření probíhá postupnou změnou kmitočtu a odečítáním hodnoty akustického tlaku, který reproduktor vyvolá. V tomto případě není ani měření potřeba vztahovat k nějaké referenční hodnotě, zajímá nás pouze tvar kmitočtové charakteristiky a ne skutečný akustický tlak. Při měření (pak platí i při snímání kytary z reproboxu mikrofonom) velmi záleží na pozici mikrofonu vůči reproduktoru. Jinou kmitočtovou charakteristiku dostaneme měřením na ose mikrofonu a jinou mimo osu mikrofonu. To je dáno směrovými charakteristikami reproduktoru. Také jinou kmitočtovou charakteristiku dostaneme měřením těsně u membrány reproduktoru a měřením z dálky, kdy se uplatňuje vliv všech reproduktorů ve reproduktorové skříní a také se uplatňuje vliv rozložení akustického pole [16].



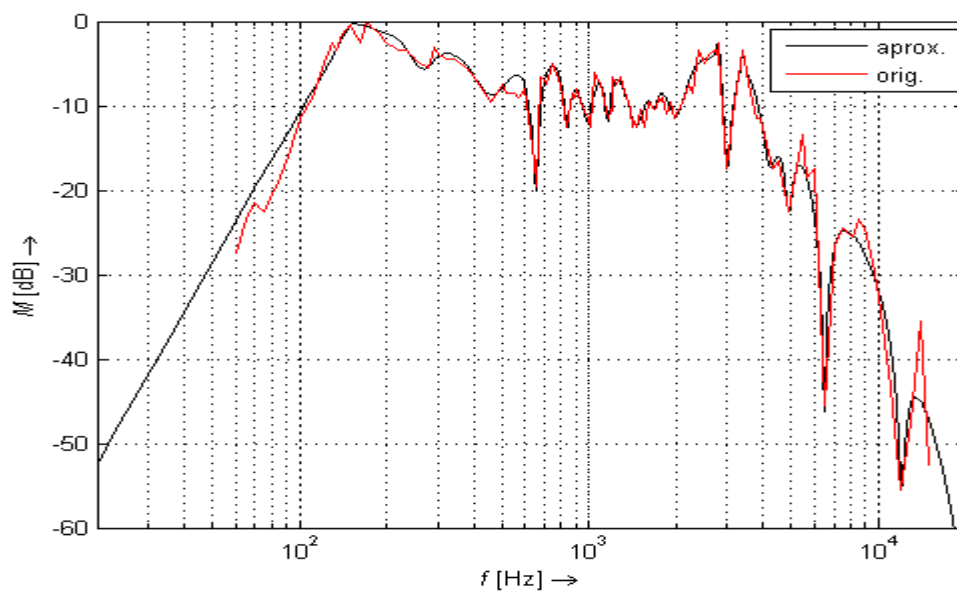
Obr. 1.32: Blokové schéma zapojení měření kmitočtové charakteristiky reproduktorové skříně.

Naměřenou kmitočtovou charakteristiku je pak třeba simulovat vhodným číselným filtrem. V podstatě existují dvě formy realizace

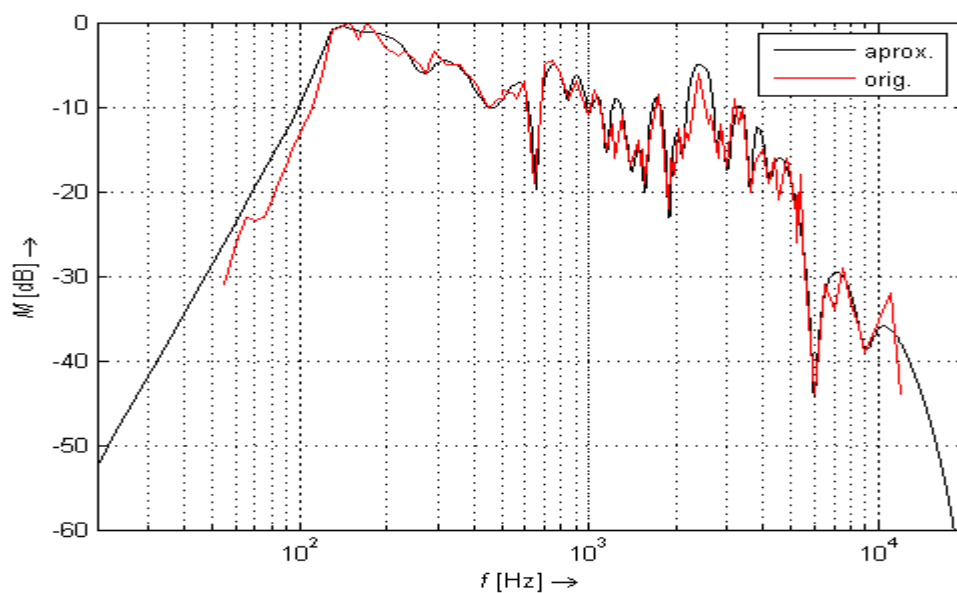
- zpracování v časové oblasti,
- zpracování v kmitočtové oblasti.

Zpracování v kmitočtové oblasti umožňuje velmi přesnou simulaci kmitočtové charakteristiky při relativně malém výpočetním výkonu. Základem této techniky je rychlá konvoluce realizovaná pomocí algoritmu rychlé Fourierovy transformace FFT [17]. Pro velkou přesnost je potřeba velká délka vstupního signálu pro výpočet FFT. Tím ale vzniká problém u zpracování v reálném čase, kde kvůli velké délce vyrovnávacích pamětí FFT vzniká poměrně velké dopravní zpoždění [2]. Zpoždění totiž nesmí přesáhnout reakční dobu hráče. Pokud zajistíme rychlou odezvu, musíme použít krátké posloupnosti pro výpočet FFT, a tím ztrácíme kmitočtové rozlišení, jedná se zde o tzv. princip neurčitosti [17].

Zpracování v časové oblasti má tu výhodu, že má u většiny algoritmů velmi malé dopravní zpoždění, ale s rostoucí přesností simulace narůstá velmi rychle výpočetní náročnost algoritmu. Proto je vhodné využívat filtry s nekonečnou impulzní odezvou IIR, které dovolují použít mnohem menší řád než v případě filtru s konečnou impulzní odezvou FIR [17]. Přesto, že realizace v časové oblasti z důvodu výpočetní náročnosti není tak přesná, je pro real-time zpracování zvuku kytary vhodnější. Pro simulaci naměřené kmitočtové charakteristiky je vhodné použít parametrických filtrů typu peak, low-shelving, high-shelving, dolní a horní propusti [10] zařazených za sebe do kaskády. Konkrétně bylo pro simulaci využito celkem dvacet filtrů IIR druhého řádu. Na obr. 1.33 je zobrazena naměřená a aproximovaná modulová kmitočtová charakteristika reproduktorové skříně Marshall 1960 měřená na ose reproduktoru, na obr. 1.34 je pak měřena mimo osu reproduktoru.



Obr. 1.33: Modulová kmitočtová charakteristika reproduktorové skříně Marshall 1960 měřená na ose reproduktoru.



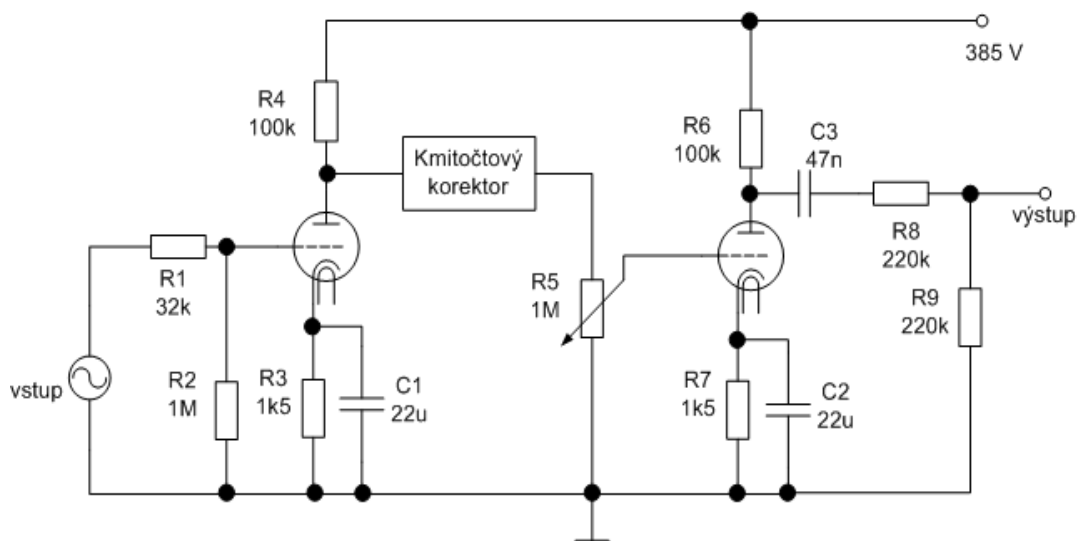
Obr. 1.34: Modulová kmitočtová charakteristika reproduktorové skříně Marshall 1960 měřená mimo osu reproduktoru.

2 KONKRÉTNÍ MODELY

V této kapitole budou nasimulovány konkrétní modely kytarových zesilovačů. Bude využito poznatků uvedených v kapitole 1. Celý zesilovač bude opět rozdělen na jednotlivé bloky jako v předchozí kapitole.

2.1 Fender Super Reverb 65

Jedná se o klasický americký zesilovač, ideální pro čisté kytarové zvuky, při vyšší hlasitosti produkuje lehké zkreslení. V předzesilovači má zapojené dvě elektronky ECC83, kmitočtový korektor a ovládání hlasitosti je zapojeno mezi nimi. Za předzesilovačem následuje dělič napětí 1:2 a za ním pak koncový zesilovač zapojený přesně podle kapitoly 1.4. Jako koncové elektronky jsou použity pentody 6L6. Schéma předzesilovače je uvedeno na obr. 2.1. Je vidět, že obě elektronky jsou zapojeny stejně, proto stačí udělat simulaci pouze jedné elektronky. Simulace kmitočtového korektoru je uvedena v kapitole 1.3. Potenciometr lze simulovat pouhým násobením konstantou v rozsahu 0 až 1.



Obr. 2.1: Schéma předzesilovače Fender Super Reverb.

Podle (1.23) vypočítáme body převodní charakteristiky, které následně aproximujeme podle kapitoly 1.2.5. Výsledná předvodní charakteristika je zobrazena na obr. 2.2. Dále je nutné podle (1.18) a (1.20) vypočítat útlum G_{SV} a mezní kmitočet f_{mSV} filtru typu low-shelving. Podle (1.24) určíme Millerovu kapacitu a pak podle (1.19) ještě vypočítáme mezní kmitočet dolní propusti f_{mDP} simulující Millerův jev. Vypočtené hodnoty jsou uvedeny v tab. 2.1. Mezní kmitočet pro Millerův

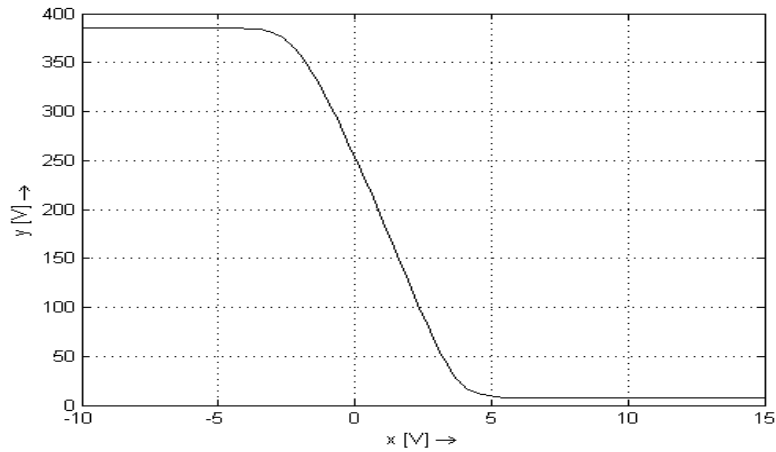
jev tentokrát vyšel poměrně vysoký, proto jeho simulace odpadá. Ještě je potřeba do simulace zahrnout výstupní filtr předzesilovače tvořený rezistory R_8 , R_9 a kapacitorem C_3 . Jeho analogový přenos je dán funkcí

$$H(p) = \frac{pR_9C_3}{1 + pC_3(R_8 + R_9 + R_z)}, \quad (2.1)$$

kde R_z je paralelní kombinace vnitřního odporu elektronky R_i a anodového rezistoru R_6 . Tuto přenosovou funkci pak lze pomocí (1.38) převést do číslicové oblasti.

Tab. 2.1: Vypočtené hodnoty simulace předzesilovače Fender Super Reverb.

U_p [V]	I_a [mA]	R_i [k Ω]	G_{SV} [dB]	f_{mSV} [Hz]	f_{mDP} [kHz]	A [-]
-1,97	1,31	50,40	-5,97	9,65	38,26	65,83



Obr. 2.2: Převodní charakteristika elektronkového stupně předzesilovače Fender posunutá do pracovního bodu.

Fázový invertor je zapojen podle obr. 1.22 a konkrétní obvodové hodnoty jsou uvedeny v tab. 2.2. Převodní charakteristiku vypočítáme pouze pro elektronku V_1 podle (1.50) a druhý signál vytvoříme pouhým otočením fáze. Dále je potřeba brát v úvahu kmitočtové vlastnosti invertoru, a to především vliv vstupního oddělovacího kapacitoru C_1 a sériové kombinace rezistorů R_{g1} , R_{g1} , které tvoří horní propust. Její mezní kmitočet lze vypočítat podle (1.19) a je také uveden v tab. 2.2.

Hodnoty obvodových prvků pro dvojčinný koncový stupeň jsou uvedeny v tab. 2.3. Mezi koncovými elektronkami a invertorem je také zapojen oddělovací kapacitor C_1 . Společně s rezistorem R_B zajišťuje předpětí koncových elektronek (viz obr. 2.3) a tvoří další horní propust. Její mezní kmitočet je opět uveden v tab. 2.3. Na obr.

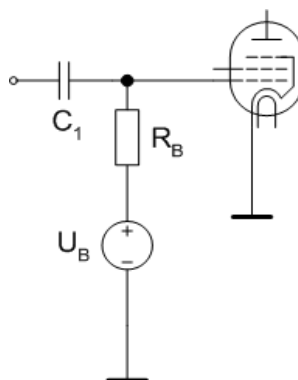
2.4 je pak zobrazena převodní charakteristika koncového dvojčinného stupně. Pro simulaci výstupního transformátoru je použita aproximace z obr. 1.29. Poslední částí simulace je pak záporná zpětná vazba, v tomto případě není ani nastavitelná, ani kmitočtově závislá. Vliv zpětné vazby je opět vhodné nasimulovat v simulačním prostředí, viz obr. 2.5. Je vidět, že se zesílení zmenšilo přibližně o 3,7 dB, o tuto hodnotu tedy signál před invertorem zeslabíme. Kompletní simulační řetězec je pak uveden v příloze A.1.

Tab. 2.2: Parametry invertoru Fender Super Reverb.

U_N [V]	R_{a1} [k Ω]	R_{a2} [k Ω]	R_k [Ω]	R_{k2} [k Ω]	$R_{g1,2}$ [M Ω]	C_1 [nF]	f_m [Hz]
420	82	100	470	22	1	1	80

Tab. 2.3: Parametry koncového zesilovače Fender Super Reverb.

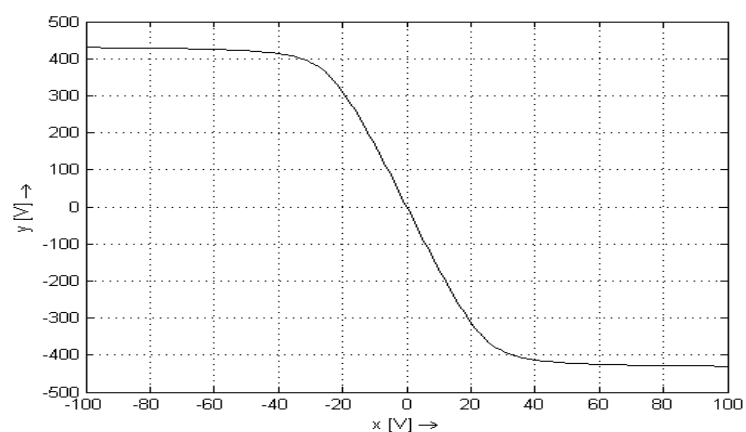
U_N [V]	U_{N2} [V]	U_B [V]	R_{aa} [k Ω]	R_s [Ω]	R_B [k Ω]	C_1 [nF]	f_m [Hz]
435	433	-32	5600	470	220	100	7,2



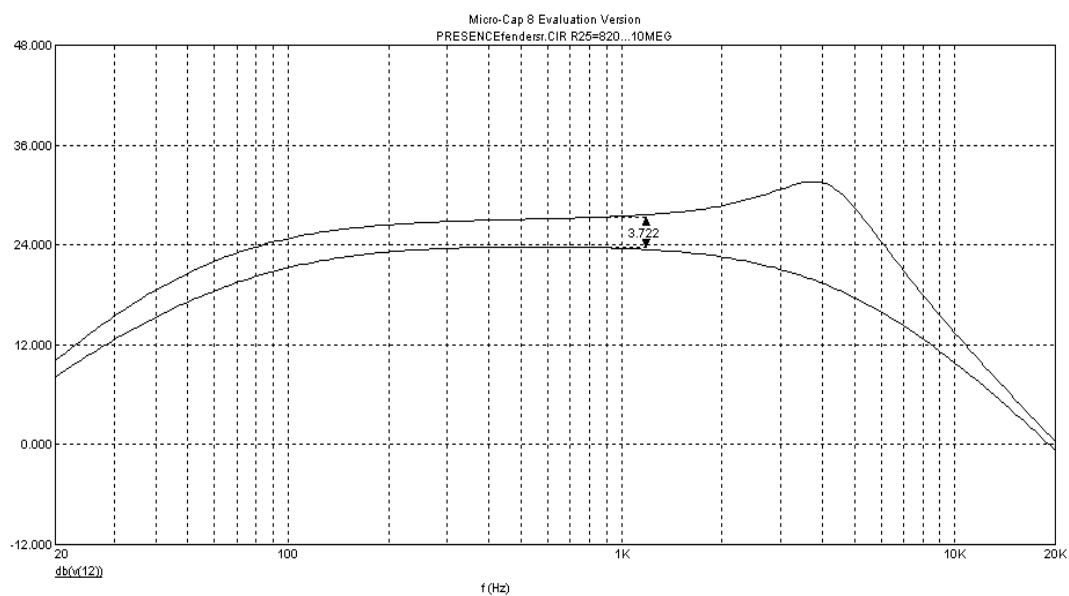
Obr. 2.3: Zapojení obvodu předpětí koncové pentody.

2.2 Marshall JCM 800 model 2203

Jedná se o klasický britský zesilovač z poloviny 80. let. Je typický výrazným crunchovým zvukem, a to převážně v oblasti středových kmitočtů. S oblibou ho používají hráči především hard rocku a heavy metalu. Předzesilovač obsahuje čtyři elektronky ECC83 a koncový zesilovač je osazen pentodami EL34. Schéma předzesilovače je uvedeno na obr 2.6. Vypočítané hodnoty jsou uvedeny v tab. 2.4.



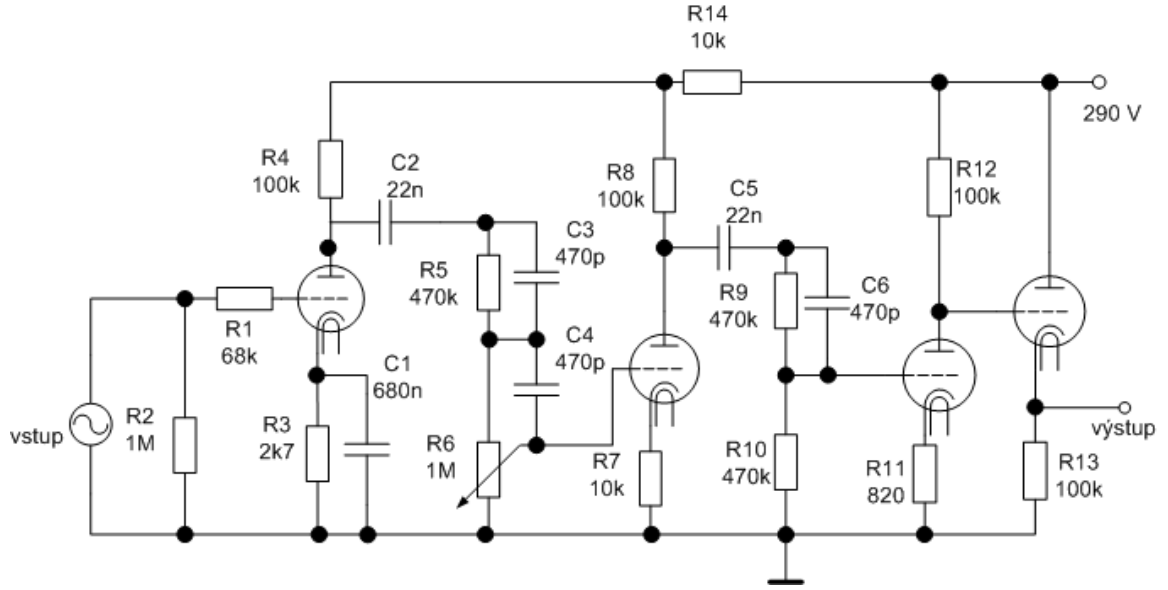
Obr. 2.4: Převodní charakteristika koncového zesilovače Fender.



Obr. 2.5: Vliv zpětné vazby na zesílení koncového zesilovače Fender. Výstup z programu Microcap.

Tab. 2.4: Vypočtené hodnoty simulace předzesilovače Marshall JCM 800.

Stupeň	U_p [V]	I_a [mA]	R_i [k Ω]	G_{SV} [dB]	f_{mSV} [Hz]	f_{mDP} [kHz]	A [-]
1	-1,91	0,71	72,60	-8,07	223,76	20,18	57,94
2	-2,77	0,28	120,10	-	-	14,16	8,13
3	-1,15	1,29	62,00	-	-	8,36	35,10



Obr. 2.6: Schéma předzesilovače Marshall JCM 800.

Za první elektronkou je zapojen oddělovací stupeň, jehož součástí je i potenciometr označovaný „gain“. Celý oddělovací stupeň lze popsat přenosovou funkcí

$$H_1(p) = \frac{a_1 p + a_2 p^2 + a_3 p^3}{1 + b_1 p + b_2 p^2 + b_3 p^3}, \quad (2.2)$$

kde

$$a_1 = R_{6B} C_2,$$

$$a_2 = C_2 R_{6B} (C_4 R_{6A} + C_3 R_5),$$

$$a_3 = C_2 C_3 C_4 R_5 R_{6A} R_{6B},$$

$$b_1 = C_2 (R_z + R_6 + R_5) + C_3 R_5 + C_4 R_{6A},$$

$$b_2 = C_2 C_3 R_5 R_6 + C_2 C_4 (R_z R_{6A} + R_5 R_{6A} + R_{6A} R_{6B}) + C_3 R_5 (C_2 R_z + C_4 R_{6A}),$$

$$b_3 = C_2 C_3 C_4 R_5 R_{6A} (R_{6B} + R_z)$$

a R_z je paralelní kombinace vnitřního odporu elektronky R_i a anodového rezistoru R_4 . Potenciometr R_6 má logaritmický průběh a jeho dílčí odpory lze určit podle (1.35) a (1.36). Tuto přenosovou funkci pak lze pomocí (1.38) převést do číslíkové oblasti. Výsledné koeficienty filtru je pak nutné přepočítat při každé změně parametru „gain“.

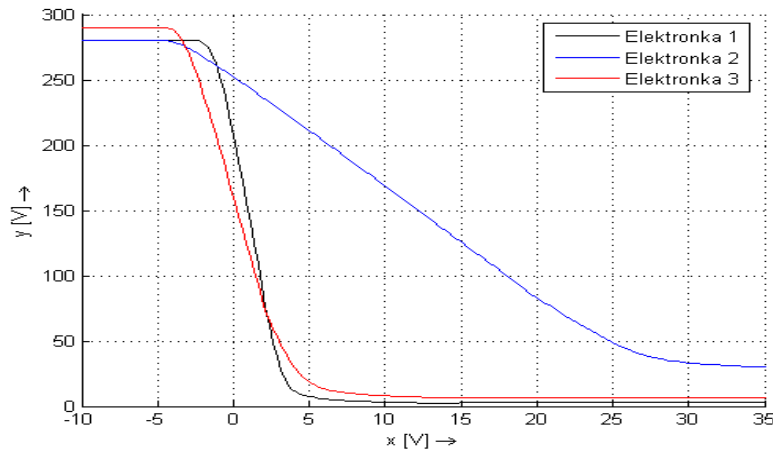
Za druhou elektronkou následuje další oddělovací stupeň, který také plní roli napěťového děliče. Jeho přenos je dán funkcí

$$H_2(p) = \frac{pC_5R_{10} + p^2C_5C_6R_9R_{10}}{1 + p(C_5(R_z + R_9 + R_{10}) + R_9C_6) + p^2(C_5C_6R_9(R_z + R_{10}))}. \quad (2.3)$$

Za třetí elektronkou je zapojen tzv. katodový sledovač [4]. Jeho hlavní úlohou je impedanční oddělení od následujícího obvodu a v ideálním případě by měl mít jednotkový napěťový přenos. Ten je ale vlivem relativně malého zesilovacího činitele μ roven [4]

$$A = \frac{\mu R_k}{R_i + (\mu + 1)R_k}. \quad (2.4)$$

Díky velkému katodovému rezistoru je však napěťové zesílení $A = 0,98$, proto nemusíme napěťový přenos uvažovat. Za katodovým sledovačem následuje kmitočtový korektor zapojený podle kapitoly 1.3.



Obr. 2.7: Převodní charakteristiky elektronkového stupně předzesilovače Marshall posunuté do pracovního bodu.

Fázový invertor je stejný jako u zesilovače Fender Super Reverb, pouze se liší některé obvodové hodnoty, viz tab. 2.5. V tabulce je také uveden mezní kmitočet horní propusti tvořené vstupním oddělovacím kapacitorem.

Koncový zesilovač je osazen čtyřmi elektronkami EL34, původní dvojice elektronek je doplněna paralelně další dvojicí elektronek, které pracují ve stejných podmínkách jako původní. Simulace proto může být provedena pouze se dvěma. Parametry koncového stupně jsou uvedeny v tab. 2.6. Výsledná převodní charakteristika je zobrazena na obr. 2.8. Zesilovač má tentokrát nastavitelnou zpětnou vazbu pomocí potenciometru označovaného „presence“. Vliv této zpětné vazby je zobrazen na obr.

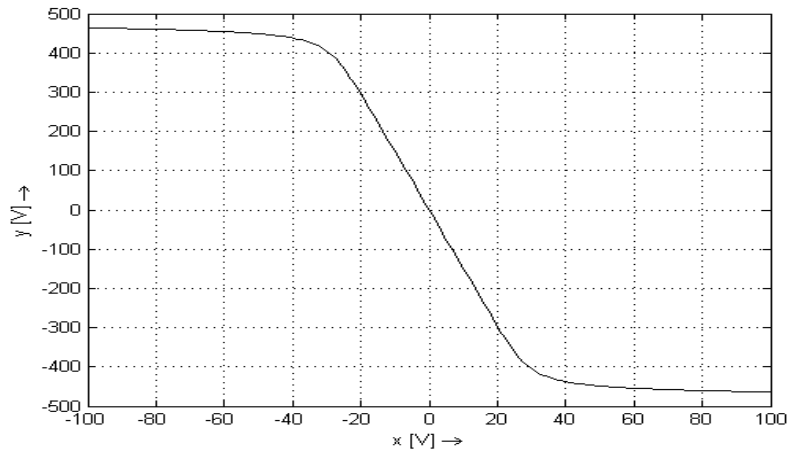
1.30. Bude tedy simulován pomocí kmitočtového filtru typu peak, jehož parametry se budou měnit v závislosti nastavení parametru „presence“ podle obr. 1.31. Jak už bylo řečeno v kapitole 1.4.5, je tato simulace velmi přibližná a pro věrnou simulaci je potřeba proměřit skutečný zesilovač. Kompletní simulační řetězec je uveden v příloze A.2.

Tab. 2.5: Parametry invertoru Marshall JCM 800.

U_N [V]	R_{a1} [k Ω]	R_{a2} [k Ω]	R_k [Ω]	R_{k2} [k Ω]	$R_{g1,2}$ [M Ω]	C_1 [nF]	f_m [Hz]
330	82	100	470	10	1	22	3,6

Tab. 2.6: Parametry koncového zesilovače Marshall JCM 800.

U_N [V]	U_{N2} [V]	U_B [V]	R_{aa} [k Ω]	R_s [Ω]	R_B [k Ω]	C_1 [nF]	f_m [Hz]
470	468	-42	5400	1500	220	22	32,88



Obr. 2.8: Převodní charakteristika koncového zesilovače Marshall.

3 ZPRACOVÁNÍ SIGNÁLŮ V REÁLNÉM ČASE

V této kapitole bude popsán základní princip zpracování signálů v reálném čase, především požadavky na cílový systém. Dále pak bude popsán systém VST (Virtual Studio Technology) firmy Steinberg.

3.1 Princip zpracování signálů v reálném čase

Zpracování signálů v reálném čase je takové zpracování signálů, kdy probíhá záznam, zpracování zaznamenaného signálu a jeho přehrávání současně. Nutno říct, že tyto operace nikdy neprobíhají současně, ale mezi záznamem a přehráváním existuje vždy určité zpoždění. Toto zpoždění se označuje jako dopravní zpoždění, častěji jej však lze nalézt pod pojmem latence. Velikost dopravního zpoždění při zpracování signálů je závislá na několika faktorech, kterými jsou především

- použitý typ algoritmu pro dané zpracování signálů,
- vlastnosti cílového systému, na němž zpracování probíhá.

3.1.1 Typy algoritmů zpracování signálů

Použitý typ algoritmu přímo souvisí s charakterem zpracovávané problematiky. Existují tři základní typy algoritmů zpracování signálů

- algoritmy pracující v časové rovině,
- algoritmy pracující v kmitočtové rovině,
- algoritmy pracující v časově-kmitočtové rovině.

Zpracování signálů v časové rovině znamená, že pro implementaci algoritmu nejsou potřeba žádné vyrovnávací paměti. Princip zpracování spočívá v načtení vstupního vzorku signálu, jeho zpracování a odeslání. Po jeho odeslání dochází k načtení následujícího vzorku atd. Tento typ zpracování tedy teoreticky nepřináší žádné dopravní zpoždění, prakticky je určeno dobou zpracování vzorku. Tento typ zpracování je také nejjednodušší na implementaci. Mezi typické použití patří např. kmitočtová filtrace signálu, úprava amplitudy signálu, různé omezovače a zkreslovače signálů a mnoho dalších. Pro některé úlohy však tímto typem zpracování velmi rychle narůstá výpočetní náročnost algoritmů, např. konvoluce, kde výpočetní náročnost roste kvadraticky s její délkou.

Zpracování signálů v kmitočtové rovině je podmíněno existencí vyrovnávacích pamětí. Základem těchto algoritmů bývá převod z časové do kmitočtové roviny, to

se děje pomocí rychlé Fourierovy transformace. Pro zajištění dostatečné kmitočtové rozlišitelnosti musí být velikost vyrovnávací paměti dostatečně velká (obsahuje dostatečný počet vzorků pro výpočet FFT). Velikost dopravního zpoždění jak pak odvozena od velikosti vyrovnávací paměti. Zpoždění se skládá z doby naplnění celé vyrovnávací paměti a pak z vlastního zpracování signálu. Dopravní zpoždění t_l bude tedy

$$t_l = NT_{vz} + t_z, \quad (3.1)$$

kde N je délka vyrovnávací paměti, T_{vz} je vzorkovací perioda a t_z je doba zpracování signálu ve vyrovnávací paměti. Právě doba tohoto zpoždění je zásadní pro zpracování signálu kytary v reálném čase, je totiž potřeba zajistit okamžitou odezvu na vstupní signál. V [2] je uvedena maximální doba, kdy ještě není zpoždění pozorováno, a to 12 ms. Pro vzorkovací kmitočet 48 kHz a nulové zpoždění způsobené výpočtem je maximální velikost vyrovnávací paměti 576 vzorků. Během této doby je tedy možné realizovat FFT o 512 vzorcích, což odpovídá kmitočtovému rozlišení 93,8 Hz. Pro dostatečné kmitočtové rozlišení by byly vhodnější délky alespoň 1024 nebo 2048 vzorků, kdy je kmitočtové rozlišení 46,9 respektive 23,4 Hz. Z tohoto důvodu není tento typ zpracování příliš vhodný.

Zpracování signálů v časově-kmitočtové rovině je kombinací obou předchozích typů, pro určení dopravního zpoždění je zde důležitá opět existence vyrovnávacích pamětí.

3.1.2 Typy systémů

Systémy lze z hlediska zpracovávání vzorků signálů rozdělit na

- systémy se zpracováním vzorek po vzorku,
- systémy se zpracováním po skupině vzorků.

Systémy se zpracováním vzorek po vzorku umožňují dosáhnout téměř nulového dopravního zpoždění. S každým novým vzorkem je volán proces zpracování signálu. Jedná se většinou o specializované systémy založené na signálových procesorech, které plní jednu funkci.

Systémy se zpracováním po skupině vzorků jsou typické multitasking systémy. Cílový systém vykonává více úloh, a proto nemůže volat proces zpracování signálu pro každý nový vzorek. Namísto toho jsou vzorky signálu ukládány do vyrovnávací paměti (bez účasti jádra systému) a po naplnění vyrovnávací paměti je jádro systému informováno a může předat vzorky z vyrovnávací paměti procesu zpracování signálu. K převzetí vzorků z vyrovnávací paměti však nemusí dojít okamžitě a navíc může

trvat nějakou dobu, proto jsou tyto systémy postavené na principu tzv. double-bufferingu [2]. Obsahují tedy ještě druhou vyrovnávací paměť, do které jsou ukládány vzorky, zatímco první vyrovnávací paměť čeká na zpracování. Po naplnění druhé vyrovnávací paměti se opět přepne na první vyrovnávací paměť. Pro zpracování v reálném čase je tedy nutné vzorky z jedné vyrovnávací paměti zpracovat během doby naplnění druhé vyrovnávací paměti. Dopravní zpoždění u těchto systémů je tedy nejméně [2]

$$t_l = 2NT_{vz}, \quad (3.2)$$

kde N je délka vyrovnávací paměti, T_{vz} je vzorkovací perioda. Typickým příkladem těchto systémů je i osobní počítač. Tyto systémy jsou z hlediska přehrávání signálů většinou konstruovány jako systémy synchronní, kdy systém začíná přehrávat výstupní vyrovnávací paměť zároveň s načítáním do vstupní vyrovnávací paměti.

3.2 Systém Virtual Studio Technology

Systém Virtual Studio Technology [18] je systém pro zpracování zvukových signálů na osobním počítači. Skládá se jednak z hostitelské aplikace a dále pak z VST plug-in modulů. Z pohledu hostitelské aplikace je vlastní plug-in modul černá skříňka, se kterou komunikuje řízením parametrů a které předává prostřednictvím VST rozhraní data určená ke zpracování. VST plug-in modul v podstatě zapouzdřuje kompletní proces zpracování signálů. Od hostitelské aplikace dostává již připravená zvuková data, je tedy odstíněna od procesu řízení a získávání datových zvukových toků. Samotná zvuková data jsou v plovoucí řádové čarce v rozsahu ± 1 . Systém VST 2.4 podporuje celkem až 8 zvukových kanálů, počet vstupů a výstupů se může ale lišit. Přes VST rozhraní jsou dále přenášeny parametry, různé události a MIDI (Musical Instruments Digital Interface) data. Systém VST také umožňuje vytvořit vlastní grafické uživatelské rozhraní, které je odděleno od vlastního zpracování signálů a komunikuje s ním za pomoci rozhraní VST. To umožňuje řízení efektu i při absenci vlastního uživatelského rozhraní, kdy řízení obstarává hostitelská aplikace pomocí univerzálního uživatelského rozhraní. Detaily viz [18].

Pro zpracování signálů v reálném čase je potřeba zajistit i odpovídající správu vstupně-výstupních audio toků. Za tímto účelem vyvinula firma Steinberg systém ASIO (Audio Streaming Input-Output) [19], který je přímo navržen pro práci v reálném čase, v podstatě je to nový ovladač zvukového hardwaru, pracuje na principu double-bufferingu, umožňuje také nastavit uživateli velikost vyrovnávacích pamětí.

4 IMPLEMENTACE ALGORITMŮ

V této kapitole bude nejprve popsána implementace VST plug-in modulu a dále pak implementace algoritmů pro simulaci kytarových zesilovačů, které vychází z poznatků předchozích kapitol. Zesilovač zde bude rozdělen na několik samostatných efektů, které jsou implemetovány jako VST plug-in modul běžící na osobním počítači s operačním systémem Windows. Umožní to tak větší variabilitu výsledných zvukových možností. Všechny uvedené efekty vznikly ve spolupráci s firmou Audifex.

4.1 Implementace VST plug-in modulu

Samotná implementace plug-in modulu je závislá na cílové platformě. Pro operační systém Windows je plug-in modul dynamicky sestavovanou knihovnou DLL (Dynamic Link Library). Dynamicky sestavovaná knihovna obsahuje dva typy funkcí, vnitřní a exportované. Právě prostřednictvím exportovaných funkcí je možné s knihovnou komunikovat. Knihovna plug-in modulu technologie VST musí obsahovat svou hlavní funkci `DllMain`, která je volána při načtení knihovny a pak exportovanou hlavní funkci `VSTPluginMain`, která je volána hostitelskou aplikací. Uvnitř této funkce je pak vytvořen objekt vlastního zvukového efektu voláním jeho konstruktoru. To je vidět v následujícím kódu.

```
AEffect *VSTPluginMain (audioMasterCallback audioMaster)
{
    // Get VST Version
    if (!audioMaster (0, audioMasterVersion, 0, 0, 0, 0))
        return 0; // old version

    effect = new MyAudioEffect(audioMaster);
    if (!effect)
        return 0;

    return effect->getAeffect ();
}
```

Vzniklý objekt `effect` je instancí třídy `MyAudioEffect`. Tato třída vznikne děděním z třídy `AudioEffectX`, která je již obsažena ve vývojové sadě technologie VST. Konstruktore `MyAudioEffect` obsahuje nastavení jednotlivých vlastností efektu pro komunikace s hostitelskou aplikací, především je to nastavení počtu vstupů a výstupů,

identifikátor plug-in modulu a další. V konstruktoru je také vhodné inicializovat veškeré proměnné vlastního algoritmu.

```
MyAudioEffect::MyAudioEffect(audioMasterCallback audioMaster)
: AudioEffectX(audioMaster, kNumPrograms, kNumParams)
{
    setNumInputs(kNumInputs);
    setNumOutputs(kNumOutputs);
    setUniqueID(PLUG_ID);
    canProcessReplacing();
    memset(fPar, 0, sizeof(float) * kNumParams);
    programs = new PluginProgram[kNumPrograms];
    PrepareDefaultPrograms();
    setProgram(0);
    Init();
}
```

Třidu `MyAudioEffect` je potřeba ještě doplnit o metody pro řízení parametrů a programů efektu a samozřejmě implementovat metody pro samotné zpracování signálu.

Tab. 4.1: Funkce pro řízení parametrů a programů.

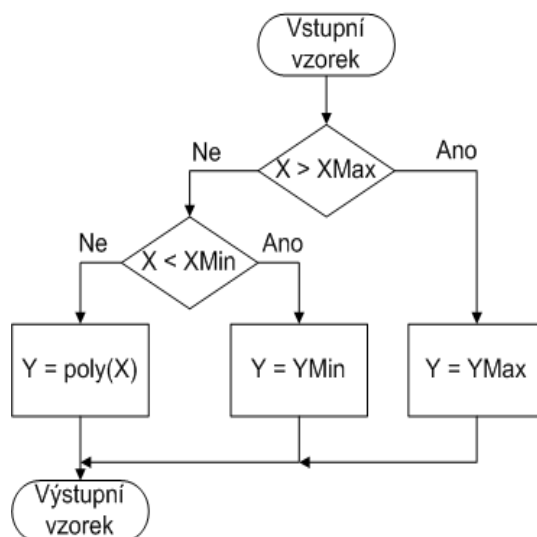
<code>void setProgramName (char *name)</code>
<code>void getProgramName (char *name)</code>
<code>void setProgram (VstInt32 program)</code>
<code>void setParameter (VstInt32 index, float value)</code>
<code>float getParameter (VstInt32 index)</code>
<code>void getParameterLabel (VstInt32 index, char *label)</code>
<code>void getParameterDisplay (VstInt32 index, char *text)</code>
<code>void getParameterName (VstInt32 index, char *text)</code>

Tab. 4.2: Funkce pro zpracování signálu.

<code>void process(float **inputs, float **outputs, VstInt32 sampleFrames)</code>
<code>processReplacing(float **inputs, float **outputs, VstInt32 sampleFrames)</code>

4.2 Efekt Clean Preamp

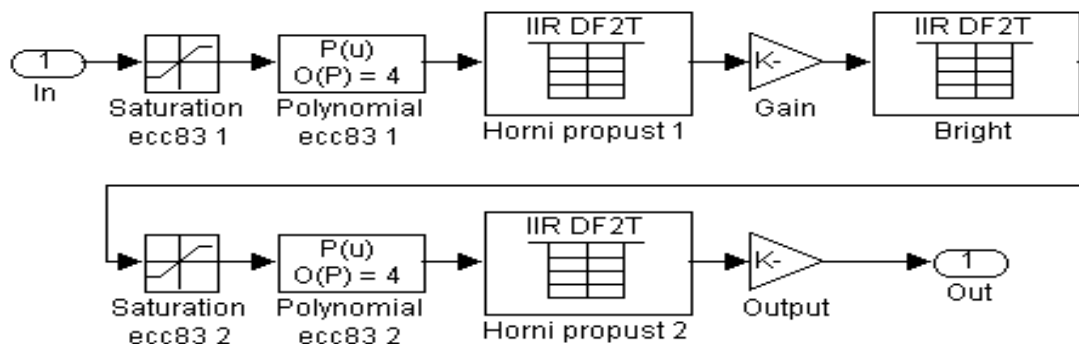
Tento efekt vychází z předzesilovače zesilovače Fender Super Reverb popsaného v kapitole 2.1. Není však upně jeho simulací. Hlavní změnou oproti schématu je vyřazení bloku kmitočtového korektoru. Ten pak bude samostatným efektem. Základem efektu jsou dvě nelineární převodní charakteristiky z obr. 2.1. Pokud bude použita přímo převodní charakteristika z obrázku, výstupní signál bude obsahovat značně velkou stejnosměrnou složku odpovídající anodovému napětí v daném pracovním bodě. Pro potlačení stejnosměrné složky by pak byl potřeba filtr typu horní propust poměrně vysokého řádu. Je proto vhodné posunout převodní charakteristiku tak, aby byl nastavený pracovní bod v počátku souřadnic. Nulovému vstupnímu napětí pak bude odpovídat nulové napětí na výstupu. Tyto nové převodní charakteristiky jsou pak aproximovány polynomem čtvrtého řádu a dvěma konstantními úseky. Převodní charakteristika je implementována podle diagramu na obr. 4.1. Za



Obr. 4.1: Vývojový diagram procesu saturace.

první převodní charakteristikou následuje filtr typu horní propust, jehož úkolem je odfiltrovat stejnosměrnou složku, která vzniká při nesymetrickém ořezání signálu. Filtr je druhého řádu a je implementován v první kanonické formě [12]. Mezní kmitočet filtru byl stanoven empiricky na základě poslechových zkoušek. Hodnota je uvedena v tab. 4.3. Za filtrem následuje řízení zisku parametrem „Gain“. Spočívá v násobení konstantou v rozmezí -26 až 34 dB. Některé zesilovače tohoto typu mají přemostěný potenciometr „Gain“ kapacitorem. Důsledkem toho je zvýraznění vyšších kmitočtů. Tento jev je simulovaný zařazením filtru typu high-shelving. Jeho zisk je řízen parametrem „Bright“. Dále pak následuje druhá převodní charakteris-

tika a za ní ještě jeden filtr typu horní propust pro potlačení stejnosměrné složky ve výstupním signále. Celé blokové schéma je zobrazeno na obr. 4.2. Všechny parametry efektu jsou uvedeny v tab. 4.3.



Obr. 4.2: Blokové schéma efektu Clean Preamp.

Tab. 4.3: Parametry efektu Clean Preamp.

Blok	Parametr	Hodnota
Horní propust 1	f_m	40 [Hz]
Gain	G	−24 až 36 [dB]
Bright	f_m	2000 [Hz]
	G	0 až 15 [dB]
Horní propust 2	f_m	30 [Hz]
Output	G	−40 až 20 [dB]

4.3 Efekt Crunch Preamp

Efekt Crunch Preamp (viz obr. 4.3) vychází z předzesilovače Marshall JCM 800 2203, který byl popsán v kapitole 2.2. Jeho blokové schéma je zobrazeno na obr. 4.4. Základem jsou tři funkční měniče, které aproximují převodní charakteristiky z obr. 2.2. Tyto charakteristiky je opět vhodné stejnosměrně posunout do počátku souřadnic tak, aby došlo k redukci stejnosměrné složky způsobené nastaveným pracovním bodem. Převodní charakteristiky jsou pak normalizovány do rozsahu ± 1 a po částech aproximovány polynomem čtvrtého řádu a dvěma konstatními úseky. Oproti blokovému schématu uvedenému v příloze A.2 zde došlo k několika změnám. Došlo k nahrazení filtru typu low-shelving a dolních propustí simulujících Millerův jev



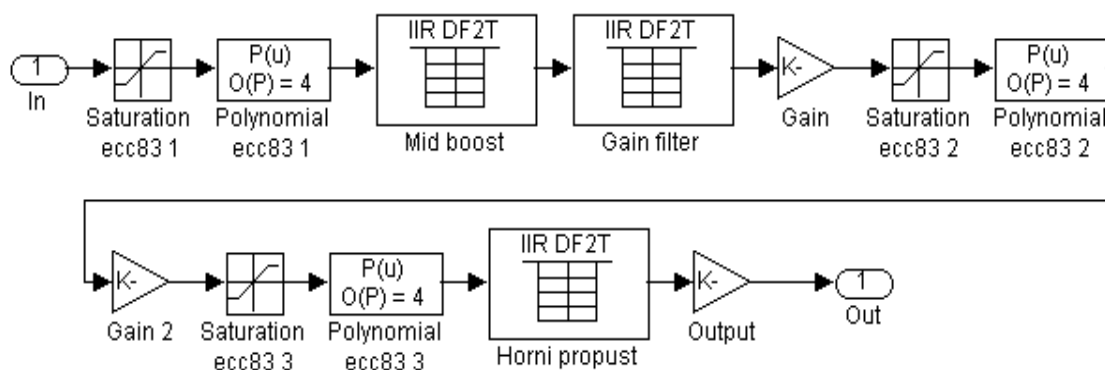
Obr. 4.3: GUI efektů Clean Preamp, Crunch Preamp a Tone Control.

(pomocí zpětných vazeb) jedním filtrem typu peak. Ve výsledku tedy nejsou potlačovány nízké a vysoké kmitočty, ale dochází ke zvýraznění středních kmitočtů. Tyto kmitočty jsou pro crunchový zvuk typické. Pro větší variabilitu zvukových možností je uživateli umožněno řízení zvýraznění středních kmitočtů pomocí zesílení filtru typu peak. Za tímto filtrem následuje druhý filtr s kmitočtovou charakteristikou navrženou bilineární transformací z přenosové funkce (2.2) při maximálním nastavení potenciometru označovaného „Gain“. Samotné řízení zisku pak bude probíhat násobením konstantou. Sice tím bude docházet ke kmitočtovému zkreslení především u nízkých nastavení parametru „Gain“, ale na druhou stranu to umožní širší možnosti nastavení parametru „Gain“, kdy násobící konstanta může být větší jak jedna. Filtr simulující oddělovací stupeň mezi druhou a třetí elektronkou byl odstraněn. Ve skutečném zesilovači totiž dochází ke kompresi kladné půlvlny signálu vlivem zmenšujícího se mřížkového odporu elektronky. Oddělovací stupeň tedy oddělí stejnosměrnou složku způsobenou nastaveným pracovním bodem, zároveň potlačí i stejnosměrnou složku způsobenou nesymetrickým ořezáním signálu. Tím dojde ke zvětšení kladných půlvln signálů, které se ovšem působením mřížkového odporu zase zmenší. Výsledný signál tedy odpovídá signálu s potlačenou stejnosměrnou složkou pracovního bodu, ale s nepotlačenou stejnosměrnou složkou vzniklou ořezáním signálu. Navržené převodní charakteristiky však už mají potlačenou stejnosměrnou složku pracovního bodu a zařazený filtr pouze potlačoval stejnosměrnou složku vzniklou ořezáním, kterou je však třeba zachovat, proto byl odstraněn. Mezi oběma funkčními měniči je pouze zavedeno násobení konstantou, která odpovídá vnitřnímu parametru „Gain 2“. Na výstupu efektu za třetím funkčním měničem je pak zařazen filtr

typu horní propust pro omezení stejnosměrné složky výstupního signálu. Všechny parametry efektu lze nalézt v tab. 4.4.

Tab. 4.4: Parametry efektu Crunch Preamp.

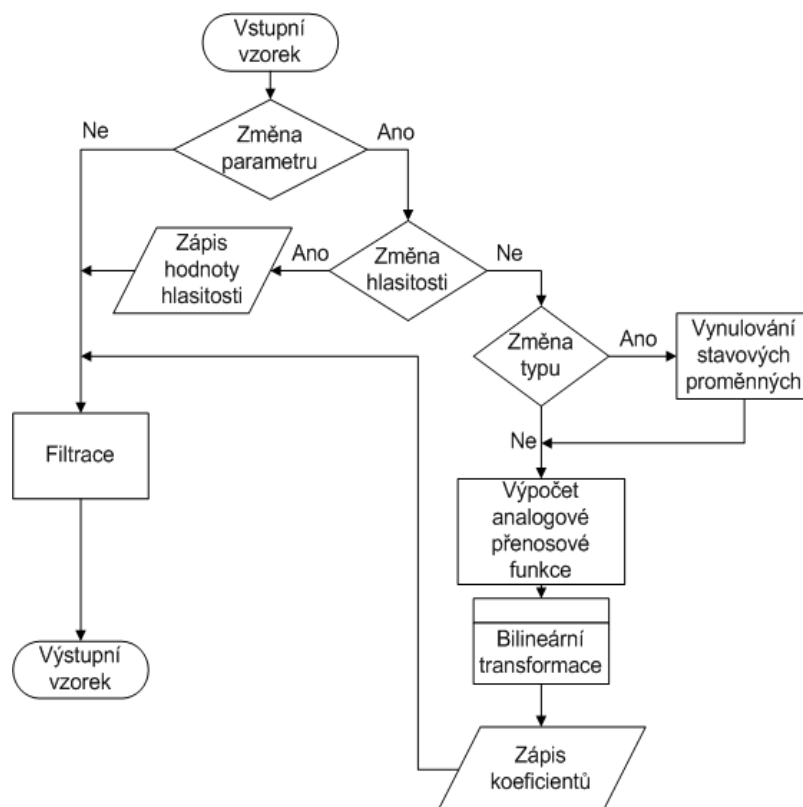
Blok	Parametr	Hodnota
Gain	G	$-\infty$ až 47 [dB]
Mid boost	f_m	2000 [Hz]
	Q	0,2 [-]
	G	0 až 15 [dB]
Gain 2	G	25 [dB]
Horní propust	f_m	100 [Hz]
Output	G	-40 až 20 [dB]



Obr. 4.4: Blokové schéma efektu Crunch Preamp.

4.4 Efekt Tone Control

Tento efekt (viz obr.4.3) simuluje několik typů kmitočtových korektorů. Konkrétně se jedná o kmitočtové korektory zesilovačů Fender, Marshall JCM 800, Vox, Mesa Boogie Rectifier a Engl. Jedná se v podstatě o číslicový filtr třetího řádu v druhé kanonické formě. Nejdůležitější a také výpočetně nejnáročnější částí algoritmu je výpočet koeficientů číslicového filtru. Výpočet koeficientů je uveden v kapitole 1.3 a je proveden vždy jen při změně některého z parametrů. Celý algoritmus je popsán vývojovým diagramem na obr. 4.5.



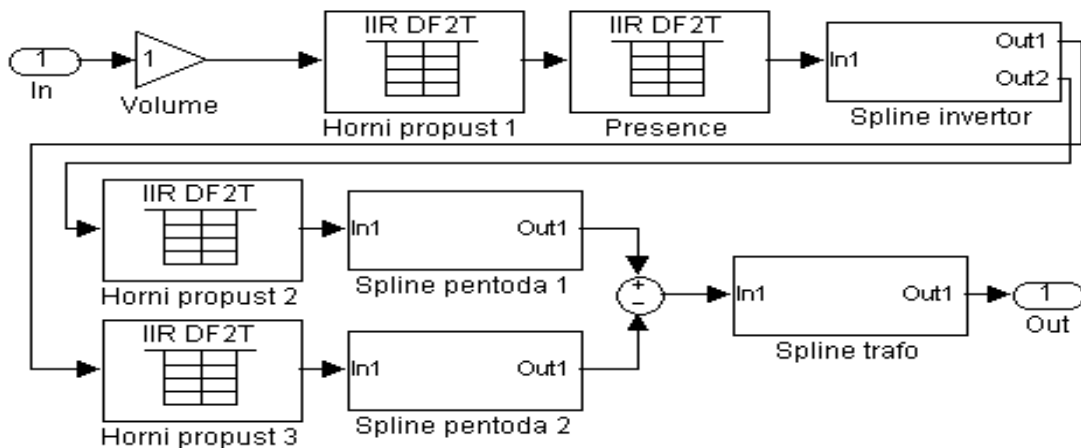
Obr. 4.5: Vývojový diagram efektu Tone Control.

4.5 Efekt Power Amp

Efekt Power Amp (viz obr. 4.7) simuluje elektronkový koncový zesilovač. Obsahuje simulaci jak koncové pentody EL34, tak i pentodu 6L6, a to vždy v dvojčinném zapojení. Jako obvodové parametry simulace byly použity hodnoty z tab. 1.6. Algoritmus dále obsahuje simulaci fázového invertoru, zapojeného podle tab. 2.2, a simulaci výstupního transformátoru s převodní charakteristikou podle obr. 1.29. Narozdíl od aproximace triod polynomem poměrně nízkého řádu, pro pentody a výstupní transformátor by bylo nutné použít polynomy řádu šestnáct a více. To by znamenalo obrovskou výpočetní náročnost. Proto zde bylo použito aproximace pomocí spline. To přináší hned několik výhod

- větší přesnost,
- menší výpočetní náročnost v poměru k přesnosti,
- spojitost mezi jednotlivými úseky.

Blokové schéma efektu je na obr. 4.6 a jeho parametry jsou uvedeny v tab. 4.5. Efekt se skládá ze vstupní horní propusti, která simuluje kmitočtové vlastnosti



Obr. 4.6: Blokové schéma efektu Power Amp.

Tab. 4.5: Parametry efektu Power Amp.

Blok	Parametr	Hodnota
Volume	G	$-\infty$ až 20 [dB]
Presence	f_m	4100 [Hz]
	Q	1,55 [-]
	G	0 až 13 [dB]
Horní propust 1	f_m	20 [Hz]
Horní propust 2	f_m	20 [Hz]
Horní propust 3	f_m	20 [Hz]
Transformátor	$B_{50WEL34}$	1,3 [T]
	$B_{100WEL34}$	0,6 [T]
	B_{50W6L6}	0,9 [T]
	$B_{100W6L6}$	0,1 [T]

invertoru, dále je zde číslicový filtr typu peak, který simuluje vliv zpětné vazby a parametru „Presence“. Tento filtr byl navržen podle obr. 2.5. Následuje rozdělení vstupního signálu do dvou signálů fázovým invertorem. V každé větvi je pak zařazena horní propust. Následuje aproximace koncové pentody pomocí spline [9], samotné přepínání mezi oběma typy koncových pentod spočívá pouze v přepínání dvou sad koeficientů spline. Oba dílčí signály z výstupů bloků pentod jsou pak od sebe vzájemně odečteny a vstupují pak do bloku simulace transformátoru. Zde bylo nejdůležitější určit maximální hodnotu magnetické indukce při sycení jádra transformátoru. Určování probíhalo poslechoвыми zkouškami. Nakonec byly pro každou pentodu určeny dvě hodnoty maximální indukce, jedna vždy v dolní polovině roz-

sahu a jedna v horní polovině. Hodnoty v horní polovině způsobí větší zkreslení výstupního signálu, pro uživatele byly tedy označeny jako 50 wattový zesilovač, který oproti 100 wattovým má větší zkreslení. Ve skutečnosti je větší zkreslení 50 wattového zesilovače způsobeno nižším napájecím napětím, ale volba maximální indukce zde také může hrát roli.

4.5.1 Aproximace pomocí kubického spline

Obecně spline $S(x)$ je taková funkce, která je po částech polynom $S_i(x)$ a v hraničních uzlech $x_0, x_1, \dots, x_n$ mezi jednotlivými polynomy dochází ke spojitému napojení [9]. Nejčastěji používaným spline je kubický, kdy jednotlivé polynomy $S_i(x)$ jsou třetího řádu. Pro návázání jednotlivých polynomů musí platit [9]

$$S_i(x_i) = f(x_i), \quad (4.1)$$

$$S_i(x_{i+1}) = S_{i+1}(x_{i+1}), \quad (4.2)$$

$$S'_i(x_{i+1}) = S'_{i+1}(x_{i+1}), \quad (4.3)$$

$$S''_i(x_{i+1}) = S''_{i+1}(x_{i+1}), \quad (4.4)$$

kde $f(x)$ je aproximovaná funkce. Na jednotlivých intervalech $< x_i, x_{i+1} >$ budou jednotlivé polynomy $S_i(x)$ ve tvaru

$$S_i(x) = a_i + b_i(x - x_i) + c_i(x - x_i)^2 + d_i(x - x_i)^3. \quad (4.5)$$

Jednotlivé koeficienty a_i, b_i, c_i, d_i lze určit z podmínek (4.1), (4.2), (4.3), (4.4). Není však nutné odvozovat jejich výpočet. Pro zjištění jednotlivých koeficientů lze využít matlabovské funkce `spline(x,y)`, která vrací strukturu obsahující krajní body intervalu pod položkou struktury `breaks` a koeficienty `splajnu` pod položkou `coefs`. Vstupními parametry funkce jsou body aproximované funkce.

Klíčovým faktorem pro rychlost implementace spline je vyhledání intervalu, ze kterého budou použity koeficienty polynomu. V základě existují tři možnosti jak interval najít

- lineární vyhledání intervalu,
- vyhledání založené na binárním vyhledávání,
- vypočítání indexu přímo ze vstupní hodnoty.

Lineární vyhledání intervalu je implementačně nejjednodušší. Rychlost nalezení intervalu zde závisí, jak daleko je hledaný interval od počátku. Při velkém počtu intervalů je tato metoda velmi pomalá. Výrazného urychlení však lze dosáhnout tím, že je jako počátek vyhledávání zvolen poslední použitý interval. Při malých změnách signálu je nový interval nalezen velmi rychle. Při velkých změnách však algoritmus zase musí projít velkou část intervalů. Proto rychlé vyhledání by pak muselo být rozdělení na intervaly naopak velmi jemné.

Vyhledání intervalu založené na binárním vyhledávání spočívá v postupném dělení na poloviny a stanovení, kde daný interval v dané polovině leží. Určená polovina se pak dělí na nové dvě poloviny a algoritmus iterativně pokračuje, dokud neurčí výsledný interval s posledních dvou možných. Nutnou podmínkou pro tento způsob vyhledávání je to, že celkový počet intervalů musí být roven mocnině dvou. Algoritmus lze poměrně snadno implementovat pomocí rekurzivní funkce. To však přináší zvýšenou režii při opětovném volání rekurzivní funkce. Proto tato funkce musí být implementována výhradně jako inline.

Vypočítání indexu přímo ze vstupní hodnoty přináší nezávislost na použitém počtu intervalů. Algoritmus spočívá v jednoznačné přiřazovací funkci, která pro přímo ze vstupní hodnoty určí interval. Aby bylo vyhledání co nejrychlejší, musí být přiřazovací funkce co nejjednodušší.

V efektu bylo nakonec použito vypočítání indexu přímo ze vstupní hodnoty. Vstupní hodnota v plovoucí řádové čárce je převedena na celé číslo useknutím zlomkové části. Toto číslo pak slouží přímo jako index tabulky koeficientů. Pro každou aproximaci je vlastní vyhledání intervalu, to umožní lepší optimalizaci. Pokud jsou krajní hodnoty intervalu i v záporných číslech, je připočtena hodnota nejnižšího záporného čísla intervalu, tím se zajistí, že výsledný index bude vždy nezáporné číslo. Pokud bude krajní hodnota nejvyššího intervalu vyšší jak celkový počet intervalů, tedy pokud bude krok mezi jednotlivými intervaly větší jak jedna, je nutné hodnoty normalizovat tak, aby krok byl právě jedna. Tím je zajištěno, že index postupně roste o jedničku. Samotná normalizace spočívá v celočíselném dělení, které je výpočetně velmi náročné. Proto je vhodné zajistit, aby krajní hodnota nejvyššího intervalu byla k -násobkem počtu intervalů a zároveň k je mocninou dvou. Pak lze celočíselné dělení provést pomocí rotace bitů doprava a tím algoritmus podstatně zrychlit.

Jiná situace nastává v případě, že je krajní hodnota nejvyššího intervalu menší jak počet intervalů. V tomto případě je nejprve nutné provést normalizaci, ale tentokrát násobením v plovoucí řádové čárce, jinak dojde k nesprávnému určení intervalu. Až normalizované hodnoty jsou převedeny do celočíselného formátu. Aby byla zajištěna co nejrychlejší konvergence k celému číslu, je opět vhodné volit krajní hodnotu



Obr. 4.7: GUI efektů Power Amp a Speaker Simulator.

nejvyššího intervalu tak, aby byla k -násobkem počtu intervalů, kde tentokrát

$$k = 2^n, \quad n = -1, -2, -3, \dots \quad (4.6)$$

Po vypočítání indexu do tabulky koeficientů následuje kontrola, zda index nepřesáhl horní či spodní hranici tabulky. Pokud ano, výstupní signál je saturován na horní respektive dolní hodnotu. Pokud ne, jsou načteny odpovídající koeficienty a z nich je pak určena výstupní hodnota.

4.6 Efekt Speaker Simulator

Tento efekt je v podstatě pouze kaskádním zařazením dvaceti číslicových filtrů za sebou. Jako je tomu u implementace lineárních filtrů na signálových procesorech, i zde je nutné rozdělit celkový filtr vysokého řádu, konkrétně čtyřicátého, na dílčí sekce. Implementace sice probíhá v plovoucí řádové čárce, ale i ta má omezenou přesnost mantisy a při spojení dílčích filtrů do jednoho dochází ke zkreslení navržené kmitočtové charakteristiky, ale především také dochází k nestabilitě navrženého filtru. Navíc použité parametrické filtry typu peak, low-shelving, high-shelving, dolní a horní propust, jsou přímo navrženy jako filtry druhého řádu. Výpočet koeficientů je uveden v [10]. V efektu je tedy implementovaná funkce, která vypočítá koeficienty všech dvaceti filtrů v závislosti na zvoleném typu reproduktoru. Tato funkce se volá vždy při změně typu simulovaného reproduktoru. Samotné zpracování signálu pak probíhá metodou postupné filtrace kaskádou dvaceti filtrů, které jsou implementovány ve druhé kanonické formě.

5 ZÁVĚR

Cílem této práce byla analýza a simulace kytarového zesilovače na základě jeho obvodového zapojení. Celý kytarový zesilovač byl v první kapitole nejprve rozdělen na jednotlivé samostatné funkční bloky, které pak byly zkoumány samostatně. Pro každý blok je vhodné určit jeho kmitočtovou a případně i převodní charakteristiku. Jako nejjednodušší stupeň byl zvolen jeden elektronkový stupeň v zapojení se společnou katodou. Samotná elektronka je popsána zjednodušeným matematickým modelem a numerickým řešením tohoto obvodu pro různá vstupní napětí lze určit převodní charakteristiku jednoho elektronkového zesilovače. Samotné numerické řešení je však výpočetně značně náročné, proto je vhodné získanou převodní charakteristiku aproximovat např. pomocí polynomu. Kmitočtové vlastnosti elektronkového zesilovače lze simulovat běžnými číslicovými filtry, kde je potřeba pouze vypočítat mezní kmitočty podle obvodových součástek, nebo číslicovými filtry navrženými bilineární transformací podle skutečného analogového prototypu. Zkreslení výstupního transformátoru bylo simulováno aproximací magnetizační křivky transformátorových plechů. Simulace reproduktorové skříně spočívala ve změření její kmitočtové charakteristiky a v následném návrhu kaskády číslicových filtrů, jejichž modulová kmitočtová charakteristika danou kmitočtovou charakteristiku aproximuje.

Ve druhé kapitole pak byla popsána simulace dvou kytarových zesilovačů, konkrétně zesilovače Fender Super Reverb a Marshall JCM 800 2203. Jejich zapojení bylo rozděleno podle kapitoly 1 na jednotlivé bloky a pak byly určeny konkrétní parametry každého bloku. Pro celkovou simulaci pak stačí zmíněné bloky zařadit za sebe podle blokového schématu daného zesilovače.

Ve třetí kapitole byly popsány základy zpracování signálů v reálném čase a problémy, které při tomto zpracování mohou nastat. Také byly stručně popsány vlastnosti systému VST.

Ve čtvrté kapitole byla uvedena implementace VST plug-in modulu na platformě Windows. V rámci této práce vzniklo ve spolupráci s firmou Audiffex pět hudebních efektů, konkrétně to jsou efekty Clean Preamp, Crunch Preamp, Tone Control, Power Amp a Speaker Simulator. U všech těchto efektů byla popsána implementace jejich algoritmů. Algoritmy byly porovnávány se simulací v programu MicroCap. Zatímco kmitočtové vlastnosti obou simulací byly velmi podobné, větší rozdíly se vyskytovaly u harmonického zkreslení. To je způsobeno jiným modelem elektronek.

Největší nevýhodou této simulace je použití statických převodních charakteristik, i když jsou velmi přesné, neumožní nasimulovat dynamické nuance. Proto by bylo vhodnější řešení odvozených rovnic přímo v reálném čase namísto aproximace převodních charakteristik a snížení výpočetní náročnosti zajistit např. nahrazením modelů elektronek vyhledávací tabulkou.

LITERATURA

- [1] ŠÁMAL, D. *Kytara - téma měsíce* [online] 2006, [cit. 8. 5. 2008]. Dostupné z URL: <<http://www.muzikus.cz/pro-muzikanty-clanky/Kytara-tema-mesice-02-unor-2007>>.
- [2] SCHIMMEL, J. *Syntéza zvukových efektů s využitím nelineárního zpracování signálu*. Disertační práce, VUT v Brně, 2006.
- [3] SLEZÁK, L. *Výstupní transformátory*. Praha: SNTL, 1964.
- [4] LUKEŠ, J. *Věrný zvuk*. Praha: SNTL, 1962.
- [5] SERAFINI, T. *A complete model of a tube amplifier stage*. [online]. 2004, [cit. 8. 5. 2008]. Dostupné z URL: <<http://www.simulanalogue.org/tubestage.pdf>>.
- [6] KOREN, N. *Improved vacuum tube models for SPICE simulations* [online]. 2001, poslední aktualizace 20. 5. 2003 [cit. 8. 5. 2008]. Dostupné z URL: <http://www.normankoren.com/Audio/Tubemodspice_article.html>.
- [7] JJ ELECTRONIC *ECC83 S - 12AX7, 7025 Datasheet* [online] 2003, poslední aktualizace 12. 3. 2003 [cit. 8. 5. 2008]. Dostupné z URL: <<http://www.jj-electronic.com/pdf/ECC%2083%20S.pdf>>.
- [8] KOUŘIL, F., VRBA, K. *Teorie nelineárních a parametrických obvodů*. Praha: SNTL, 1981. 04-520-81.
- [9] FAJMON, B., RŮŽIČKOVÁ, I. *Matematika 3*. Elektronická skripta, VUT v Brně, 2006.
- [10] ZÖLZER, U. *Digital Audio Signal Processing*, 1st ed. New York: McGraw-Hill, Inc., 1997, 290 p. ISBN 0-47-197226-6.
- [11] BRANČÍK, L. *Elektrotechnika 1*. Elektronická skripta, VUT v Brně, 2004.
- [12] SMÉKAL, Z., SYSEL, P. *Číslíkové filtry*. Elektronická skripta, VUT v Brně, 2004.
- [13] *Lampy mocy* [online] 2006, poslední aktualizace 18. 9. 2006 [cit. 8. 5. 2008]. Dostupné z URL: <<http://www.mif.pg.gda.pl/homepages/tom/lampymoc.htm>>.
- [14] *Odwracacze fazy* [online] 2005, poslední aktualizace 9. 2. 2005 [cit. 8. 5. 2008]. Dostupné z URL: <<http://www.mif.pg.gda.pl/homepages/tom/odwracac.htm>>.

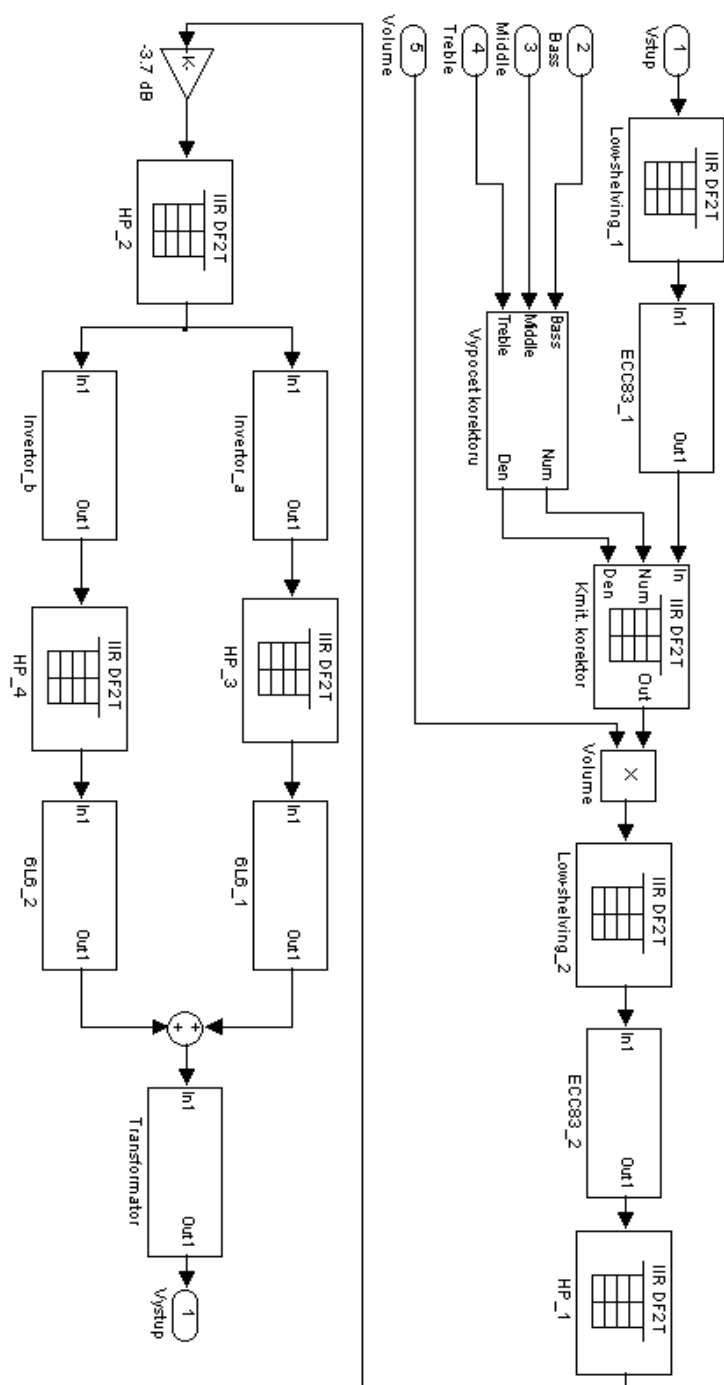
- [15] EXPERIENCE ELECTRONICS *Push Pull output transformers*. [online]. 2004, [cit. 8. 5. 2008]. Dostupné z URL: <<http://www.experience-electronics.de/englisch/bauteile/ausgangsuebertrager.htm>>.
- [16] BENSON, K., B. *Audio Engineering Handbook*. McGraw-Hill, 1988. 1040 p. ISBN 0-07-004777-4
- [17] SMÉKAL, Z. *Číslíkové zpracování signálů*. Elektronická skripta, VUT v Brně, 2006.
- [18] STEINBERG *VST Audio Plug-Ins SDK* [online] 2007 [cit. 8. 5. 2008]. Dostupné z URL: <http://www.steinberg.de/324_1.html>.
- [19] STEINBERG *ASIO SDK* [online] 2007 [cit. 8. 5. 2008]. Dostupné z URL: <http://www.steinberg.de/324_1.html>.
- [20] BARBOUR, E. *The Cool Sound of Tubes*. *IEEE Spectrum*, August 1998, pp. 24–35.
- [21] SCHATTSCHEIDER, J., ZÖLZER, U. *Discrete-Time Models for Nonlinear Audio Systems*. In Proceedings of the DAFx-99 Digital Audio Effects Workshop. Trondheim, December 1999, pp. 45–48.

SEZNAM PŘÍLOH

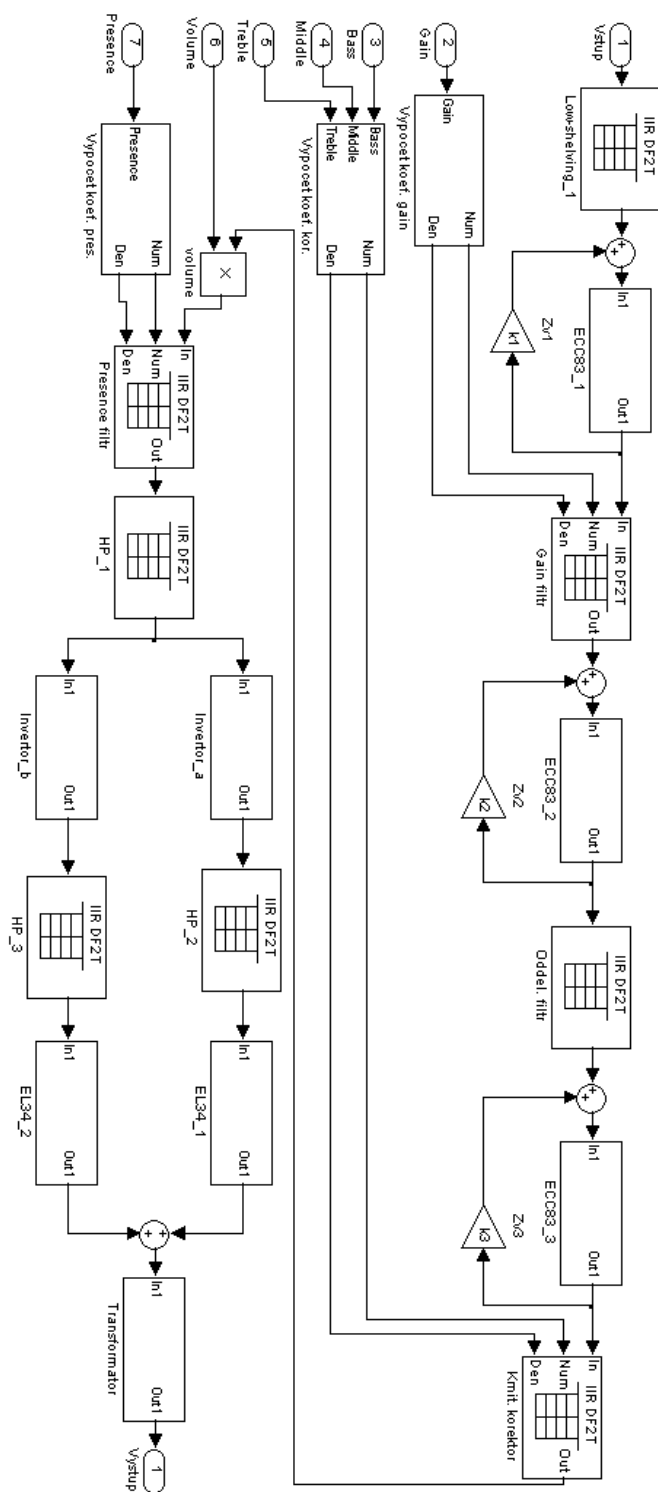
A První příloha	73
A.1 Blokové schéma simulace zesilovače Fender Super Reverb	73
A.2 Blokové schéma simulace zesilovače Marshall JCM 800 2203	74
B Druhá příloha	75
B.1 Obsah přiloženého CD	75
B.2 Funkce pro prostředí Matlab	75

A PRVNÍ PŘÍLOHA

A.1 Blokové schéma simulace zesilovače Fender Super Reverb



A.2 Blokové schéma simulace zesilovače Marshall JCM 800 2203



B DRUHÁ PŘÍLOHA

B.1 Obsah příloženého CD

Adresář Matlab funkce	Adresář obsahuje jednotlivé funkce pro prostředí Matlab, které byly použity v této práci
Adresář VST Plug-in	Adresář obsahuje hotové zvukové efekty implementované jako plug-in modulu technologie VST na platformě Windows. Z důvodu komerčního využití jsou efekty funkční, jen pokud je současně nainstalována demo verze příložené hostitelské aplikace.
Adresář Obrázky	Adresář obsahuje všechny obrázky uvedené v textu.

B.2 Funkce pro prostředí Matlab

<code>analog2digital</code>	Funkce implementuje bilineární transformaci. Vrací koeficienty číslicového filtru.
<code>analyzeECC83Stage</code>	Funkce analyzuje zesilovač s elektronkou ECC83 zapojenou se společnou katodou na základě obvodových parametrů. Vrací převodní charakteristiku v podobě vektoru vstupních a výstupních hodnot. Funkce také vypíše parametry zapojení.
<code>cyklickaCharka</code>	Skript zobrazí dynamickou převodní charakteristiku, která byla získána simulací v programu MicroCap.
<code>datasheet6L6</code>	Skript zobrazí převodní a výstupní charakteristiky elektronky 6L6.
<code>datasheetECC83</code>	Skript zobrazí převodní a výstupní charakteristiky elektronky ECC83.
<code>datasheetEL34</code>	Skript zobrazí převodní a výstupní charakteristiky elektronky EL34.

<code>designToneStack</code>	Funkce vypočítá koeficienty číslicového filtru, který simuluje kmitočtový korektor.
<code>e6L6plate</code>	Funkce vypočítá anodový proud elektronky na základě napětí na jejich elektrodách.
<code>e6L6screen</code>	Funkce vypočítá stínící proud elektronky na základě napětí na jejich elektrodách.
<code>ecc83grid</code>	Funkce vypočítá mřížkový proud elektronky na základě napětí na jejich elektrodách.
<code>ecc83plate</code>	Funkce vypočítá anodový proud elektronky na základě napětí na jejich elektrodách.
<code>el34plate</code>	Funkce vypočítá anodový proud elektronky na základě napětí na jejich elektrodách.
<code>el34screen</code>	Funkce vypočítá stínící proud elektronky na základě napětí na jejich elektrodách.
<code>fender_predzes_tf</code>	Skript vypočítá a zobrazí převodní charakteristiky elektronek předzesilovače Fender.
<code>marshall1960mimoosu</code>	Skript aproximuje frekvenční charakteristiku kytařové reproduktorové skříně Marshall 1960 měřené mimo osu reproduktoru.
<code>marshall1960naose</code>	Skript aproximuje frekvenční charakteristiku kytařové reproduktorové skříně Marshall 1960 měřené na ose reproduktoru.
<code>marshall_predzes_tf</code>	Skript vypočítá a zobrazí převodní charakteristiky elektronek předzesilovače Fender.
<code>peak</code>	Funkce vypočítá koeficienty číslicového filtru typu peak.
<code>presence</code>	Skript zobrazuje a simuluje vliv zpětné vazby na kmitočtovou charakteristiku zesilovače.

<code>solve</code>	Funkce řeší soustavu 1.23.
<code>solveECC83gridCircuit</code>	Funkce počítá okamžitý proud tekoucí do mřížky.
<code>solveECC83plateCircuit</code>	Funkce počítá okamžitý anodový proud.
<code>solveECC83workPoint</code>	Funkce určí nastavený pracovní bod.
<code>solveInvertor</code>	Funkce počítá okamžitý anodový proud invertoru.
<code>solveInvertorWP</code>	Funkce určí nastavený pracovní bod invertoru.
<code>solvePentodePlate</code>	Funkce počítá okamžitý anodový proud.
<code>statickaPrevodCharka1</code>	Skript vypočítá a zobrazí statickou převodní charakteristiku.
<code>testInvertor</code>	Skript vypočítá a zobrazí převodní charakteristiku invertoru.
<code>testToneStack</code>	Skript zobrazí kmitočtovou charakteristiku kmitočtového korektoru.
<code>tfaprox</code>	Skript pro aproximaci převodní charakteristiky polynomem.
<code>tfkonecFender</code>	Skript vypočítá převodní charakteristiku koncových pentod zesilovače Fender.
<code>tfkonecMarshall</code>	Skript vypočítá převodní charakteristiku koncových pentod zesilovače Marshall.
<code>tfPentodaEL34</code>	Funkce vypočítá převodní charakteristiku pentody EL34.
<code>trafo_charka</code>	Skript zobrazí a vypočítá převodní charakteristiku výstupního transformátoru.
<code>vlivVstupOdpor</code>	Skript zobrazí vliv vstupního odporu na převodní charakteristiku zesilovače.

zatezovaci

Skript zobrazí zatěžovací přímku v soustavě výstupních charakteristik elektronky ECC83.