

Bakalářská práce



České  
vysoké  
učení technické  
v Praze

**F3**

Fakulta elektrotechnická  
Katedra telekomunikační techniky

## Zesilovač pro kytaru

Šimon Fojtík

Vedoucí: doc. Dr. Ing. Jiří Hospodka  
Květen 2020



## I. OSOBNÍ A STUDIJNÍ ÚDAJE

Příjmení: **Fojtík** Jméno: **Šimon** Osobní číslo: **474234**  
Fakulta/ústav: **Fakulta elektrotechnická**  
Zadávající katedra/ústav: **Katedra telekomunikační techniky**  
Studijní program: **Elektronika a komunikace**

## II. ÚDAJE K BAKALÁŘSKÉ PRÁCI

Název bakalářské práce:

**Zesilovač pro kytaru**

Název bakalářské práce anglicky:

**Guitar Amplifier**

Pokyny pro vypracování:

Provedte rešerši kytarových předzesilovačů, a to jak digitálních, tak zejména analogových, včetně elektronkových. Zaměřte se jednak na parametry vyráběných typů, jednak na jejich zapojení a konstrukci. Rešerši proveďte i pro modely aktivních prvků, zejména elektronek pro obvodové simulátory. Uveďte typy používaných modelů a porovnejte jejich vlastnosti. Vybraná zapojení zesilovačů se pokuste analyzovat v simulátoru a dle možností výsledky porovnat se skutečně naměřenými údaji.

Seznam doporučené literatury:

- [1] Kotisa, Z.: NF zesilovače – 1. díl Předzesilovače. Praha: Nakladatelství BEN, 2001. ISBN: 80-7300-030-X.
- [2] Cordell, B.: Designing audio power amplifiers. New York: McGraw-Hill, 2011. ISBN 978-0-07164-024-4.
- [3] Wikipedia.org. Guitar amplifier [online]. www [cit. 28. prosince 2011]. Dostupné na www: <[http://en.wikipedia.org/wiki/Guitar\\_amplifier](http://en.wikipedia.org/wiki/Guitar_amplifier)>. [on-line]
- [4] Wikipedia.org. Effect unit [online]. www [cit. 28. prosince 2011]. Dostupné na www: <[http://en.wikipedia.org/wiki/Effect\\_unit](http://en.wikipedia.org/wiki/Effect_unit)>. [on-line]
- [5] WinSpice. Affordable Circuit Simulation Software [online]. www [cit. 28. prosince 2011]. Dostupné na www: <<https://www.winspice.co.uk/>> [on-line]

Jméno a pracoviště vedoucí(ho) bakalářské práce:

**doc. Dr. Ing. Jiří Hospodka, katedra teorie obvodů FEL**

Jméno a pracoviště druhé(ho) vedoucí(ho) nebo konzultanta(ky) bakalářské práce:

Datum zadání bakalářské práce: **12.02.2020**

Termín odevzdání bakalářské práce: **22.05.2020**

Platnost zadání bakalářské práce: **30.09.2021**

doc. Dr. Ing. Jiří Hospodka  
podpis vedoucí(ho) práce

podpis vedoucí(ho) ústavu/katedry

prof. Mgr. Petr Páta, Ph.D.  
podpis děkana(ky)

## III. PŘEVZETÍ ZADÁNÍ

Student bere na vědomí, že je povinen vypracovat bakalářskou práci samostatně, bez cizí pomoci, s výjimkou poskytnutých konzultací. Seznam použité literatury, jiných pramenů a jmen konzultantů je třeba uvést v bakalářské práci.

\_\_\_\_\_  
Datum převzetí zadání

\_\_\_\_\_  
Podpis studenta



## Poděkování

Chtěl bych poděkovat vedoucímu práce panu Doc. Dr. Ing. Jiřímu Hospodkovi za poskytnutí rad při psaní této bakalářské práce. Dále bych chtěl poděkovat své rodině za podporu v době, kdy tato práce vznikala.

## Prohlášení

Prohlašuji, že jsem zadanou bakalářskou práci zpracoval sám s přispěním vedoucího práce a používal jsem pouze literaturu v práci uvedenou. Dále prohlašuji, že nemám námitek proti půjčování nebo zveřejňování mé bakalářské práce nebo její části se souhlasem katedry.

V Hradci králové dne 22.5.2020

## Abstrakt

Tato práce shrnuje základní principy kytarových zesilovačů a to zejména elektronkových. Vakuové elektronky jsou zde představeny jako elektronické součástky, jsou ukázány časté realizace jednotlivých bloků zesilovače, jejich funkce, výhody i nevýhody. Dále jsou provedeny některé simulace zapojení a i změření jednoho elektronkového zesilovače. Tranzistorové zesilovače a zapojení jsou porovnány s elektronkovými. Zmíněny jsou i digitální zesilovače a software.

**Klíčová slova:** Elektronky, zesilovač, kytara

**Vedoucí:** doc. Dr. Ing. Jiří Hospodka  
Katedra teorie obvodů

## Abstract

This thesis summarizes basic principles of guitar amplifiers especially vacuum tube ones. Vacuum tubes are described as electronic components, frequently used realizations of individual building blocks are shown along with their functions, advantages and disadvantages. Some simulations are also performed and also measurements of a vacuum tube amplifier. Transistor amplifiers and circuits are compared to vacuum tube ones. Digital amplifiers and software are also mentioned.

**Keywords:** Vacuum tubes, amplifier, guitar

**Title translation:** Guitar amplifier

# Obsah

<b>Úvod</b>	<b>1</b>
<b>1 Kytarové zesilovače obecně</b>	<b>3</b>
1.1 Konstrukce	3
1.1.1 Předzesilovač	4
1.1.2 Korekce	4
1.1.3 Koncový zesilovač	4
1.1.4 Napájecí zdroj	4
<b>2 Elektronkové kytarové zesilovače</b>	<b>7</b>
2.1 Elektronky	7
2.2 Parametry elektronek	13
2.3 Elektronkový předzesilovač	14
2.3.1 Zesilovač se společnou katodou	15
2.3.2 Pracovní bod	18
2.4 Zkreslení elektronek	20
2.4.1 Harmonické zkreslení	20
2.4.2 Intermodulační zkreslení	21
2.4.3 Blokující zkreslení	21
2.5 Katodový sledovač	23
2.5.1 Stejnoseměrná vazba	24
2.6 Kmitočtové korekce	26
2.7 Efekty	27
2.7.1 Reverb	27
2.7.2 Tremolo	28
2.8 Koncový zesilovač	29
2.8.1 Jednočinný	29
2.8.2 Dvojčinný	33
2.8.3 Invertory	35
2.9 Rozdíly oproti tranzistorovým zesilovačům a digitálním zesilovačům	39
2.9.1 Zapojení s tranzistorem	39
2.9.2 Zkreslení tranzistorů	40
2.9.3 Digitální zesilovače a software	40
<b>3 Měření a modely elektronek</b>	<b>43</b>
3.1 Modely elektronek pro obvodové simulátory	43
3.2 Měření	45
3.2.1 Předzesilovač, první stupeň	45
3.2.2 Předzesilovač, druhý stupeň	47
3.2.3 Koncový zesilovač	49
<b>Závěr</b>	<b>53</b>
<b>Literatura</b>	<b>55</b>
<b>Přílohy</b>	<b>57</b>

## Obrázky

1.1 Příklad blokového schema kytarového zesilovače . . . . .	4
2.1 Ukázka některých elektronek, zdroj [6] . . . . .	7
2.2 Schema diody, vlevo s přímým a vpravo s nepřímým žhavením . . . . .	9
2.3 VA charakteristika elektronkové diody pro různé teploty katody, $T_1 > T_2 > T_3$ . . . . .	9
2.4 Schema triody . . . . .	10
2.5 Převodní a anodová charakteristika triody 12ax7, upraveno ze zdroje [9] . . . . .	10
2.6 Schema tetrody . . . . .	11
2.7 Charakteristika tetrody, zdroj [9] . . . . .	11
2.8 Schema pentody . . . . .	12
2.9 Charakteristika pentody, zdroj [8] . . . . .	12
2.10 Náhradní obvody pro střídavé veličiny . . . . .	13
2.11 Odečítání parametrů z charakteristiky 12AX7/ECC83, upraveno ze zdroje [9] . . . . .	14
2.12 Zesilovač se společnou katodou . . . . .	15
2.13 Volba $R_l$ a $R_k$ , změna zatěžovací přímky při zatížení $R_L = 500 \text{ k}\Omega$ . . . . .	17
2.14 Možné odpory $R_l$ , upraveno ze zdroje [9] . . . . .	18
2.15 Možné pracovní body 1, 2 a 3, upraveno ze zdroje [9] . . . . .	19
2.16 Simulace vlivu polohy pracovního bodu na vstupní a výstupní signál. Vlevo: Omezení mřížkovým proudem, vpravo: Omezení zavřením, dole: Pracovní bod cca. na středu. Vstupní a mřížková napětí jsou škálována tak, aby byl vidět rozdíl ve tvaru signálů . . . . .	20
2.17 Simulace intermodulační zkreslení . . . . .	21
2.18 Simulace blokovacího zkreslení . . . . .	22
2.19 Katodový sledovač . . . . .	23
2.20 Katodový sledovač propojený stejnosměrnou vazbou . . . . .	24
2.21 Simulace vlivu velikosti $R_{Gs}$ na zkreslení, $u_i$ škálováno pro zdůraznění rozdílu ve tvaru signálů . . . . .	25
2.22 Ekvalizéry typu Fender (vlevo) a Marshall (vpravo) . . . . .	26
2.23 The James Tone Stack . . . . .	27
2.24 Pružinový reverb, [7] . . . . .	28
2.25 Tremolo oscilátor . . . . .	28
2.26 Jednočinný koncový zesilovač, s předpětím mřížky nastaveným pomocí $R_k$ . . . . .	29
2.27 Zatěžovací přímky a pracovní body, upraveno ze zdroje [8] . . . . .	30
2.28 Vliv stínící mřížky na V-A charakteristiku anody, upraveno ze zdroje [9] . . . . .	31
2.29 Dvočinný koncový zesilovač, s pevným předpětím mřížky . . . . .	33
2.30 Zatěžovací přímka ve třídě AB, upraveno ze zdroje [8] . . . . .	34
2.31 Invertor Paraphase . . . . .	35
2.32 Invertor Cathodyne . . . . .	36
2.33 Výsledek simulace přebuzeného invertoru cathodyne . . . . .	37
2.34 Invertor Long-tailed Pair . . . . .	38
2.35 Ilustrace rozdílu převodních charakteristik <b>elektronkového</b> a <b>tranzistorového</b> zapojení . . . . .	40
3.1 Simulované charakteristiky elektronky 12AX7 pro různé modely . . . . .	44
3.2 Schema VOX AC4TV . . . . .	45
3.3 Časový průběh a spektrum signálů na výstupu druhého stupně . . . . .	46
3.4 Časový průběh a spektrum signálů na výstupu druhého stupně . . . . .	48
3.5 Časový průběh a spektrum signálů na výstupu koncového zesilovače . . . . .	50



## Tabulky

3.1 Tabulka naměřených a simulovaných úrovní a jejich rozdílů pro základní frekvenci a harmonické pro první stupeň předzesilovače . . .	47
3.2 Tabulky naměřených a simulovaných úrovní a jejich rozdílů pro základní frekvenci a harmonické pro různá vstupní napětí druhého stupně předzesilovače . . . . .	49
3.3 Tabulky naměřených a simulovaných úrovní a jejich rozdílů pro základní frekvenci a harmonické pro různá vstupní napětí koncového stupně . . . . .	51





## Úvod

Elektrická kytara vznikla v třicátých letech 20. století a protože sama vydává pouze velmi málo hlasitý zvuk, je potřeba ho zesílit. V počátku byly používány běžné reprodukční systémy, později zesilovače přímo určené pro elektrické kytary, které dokázaly výsledný zvuk vhodně "dobarvit", frekvenčně obohatit. Tyto zesilovače byly nejprve elektronkové, později je však začaly nahrazovat tranzistorové. V dnešní době je k dispozici mnoho zesilovačů elektronkových i tranzistorových, ale existují i zesilovače digitální a software spustitelný na běžném PC, které se snaží simulovat skutečná analogová zapojení a je možné s nimi získat mnoho odlišných charakterů zvuku.

Cílem práce je provést rešerši zejména analogových typu zesilovačů, zejména elektronkových, které jsou dnes sice v naprosté většině případů nahrazené polovodiči, v hudebním průmyslu však mají stále významné zastoupení.



# Kapitola 1

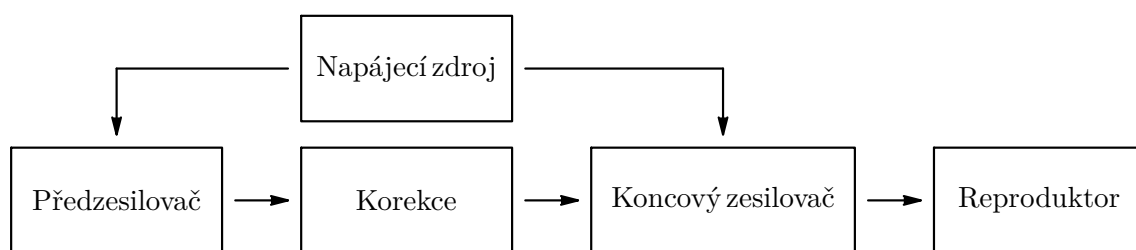
## Kytarové zesilovače obecně

S vývojem hudebních stylů během počátku 20. století vznikla potřeba zesílit hlasitost hudebních nástrojů. Zpočátku k tomu sloužily zesilovače určené k reprodukci, které ale často nedostačovaly z mnoha důvodů, např. ceny, váhy a velikosti či frekvenčního omezení. Během dvacátých a počátku třicátých let vnikaly zesilovače vhodných velikostí a výkonů, které se však příliš neodlišovaly od běžných reprodukčních systémů. Ve třicátých letech se objevuje elektrická kytara, pro kterou je použití zesilovače nutností. Nové zesilovače byly výkonnější a měly i jednoduché kmitočtové korekce. Až do sedmdesátých let trhu dominovaly zesilovače s elektronkami, poté začali převládat zesilovače s tranzistory. U zesilovače pro elektrickou kytaru je kromě zesílení signálu očekávané také určité zkreslení, které zvuk "dobarví", frekvenčně upraví, protože signál produkovaný elektrickou kytarou není příliš frekvenčně bohatý [12, 15, 2].

### 1.1 Konstrukce

Kytarové zesilovače lze rozdělit podle mnoha parametrů, např. podle výkonů, technologie (elektronky nebo tranzistory, popřípadě obojí) nebo způsobu zkonstruování. Existuje konstrukce typu kombo, kdy je zesilovač společně s reproduktorem umístěn v jedné skříni, nebo konstrukce typu hlava (anglicky *head*), kdy je v samostatné skříni umístěn zesilovač, se propojuje s externím reproduktorem. Kombo se častěji využívají pro zesilovače menších výkonů a rozměrů, kterým stačí jeden reproduktor, zatímco hlavy se připojují k velkým reproboxům s více reproduktory, kde by bylo kvůli hmotnosti a rozměrům nepraktické jejich pevné spojení [12, 15, 17].

Bez ohledu na použitou technologii lze zesilovač rozdělit na soubor funkčních bloků, z nichž každý plní určitou funkci [5].



Obrázek 1.1: Příklad blokového schéma kytarového zesilovače

### 1.1.1 Předzesilovač

Předzesilovač má za úkol vhodně upravit signál z nástroje tak, aby bylo možné s ním dále pracovat. To znamená hlavně jeho zesílení na dostatečnou úroveň. Podílí se však i na zkreslení a tvarování signálu. Kytara se k němu zpravidla připojuje pomocí konektoru 6.3 mm jack, za nímž se nachází vstupní obvod. Ten udává vstupní impedanci a odfiltrovává signály o vysokých frekvencích (RF) u kterých hrozí, že by se mohli v zesilovači demodulovat. Např. u zesilovačů firmy Fender není neobvyklé, že mají dva vstupy, jeden s nízkou a druhý vysokou vstupní impedancí. Dále se pak v předzesilovači nachází různý počet zesilovačích stupňů. Jedná se o zesilovačí stupně napěťové, případně i proudové, které zesílí signál na takovou úroveň, která je vhodná pro koncový zesilovač [1, 2, 5].

### 1.1.2 Korekce

Kmitočtové korekce upravují signál podle potřeb uživatele. Nejjednodušší kmitočtové korekce jsou jednopásmové, často typu dolní propust, kdy jsou pomocí potenciometru ořezány horní frekvence. Složitější korekce jsou vícepásmové, mezi nejrozšířenější patří korekce typu Fender a Marshall, v minulosti jich však bylo v různých zesilovačích použito mnoho [1, 2].

### 1.1.3 Koncový zesilovač

Koncový zesilovač je výkonový zesilovač, který přivádí signál na reproduktor. Topologie různých koncových zesilovačů se velmi liší. Koncový zesilovač společně s reproduktorem, který tvoří jeho zátěž, určuje výstupní výkon. Existují zesilovače s výkonem menší než 1 W, na druhé straně existují i zesilovače s výkonem v řádu stovek wattů. Zesilovače s menším výkonem do cca. 15 W se často vyskytují ve variantě s jednočinným zapojením ve třídě A, silnější zesilovače s vyšším výkonem mají dvojčinné zapojení ve třídě AB. Součástí koncového zesilovače může být podle potřeby i inverter či výstupní transformátor [1, 4, 5, 2].

### 1.1.4 Napájecí zdroj

Napájecí zdroje se velmi liší podle použité technologie (elektronky vs. transistory). První zařízení ve zdroji je síťový transformátor, který musí být správně

dimenzován a navržen. Pro funkci elektronek je potřeba mnohem vyšší napětí než pro transistory, navíc je potřeba elektronky žhavit. Transformátor v elektronkových zesilovačích tedy musí mít tedy i další sekundární vinutí, ze kterých se napájí žhavení. Střídavé napětí z transformátoru se usměrní pomocí diod, elektronkových či polovodičových, za kterými následuje filtr. Napětí musí být tím více vyfiltrováno, čím více se nachází u vstupu zesilovače. Tedy pro první vstupní zesilovací stupeň musí být napětí velice vyfiltrováno, jinak se bude zvlnění 100 Hz v každém dalším stupni zesilovat a na výstupu bude výrazně slyšet. [4, 17, 2].

Vše výše popsané platí pouze pro analogové zesilovače, zesilovače digitální takto popsat nelze.





## Kapitola 2

### Elektronkové kytarové zesilovače

Elektronkové zesilovače byly vůbec první zesilovače použité pro zesílení hudebních nástrojů. I když je dnes elektronika již jako součástka zastaralá, pomocí vhodných zapojení s ní však lze vcelku jednoduše dosáhnout zkreslení signálu a tím typického zvuku pro hudební styly jako blues rock&roll, big beat a další. Je to jednoduše proto, že v době, kdy tyto styly vznikaly, byly elektronkové zesilovače stále dominantní. I v době, kdy tranzistory začaly převažovat, velká část kytaristů dál používala elektronkové zesilovače a používají je i dnes.

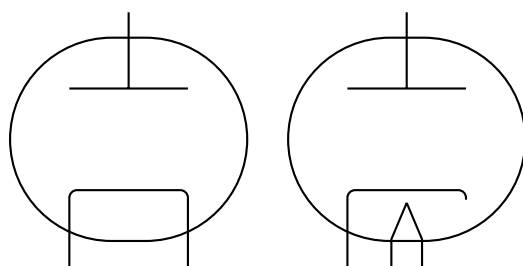
#### 2.1 Elektronky



Obrázek 2.1: Ukázka některých elektronek, zdroj [6]

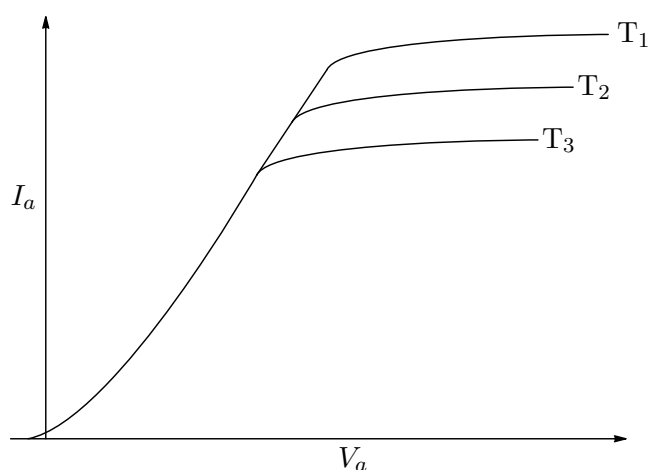
Elektrickými i jinými vlastnostmi byly elektronky již dávno překonány tranzistory, které jsou levnější, lehčí, menší, účinnější, mají neporovnatelně delší životnost a mnoho dalších výhod. Přesto elektronky přetrvávají v zesilovačích pro hudební nástroje, zejména elektrickou kytaru a baskytaru, ale i v zesilovačích pro reprodukci hudby. Důvodem je, jak je uvedeno výše, zkreslení které produkují. Konstrukčně se jedná o válcovité vakuové baňky, které v sobě mají dvě elektrody, katodu a anodu, popřípadě i další. Anoda je válcovitý

plíšek při okraji baňky, v jehož středu se nachází katoda. Katoda je přímo či nepřímo zahřívána, přímo nahřívána katoda je drátek s emisní vrstvou, kterým přímo protéká žhavicí proud. Nepřímo žhavená katoda je válcovitý plíšek, opět s emisní vrstvou, jehož středem vede žhavicí vlákno. Výhodou nepřímo žhavené katody je elektrické oddělení žhavení, tedy katody různých elektronek mohou být připojeny na různá napětí, i když jsou jejich žhavení propojena. Zahříváním katody produkuje emisní vrstva volné elektrony. Anoda, která je oproti katodě kladná, tyto elektrony přitahuje a elektronkou teče proud. Další elektrody, které se mohou v elektronce nacházet nazýváme mřížky a slouží k různým účelům. Jedná se opravdu o válcovité kovové mřížky, umístěné mezi katodu a anodu [20, 19, 2, 1, 17].

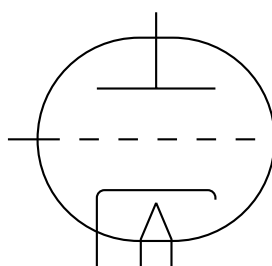


**Obrázek 2.2:** Schema diody, vlevo s přímým a vpravo s nepřímým žhavením

**Diody** - Základním typem elektronky je dioda, kterou roku 1904 vynalezl pan J. A. Fleming. V diodě se nachází pouze katoda a anoda. Její funkce je stejná jako u polovodičové diody, avšak jsou tu značné rozdíly v parametrech. Elektronková dioda vykazuje značný vnitřní odpor, mnohem větší, než dioda křemíková. Dále je její anodový proud omezen teplotou katody. Rozžhavená katoda dokáže termoemisí produkovat pouze omezené množství volných elektronů a pokud je napětí na anodě dostatečně vysoké, jeho další zvyšování vede pouze k velmi malému zvyšování anodového proudu. Využívá se ve zdroji zesilovače, kde usměrňuje střídavé napětí na stejnosměrné. Její vysoký výstupní odpor způsobuje měkké napětí zdroje. Pokud se tedy po např. po přebuzení koncového zesilovače ve třídě AB zvýší odběr proudu ze zdroje, výstupní napětí poklesne, což ovlivní produkovaný zvuk. Toto může být v kytarových zesilovačích žádoucí jev. [18, 2, 4, 11].

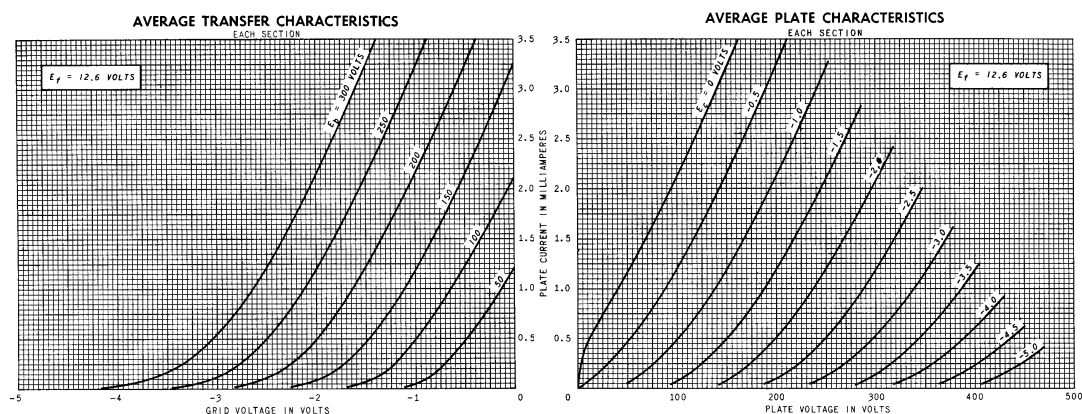


**Obrázek 2.3:** VA charakteristika elektronkové diody pro různé teploty katody,  $T_1 > T_2 > T_3$

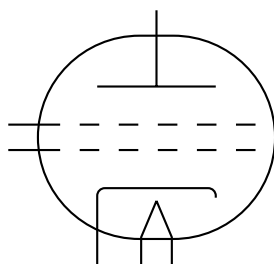


Obrázek 2.4: Schema triody

**Trioda** - V roce 1907 přidal pan Lee de Forest mezi anodu a katodu další elektrodu, která se nazývá řídicí mřížka. Přivedením záporného napětí vůči katodě na řídicí mřížku lze řídit proud tekoucí elektronkou. Čím víc se napětí na mřížce snižuje, tím je anodový proud nižší, až se nakonec elektronka zavře. Toho lze využít pro zesílení signálů, které na mřížku přivedeme. Řídicí mřížka se pro záporná předpětí mřížky vůči katodě jeví jako vysoká impedance v řádech  $M\Omega$ , pokud se však předpětí mřížky dostane vůči katodě do kladných hodnot, impedance klesne do řádu  $k\Omega$  a mřížkou začne protékat proud nazývaný mřížkový proud. Trioda má oproti složitějším elektronkám nízký vnitřní anodový odpor, ale také vysoké kapacity mezi vnitřními elektrodami, které se dále zvyšují Millerovým efektem a tím je velmi omezeno hlavně zesílení, ale i použitelné frekvenční pásmo. Trioda se však stále používá v předzesilovačích z několika důvodů. Prvním z nich je harmonické zkreslení triody, kde produkuje hlavně sudé harmonické. Dále je trioda oproti složitějším elektronkám méně náchylná k mikrofonnímu efektu a má menší vnitřní šum, což je pro předzesilovač důležité, protože by tyto rušivé signály mohly být koncovým zesilovačem zesíleny na příliš slyšitelnou úroveň [11, 1, 4, 2].

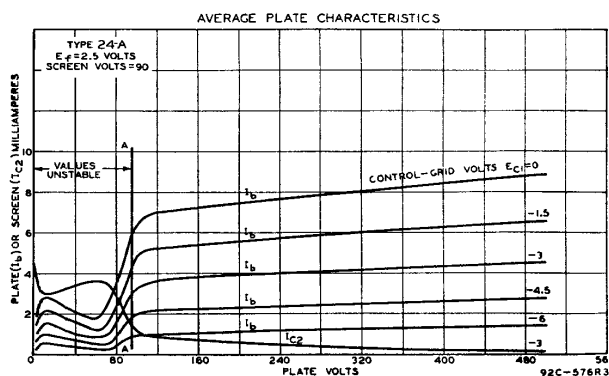


Obrázek 2.5: Převodní a anodová charakteristika triody 12ax7, upraveno ze zdroje [9]

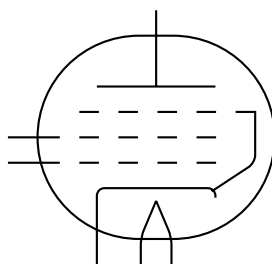


Obrázek 2.6: Schema tetrody

**Tetroda** - Tetrodu vznikne přidáním další elektrody mezi řídicí mřížku a anodu. Nazývá se stínící mřížkou, protože "zastíní" řídicí mřížku a katodu před kolísajícím elektromagnetickým polem anody a tím významně zmenšuje vnitřní kapacity. Dále se zvýšil vnitřní anodový odpor. V roce 1919 ji vynalezl pan W. H. Schottky. Tato elektronka má tedy vyšší použitelné zesílení i frekvenční pásmo, bohužel však získává některé nevýhody. Na stínící mřížku se přivádí stejné nebo nižší napětí než je klidové napětí na anodě. To způsobuje, že část elektronů odchytí stínící mřížka a tím snižuje proud mezi katodou a anodou. Největší nevýhodou však představuje sekundární emise. Nazývají se tak elektrony, které jsou vyraženy na anodu dopadajícími elektrony s vysokou rychlostí. Některé tyto elektrony jsou přitáhnuty zpět na anodu, ale některé přitáhne stínící mřížka. Toto je problém hlavně v případě, že je napětí na anodě menší než na stínící mřížce. Pokud je napětí na anodě hodně malé, sekundární emise téměř neexistuje protože elektrony nemají dostatečnou rychlost. Pokud však anodové napětí dosáhne určité meze (ale menší než napětí na stínící mřížce), začne se elektronka chovat tak, že s dalším zvyšováním napětí na anodě klesá anodový proud. To je způsobeno tím, že elektrony z primární termoemise jsou napětím urychlovány dostatečně na to, aby docházelo k sekundární emisi, velkou většinu těchto sekundárních elektronů však přitáhne kladněji nabitá stínící mřížka. K návratu k normální voltampérové charakteristice dochází v bodě, kde se anodové napětí začne blížit napětí stínící mřížky. Tento "záchvív" ve voltampérové charakteristice značně omezuje výstupní napěťový rozkmit, kterého jsme s tetrodou schopni dosáhnout [11, 13, 16].

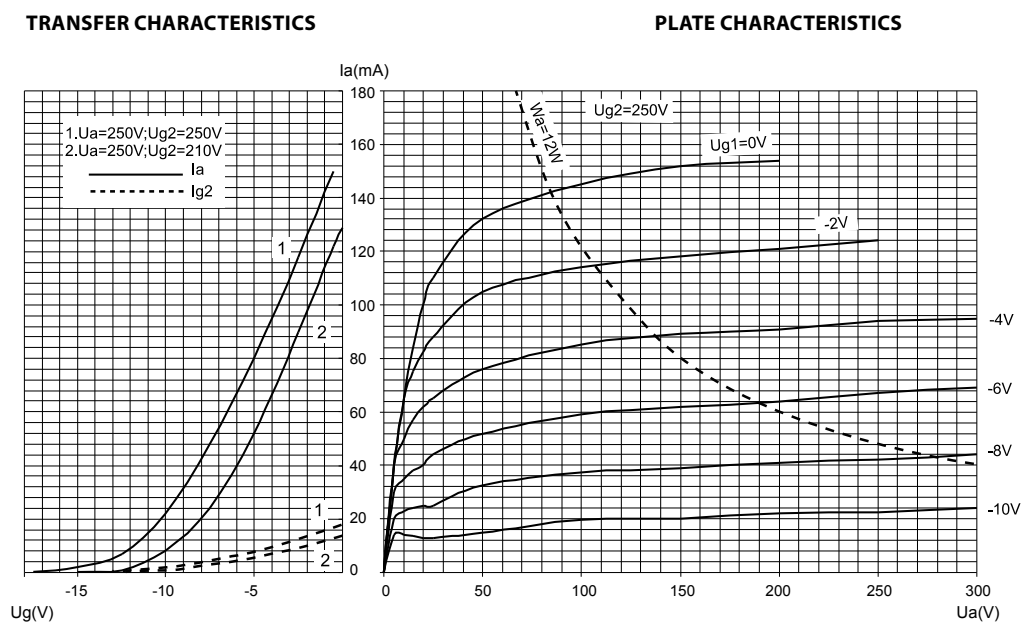


Obrázek 2.7: Charakteristika tetrody, zdroj [9]



Obrázek 2.8: Schema pentody

**Pentoda** - Problém tetrody vyřešili pánové G. Holst a B. D. H. Tellgen v roce 1926 vynalezením pentody, která má přidanou další elektrodu mezi anodu a stínící mřížku, zvanou brzdicí/hradicí mřížka. Tato mřížka je nabita oproti anodě záporně (často je spojena s katodou). Pro rychlé elektrony z primární termoemise nepředstavuje velkou překážku, pomalé elektrony ze sekundární emise odpuzuje směrem k anodě. Tímto získáme elektronku schopnou velkého zesílení a dále tím snížíme vnitřní kapacitu. Oproti triodě vykazuje vyšší mikrofonní efekt a vnitřní šum. Harmonické zkreslení pentody je velmi závislé na volbě pracovního bodu. Přebuzená pentoda vykazuje efekt komprese, který je v některých případech žádoucí [11, 14, 16, 4, 1].



Obrázek 2.9: Charakteristika pentody, zdroj [8]

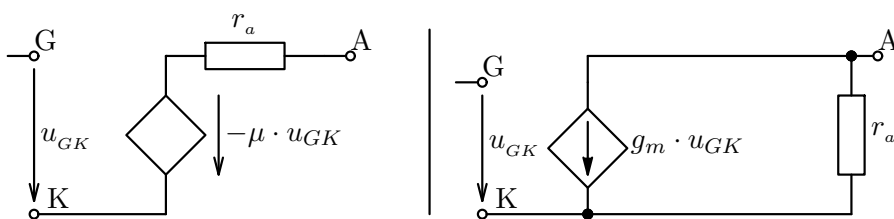
**Svazková tetroda** - Svazková tetroda vzniká několika úpravami z tetrody. Jde o jiný přístup "narovnání" charakteristiky tetrody, než jaký používá pentoda. Svazková tetroda je zkonstruována tak, aby řídicí a stínící byly v zákrytu, což formuje elektrony pohybující se od katody k anodě do svazků a snižuje proud stínící mřížkou i oproti pentodě. Vlivu sekundární emise brání formovací rámečky propojené s katodou. Výsledkem je elektronka s

charakteristikou podobnou pentodě [11].

Existují další elektrony s více elektrodami, které se ale v kytarových zesilovačích nepoužívají.

## 2.2 Parametry elektronek

Různé elektrony vykazují různé charakteristiky, a každá se tedy hodí na jiné použití. Důležité pro výpočty vlastností zesilovače jsou 3 parametry: faktor zesílení  $\mu$ , transkonduktance  $g_m$  a anodový odpor  $r_a$ . Tyto parametry můžeme vypočítat z charakteristik, které najdeme v datasheetu každé elektrony, pokud známe pracovní bod. V náhradním obvodu pro vyhodnocování střídavých veličin pak můžeme tyto parametry použít a vypočítat veličiny popisující chování obvodu.

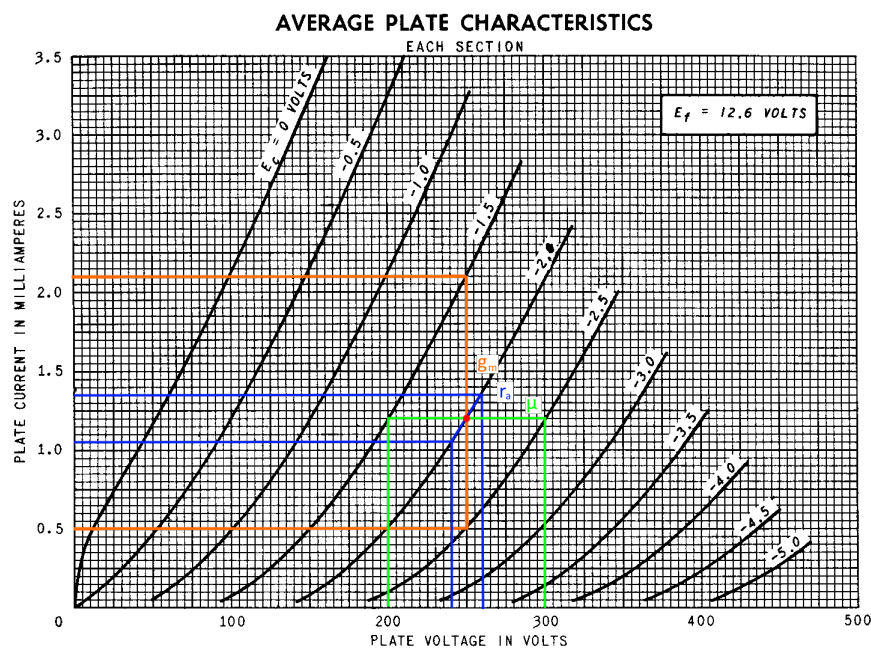


Obrázek 2.10: Náhradní obvody pro střídavé veličiny

$$\mu = \left. \frac{\Delta U_a}{\Delta U_g} \right|_{I_a = \text{konst.}}, \quad (2.1)$$

$$g_m = \left. \frac{\Delta I_a}{\Delta U_g} \right|_{U_a = \text{konst.}}, \quad (2.2)$$

$$r_a = \left. \frac{\Delta U_a}{\Delta I_a} \right|_{U_g = \text{konst.}}, \quad (2.3)$$



**Obrázek 2.11:** Odečítání parametrů z charakteristiky 12AX7/ECC83, upraveno ze zdroje [9]

Jedna z nejpoužívanějších triod v předzesilovačích je 12AX7, také známá jako ECC83. Na obrázku 2.11 je naznačen odečet příslušných hodnot v typickém pracovním bodě. Pomocí rovnic 2.1, 2.2 a 2.3 získáme  $\mu = 100$ ,  $g_m = 1.6 \text{ mS}$  a  $r_a = 62.5 \text{ kW}$ . Dále platí vztah

$$\mu = g_m \cdot r_a, \quad (2.4)$$

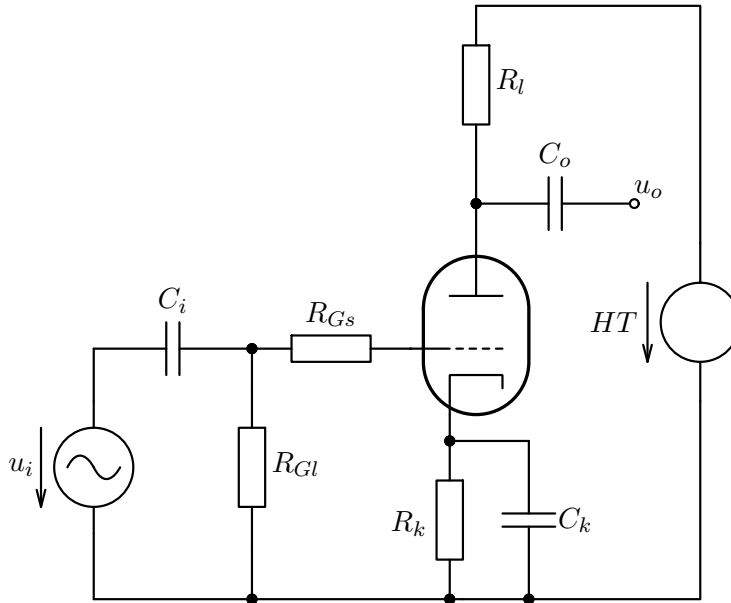
stačí tedy znát pouze dva ze tří parametrů a zbývající parametr lze snadno dopočítat. [1, 4, 2]

## 2.3 Elektronkový předzesilovač

Předzesilovače kytarových zesilovačů jsou tvořeny různým počtem zesilovacích stupňů, nejčastěji s triodou. Počet stupňů závisí na cílovém celkovém zesílení a zkreslení předzesilovače.



### 2.3.1 Zesilovač se společnou katodou



Obrázek 2.12: Zesilovač se společnou katodou

Zesilovač se společnou katodou je základní stavební stupeň elektronkových předzesilovačů. Napájen je ze zdroje napětí  $HT$  (anglicky *high tension*). Na vstupu se nacházejí vazební kondenzátory  $C_i$  a  $C_o$ , které pro stejnosměrné napětí a proudy oddělují jednotlivé stupně navzájem od sebe (u vstupního stupně, kde očekáváme pouze střídavý signál, vstupní kondenzátor být nemusí). Důležitá je hodnota těchto kondenzátorů, protože se vstupní kondenzátor tvoří se vstupním odporem  $R_g$  horní propust, to samé výstupní kondenzátor s vstupním odporem dalšího stupně, a tedy musejí být zvoleny takové hodnoty, aby nedocházelo k útlumu nízkofrekvenčních složek (nebo naopak došlo k jejich odfiltrování). Velikost kapacity vazebních kondenzátorů se volí podle rovnice

$$C_i = \frac{1}{2\pi f_c (R_{supply} + R_{in})}, \quad (2.5)$$

$$C_o = \frac{1}{2\pi f_c (R_{out} + R_{next})}, \quad (2.6)$$

kde  $f_c$  je frekvence pro pokles o 3 dB oproti přenosu děliče  $R_{supply}$  a  $R_{Gl}$  (resp.  $R_{out}$  a  $R_{next}$ ) pro  $f \rightarrow \infty$ ,  $R_{supply}$  je výstupní odpor zdroje signálu,  $R_{in}$  je vstupní odpor stupně,  $R_{out}$  je výstupní odpor zesilovacího stupně a  $R_{next}$  je vstupní odpor následujícího obvodu [3, 1].

Vstupní odpor je tedy tvořen  $R_{GI}$  (anglicky *grid leak*), protože za normální operace je odpor mřížky velmi vysoký a lze ho ignorovat. Správná hodnota vstupní impedance je důležitá, protože může výrazně ovlivnit výsledný zvuk. Pasivní kytarové magnetické snímače mají totiž značný vnitřní odpor, 3 - 15 k $\Omega$ , ale i indukčnost 2-10 H (typicky 0.5 H na 1 k $\Omega$ ), což může pro

frekvenci 20 kHz znamenat celkový odpor až stovek k $\Omega$ . Proto mají některé kytarových zesilovače více vstupů, kam je možné nástroj připojit. Jeden bývá vysoko-impedanční, který má vstupní impedanci dostatečně velkou na to, aby snímač nezatěžovala ani na vysokých kmitočtech. Druhý vstup je označován jako nízko-impedanční, jehož impedance je taková, že vysoké kmitočty jsou zatlumeny více. Dále tento odpor tvoří referenci na zem, aby mřížka "neplavala" a jakýkoliv náboj který se na mřížce vyskytne (elektrony, které narazí do mřížky) je přes  $R_g$  sveden na zem. Jeho hodnoty se pohybují v řadu stovek k $\Omega$  až jednotek M $\Omega$ , maximální hodnota je uvedena v katalogovém listu elektronky [1, 4, 3, 2, 10].

Odpor  $R_{Gs}$  (anglicky *grid stopper*) slouží k několika funkcím. Předně tvoří s vnitřními kapacitami elektronky RC člunek, který odfiltrovává radiové frekvence, aby se zabránilo demodulaci na některém z nelineárních prvků. Dále zabraňuje vnitřní oscilaci elektronky, která může z různých důvodů nastat a projevit se různými nežádoucími vlivy, např. zkrácením životnosti. Dalším důvodem je omezení mřížkového proudu, který se může vyskytnout, pokud je napětí  $U_{GK}$  jen o něco menší než 0 nebo i vyšší. Hodnota  $R_{gs}$  se odvíjí od vstupní kapacity, většinou dosahuje jednotek až stovek k $\Omega$  [18, 1, 4].

Zatěžovací odpor  $R_l$  (anglicky *load*) tvoří zátěž (pokud je  $R_{in}$  navazujícího stupně  $\gg R_l$ ). Velikostí tohoto odporu je určena strmota zatěžovací přímky, tedy i napěťové zesílení. Větší odpor  $R_l$  zvýší napěťové zesílení, pokud je příliš velký, dostane se zatěžovací přímka do části charakteristiky, kde vnitřní odpor elektronky příliš roste. V opačném případě, kdyby byl zatěžovací odpor příliš malý, napěťové zesílení klesne a může dojít k překročení maximálního dovoleného výkonu. Pro předzesilovače s triodou se  $R_l$  pohybuje v řadu desítek až pár stovek k $\Omega$  [1, 2, 4].

Odpor  $R_k$  má v tomto zapojení jedinou funkci, a to nastavit napětí mřížky  $U_{GK}$ , tedy nastavit pracovní bod. V klidu má řídicí mřížka potenciál země, potenciál katody se tedy musí zvýšit, aby  $U_{GK}$  bylo záporné. Klidový proud protékající  $R_k$  způsobuje úbytek napětí  $U_k$ , tedy  $U_{GK} = -U_k$  [1, 2, 4].

Blokovací kondenzátor  $C_k$  přemostuje odpor  $R_k$ . Pokud totiž napětí na řídicí mřížce vzroste, proud  $I_a$  se zvýší a tím vrostou i napětí na  $R_k$ . Naopak, pokud napětí na řídicí mřížce klesne, napětí na  $R_k$  také klesne. Tato zpětná vazba snižuje zesílení.  $C_k$  tuto zápornou zpětnou vazbu snižuje a tím zvyšuje zesílení [1, 2, 4].

Pomocí nahrání obvodů pro střídavé veličiny dostaneme napěťové zesílení zesilovače se společnou katodou a přemostěným odporem  $R_k$  [1]:

$$A_u = -\mu \cdot \frac{R_l}{r_a + R_l}, \quad (2.7)$$

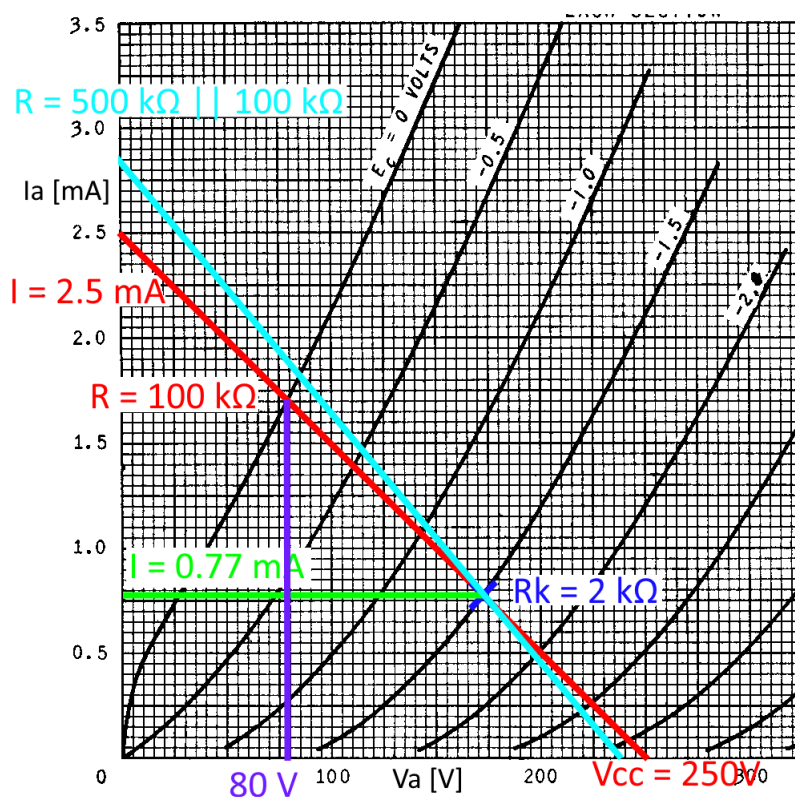
a dále výstupní impedanci

$$Z_{out} = r_a \parallel R_l. \quad (2.8)$$

Vstupní impedance je ovlivněna Millerovým efektem, kdy účinkem napěťového zesílení vzroste vstupní kapacita  $C_{in}$ . Vstupní odpor, jak již bylo zmíněno, odpovídá odporu  $R_{Gl}$

$$Z_{in} : R_{in} \approx R_{Gl}, C_{in} = C_{gk} + C_{ga}(A_u + 1). \quad (2.9)$$

kde  $C_{gk}$  je kapacita mezi mřížkou a katodou a  $C_{ga}$  je kapacita mezi mřížkou a anodou.



**Obrázek 2.13:** Volba  $R_l$  a  $R_k$ , změna zatěžovací přímky při zatížení  $R_L = 500 \text{ k}\Omega$

Při návrhu stupně je nejprve zvolen odpor  $R_l$  podle napětí  $HT$  a maximálního výkonu rozptýleného na anodě  $P_{max} = I_a \cdot U_a$ . Do V-A charakteristiky lze znázornit zatěžovací přímku (anglicky *load line*), jejíž krajní body jsou tvořeny průsečíkem s napětovou osou v bodě  $HT$  a s proudovou osou v bodě  $\frac{HT}{R_l}$ , která by neměla zasahovat do oblasti  $P_{max}$ . Poté je vybrán vhodný pracovní bod, který by měl ideálně ležet v polovině mezi  $HT$  a napětím  $U_A$ , které vznikne v případě  $U_{GK} = 0$ . Pokud je požadavkem aby stupeň více zkresloval, lze pracovní bod posunout blíže k jednomu či druhému konci, podle požadovaného druhu zkreslení. S vybraným pracovním bodem lze dopočítat katodový odpor  $R_k$

$$R_k = \frac{|U_{GK}|}{I_{OP}}, \quad (2.10)$$

kde  $U_{GK}$  je zvolené předpětí mřížky a  $I_{OP}$  je klidový proud v pracovním bodě. Kondenzátor  $C_k$  je zvolen podle vztahu

$$C_k = \frac{1}{2\pi f_{lo} R_k}, \quad (2.11)$$

kde  $f_{lo}$  je frekvence, při níž začne zesílení růst až na hodnotu maximálního zesílení stupně. Tuto frekvenci lze zvolit tak, aby byl odpor  $R_k$  efektivně

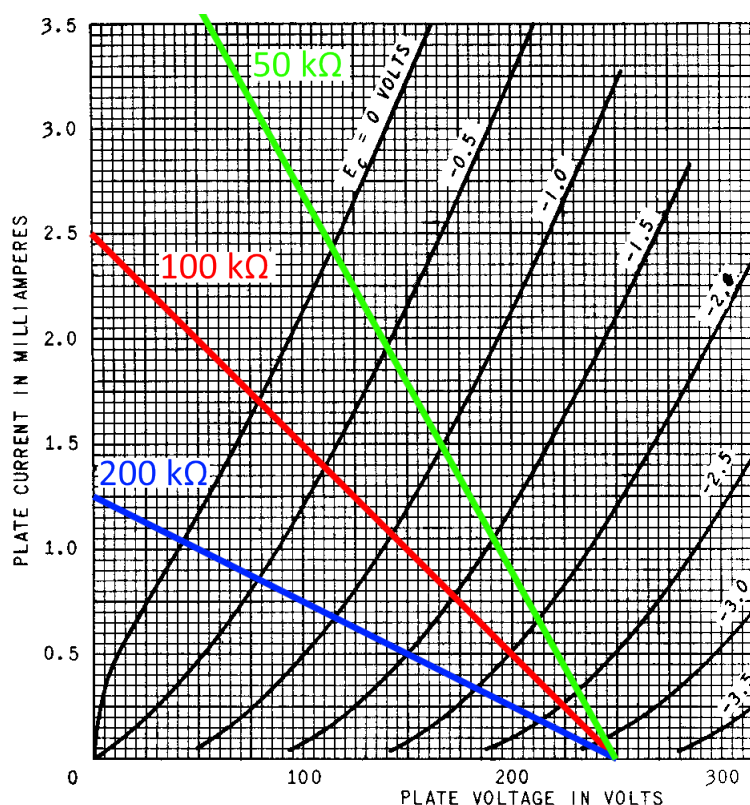
přemostěný už pro nízké frekvence, nebo jenom pro vyšší frekvence a tím je zdůraznit. Odpor  $R_{Gs}$  je zvolen podle rovnice

$$R_{Gs} = \frac{1}{2\pi f C_{in}}, \quad (2.12)$$

kde  $f$  je frekvence, od které začíná filtr utlumovat a  $C_{in}$  je vstupní kapacita.

Je nutné dodat, že  $R_k$  se přičítá k  $R_l$  a zátěž tvoří jejich součet, avšak ve většině případů platí  $R_l \gg R_k$ , a tedy  $R_k$  zatěžovací přímku ovlivní pouze zanedbatelně. Pokud je však na výstup zesilovače se společnou katodou připojena další zátěž  $R_L$  a neplatí  $R_L \gg R_l$ , celková zátěž  $R_{ac} = R_l \parallel R_L$  a dojde k pootočení zatěžovací přímky a tím i ke snížení napětového zesílení, viz obrázek 2.13. V případě velkého zatížení je vhodné použít i jiné zapojení [1, 4, 2, 18].

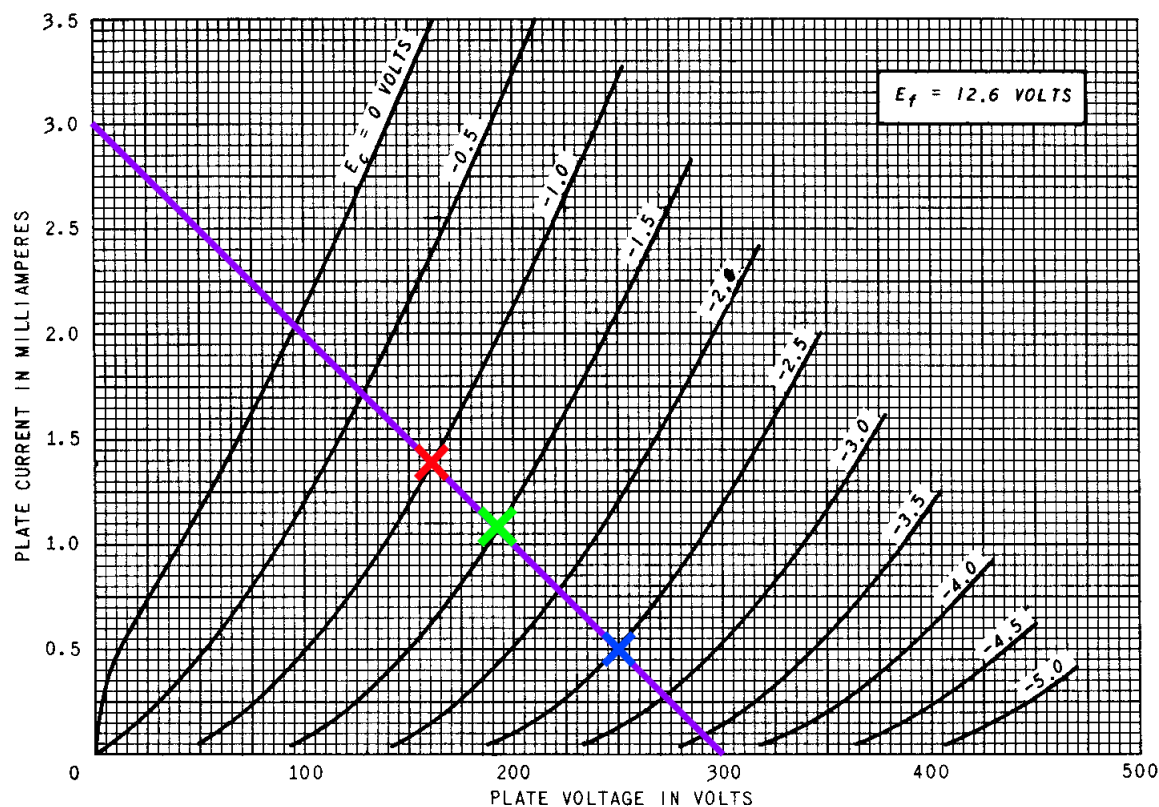
### 2.3.2 Pracovní bod



Obrázek 2.14: Možné odpory  $R_l$ , upraveno ze zdroje [9]

Jak bylo zmíněno, volba hodnoty  $R_l$  ovlivňuje napětové zesílení. Z obrázku 2.14 je vidět, že nejvyšší  $\Delta U_a$  je pro  $R_l = 200 \text{ k}\Omega$  a nejmenší pro  $R_l = 50 \text{ k}\Omega$ . Dále je vidět, že pro klesající  $U_{GK}$  jsou křivky blíže u sebe než křivky pro vyšší  $U_{GK}$ . Kladná půlvlna vstupního signálu je zesílena jinak, než záporná půlvlna, výstupní signál je tedy nesymetrický, což je zkreslení, při kterém

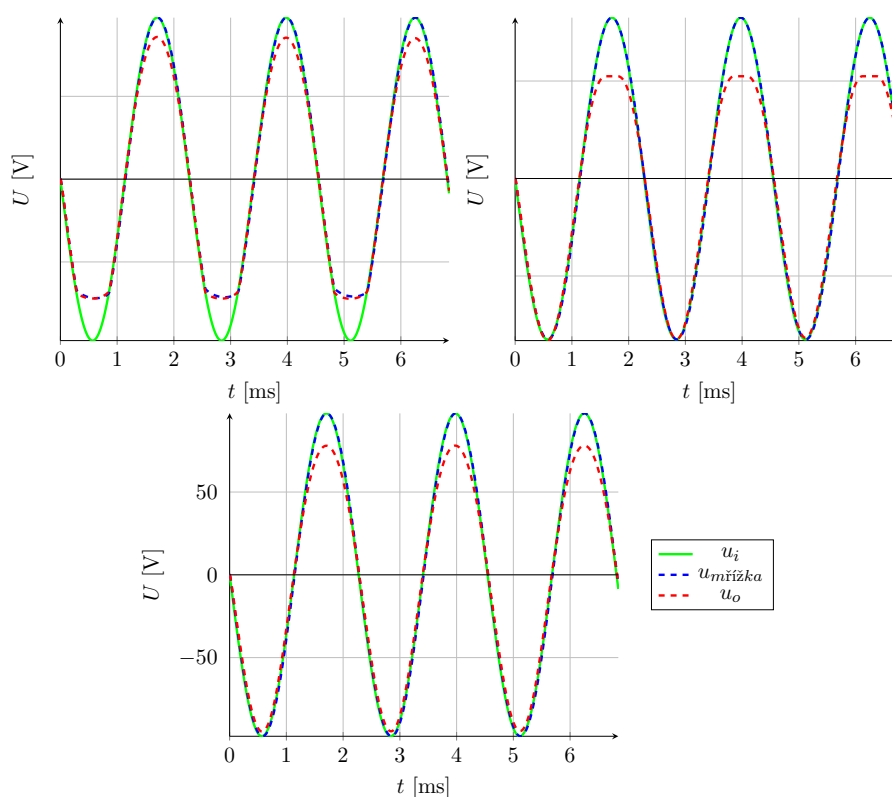
vznikají hlavně sudé harmonické. Je vidět, že pro každé  $R_l$  jsou i vzdálenosti mezi křivkami  $U_{GK} = konst.$  různé, výběr  $R_l$  ovlivňuje tuto asymetričnost, s větší hodnotou zkreslení klesá. Výběrem pracovního bodu na zatěžovací křivce můžeme harmonické zkreslení dále ovlivnit.



Obrázek 2.15: Možné pracovní body 1, 2 a 3, upraveno ze zdroje [9]

Pokud je zvolené napětí  $HT$  a zatěžovací odpor  $R_l$ , lze na zatěžovací přímce zvolit pracovní bod. Na obrázku 2.15 jsou pro dané napájecí napětí a  $R_l$  zvoleny 3 různé operační body. Bod 2 je zvolen cca. v polovině mezi napájecím napětím a napětím, kdy  $U_{GK} = 0$  V. Dává tedy nejvíce prostoru pro zesílení bez oříznutí. Bod 1 je zvolen tak, že je blíže oříznutí výstupního signálu na kladné půlplně. To znamená, že pro kladnou půlplnu vstupního signálu vzniká na sériovém mřížkovém odporu  $R_{gs}$  úbytek napětí, který tuto kladnou půlplnu ořízne. Zkreslován je tedy už vstupní signál na mřížce. Protože se mřížkový proud zvyšuje postupně, je toto oříznutí také pozvolné (anglicky *soft clipping*). Toto je častý operační bod zkreslujících stupňů, protože takovéto oříznutí produkuje hlavně sudé harmonické složky, musí se však dát pozor na blokuující zkreslení u stupňů s vazebním kondenzátorem na vstupu. Bod 3 je naopak blíže oříznutí zavřením elektronky při negativní půlplně vstupního signálu. Zde tedy vstupní signál zkreslován není. Toto oříznutí je méně pozvolné než v případě bodu 2, avšak i při zdánlivě úplném zavření elektronkou poteče malý proud díky vnitřní konstrukci elektronky. Ve výsledku je to právě chování elektronek v těchto pracovních bodech spolu s faktem, že záporná zpětná

vazba je u kytarových elektronkových zesilovačů používána velmi zřídka, důvodem jejich typického zkreslování [20, 1, 2, 4].



**Obrázek 2.16:** Simulace vlivu polohy pracovního bodu na vstupní a výstupní signál. Vlevo: Omezení mřížkovým proudem, vpravo: Omezení zavřením, dole: Pracovní bod cca. na středu. Vstupní a mřížková napětí jsou škálována tak, aby byl vidět rozdíl ve tvaru signálů

## 2.4 Zkreslení elektronek

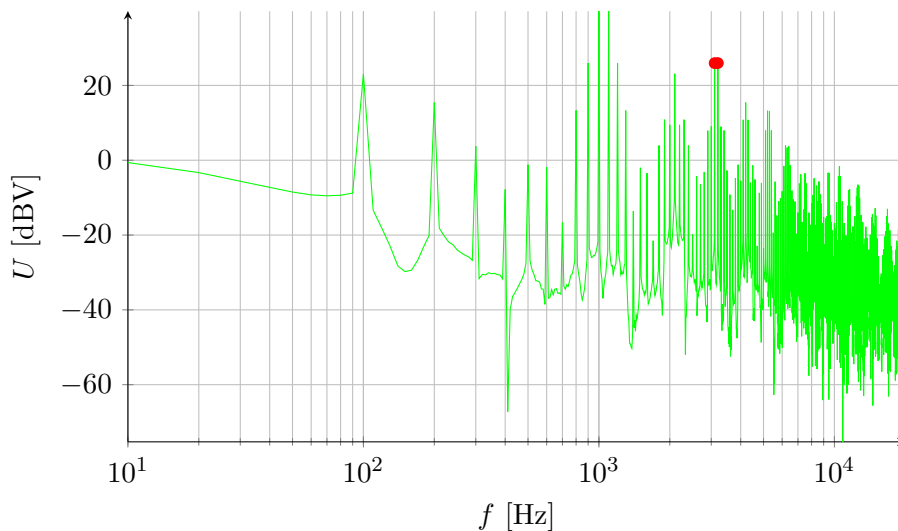
### 2.4.1 Harmonické zkreslení

Harmonické frekvence se nazývají násobky původní frekvence, která je přivedena na vstup zesilovače. Vznikají na elektronekách kvůli jejich nelineárnosti. Asymetrické zesílení či oříznutí kladné a záporné půl-vlny vstupního signálu produkuje dominantní sudé harmonické, které jsou s základní frekvencí hudebně příbuzné. Druhá harmonická totiž odpovídá o oktávu vyššímu tónu, čtvrtá harmonická o dvě oktávy vyššímu tónu, výsledný zvuk je bohatší a barvitější. Symetrické oříznutí kladné a záporné půl-vlny vstupního signálu naopak produkuje dominantní liché harmonické, které k základní frekvenci takový vztah nemají, a výsledný zvuk je více agresivní a tvrdý. Harmonické zkreslení dále záleží na intenzitě oříznutí, pozvolné oříznutí produkuje nižší harmonické frekvence, intenzivní oříznutí produkuje i harmonické o vysokých frekvencích. Harmonické zkreslení produkované koncovým výkonovým zesilo-

vačem je velmi ovlivněno způsobem zapojení, dvojčinné zapojení z principu funkce neprodukuje sudé harmonické [4, 1, 20, 23].

### 2.4.2 Intermodulační zkreslení

Přivedením různých frekvencí na vstup zesilovače se na výstupu vlivem nelinearit objeví i frekvence, které nejsou původními frekvencemi ani jejich násobky. Jsou to produkty součtů a rozdílů původních frekvencí. Takto mohou vznikat i frekvence nižší a vyšší, než je frekvenční rozsah samotné kytary a je proto nutné s nimi v zesilovačích počítat. Toto zkreslení je charakteristické pro přebuzený zesilovač, v některých případech může výsledný zvuk obohatit, v jiných naopak přehltnit. Intermodulační zkreslení je výraznější u přebuzených zesilovačů, kde začne převládat nad harmonickým zkreslením [1, 23]. Na obrázku 2.17 je výsledek simulace, kdy stupeň se společnou katodou a pracovním bodem nastaveném na střed zatěžovací přímky je přebuzen signálem s kmitočty 1 kHz a 1.1 kHz. Intermodulační složky na 3.1 kHz a 3.2 kHz mají po základních složkách nejvyšší úroveň.

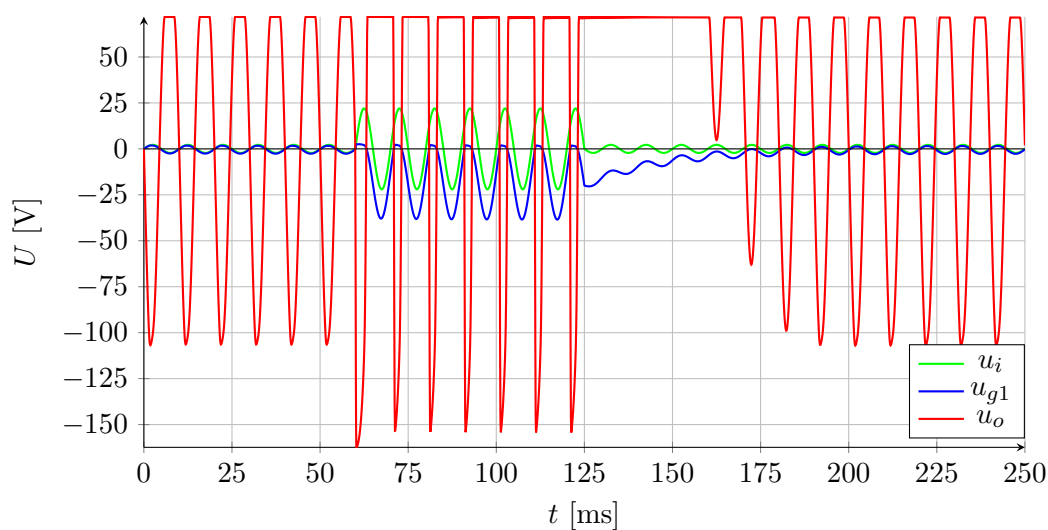


Obrázek 2.17: Simulace intermodulační zkreslení

### 2.4.3 Blokuující zkreslení

Nežádoucí zkreslení vyskytující se u stupňů propojených přes vazební kondenzátor. Je způsobeno mřížkovým proudem elektrony. Většinou uvažujeme, že proud řídicí mřížkou elektrony je téměř nulový a mřížkový odpor velmi vysoký, pokud se však předpětí mřížky blíží k 0 V nebo více (vůči katodě), její odpor výrazně klesne a začne jí téct proud. Tento proud teče přes vazební kondenzátor, který nabíjí a dále přes sériový mřížkový odpor  $R_{Gs}$ . Když začne napětí klesat, tento mřížkový proud přestává téct a odpor zase vzroste, ale vazební kondenzátor zůstane nabitý a musí se pomalu vybíjet přes paralelní odpor mřížky  $R_{G1}$ . Napětí na kondenzátoru posune pracovní bod do velmi záporných hodnot, pravděpodobně pak elektronka zůstane zcela uzavřena



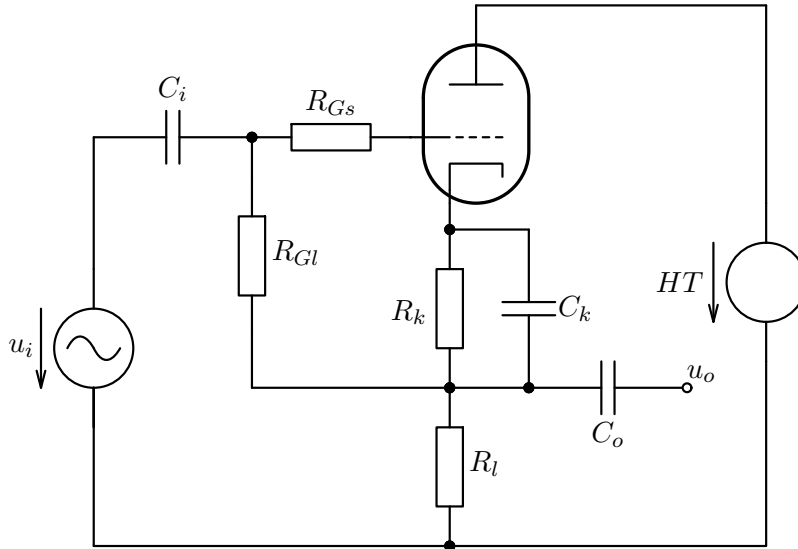


**Obrázek 2.18:** Simulace blokovacího zkreslení

do doby, než se kondenzátor vybije. Na obrázku 2.18 je výsledek simulace, kdy stupeň se společnou katodou je buzen přes vazební kondenzátor. Nejprve je buzen dostatečně malým napětím, kdy mřížkový proud téměř neteče a pracovní bod není ovlivněn. Při zvětšení vstupního signálu začne téct mřížkový proud a pracovní bod je nabitým kondenzátorem posunut do záporných hodnot, kdy ale kladná půlvlna vstupního signálu má dostatečnou amplitudu, aby se na výstupu objevil zesílený signál. Po opětovném snížení vstupního signálu se pracovní bod začne vracet, ale amplituda kladné půlvlny nemá dostatečnou amplitudu a signál na výstupu zanikne, po vybití kondenzátoru se na výstupu signál opět objeví. Toto zkreslení lze omezit správnou volbou vazebního kondenzátoru a paralelního a sériového mřížkového odporu. Menší paralelní odpor a vazební kondenzátor s menší kapacitou umožní jeho rychlejší vybití, na větším sériovém odporu způsobí mřížkový proud větší úbytek napětí a zamezí dalšímu zvyšování mřížkového proudu. Dále lze použít zapojením bez vazebního kondenzátoru nebo např. vazební transformátor [18, 1, 20].



## 2.5 Katodový sledovač



Obrázek 2.19: Katodový sledovač

Vlastnosti tohoto zapojení se od zapojení se společnou katodou značně liší. Jeho výhoda spočívá v mnohem menším výstupním odporu a schopnosti mnohonásobně zvětšit vstupní odpor oproti skutečné hodnotě  $R_{Gl}$ . Výstupní napětí je ve fázi s vstupním a jeho amplituda je podobná, proto se nazývá sledovač. Oproti zapojení se společnou katodou je zde zatěžovací odpor připojen na katodě, což je důvod, proč je zesílení vždy  $< 1$ . Pomocí náhradních obvodů lze dopočítat napěťové zesílení

$$A_u = \frac{\mu R_l}{r_a + R_l(\mu + 1)} \approx \frac{\mu}{\mu + 1} \Big|_{R_l(\mu+1) \gg r_a}, \quad (2.13)$$

a výstupní impedanci

$$Z_{out} = \frac{1}{\frac{1}{R_l} + \frac{1}{r_a} + g_m} \approx \frac{1}{g_m} \Big|_{g_m \gg \frac{1}{R_l} + \frac{1}{r_a}}. \quad (2.14)$$

Pro dostatečně vysoká  $\mu$  je tedy napěťové zesílení velmi blíží 1. Vstupní impedance je tvořena odporem  $R_{in}$  a kapacitou  $C_{in}$ . Millerův jev se zde na rozdíl od zapojení se společnou katodou neprojevuje, naopak kapacita  $C_{gk}$  je velmi snížena a celková vstupní kapacita je udávána kapacitou  $C_{ga}$ .

$$Z_{in} : R_{in} = \frac{R_{Gl}}{1 - A_u}, \quad C_{in} = C_{ga} + C_{gk}(1 - A_u). \quad (2.15)$$

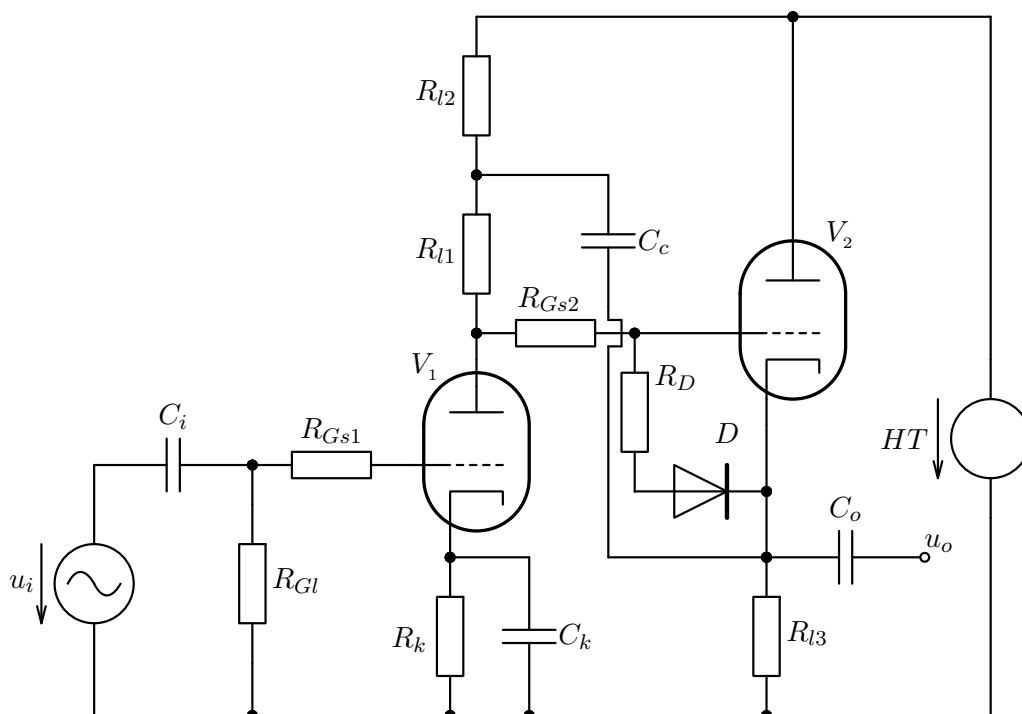
Volba pracovního bodu je podobná jako u zesilovače se společnou katodou. Odpor  $R_l$  se zde ale volí co nejmenší možný, tak aby nebyl překročen maximální povolený výkon a napěťové zesílení nebylo  $\ll 1$ . Čím menší tento

odpor je, tím méně je ovlivněna zatěžovací přímka další přidanou zátěží, např. kmitočtovými korekcemi.

Pokud je pracovní bod nastaven zhruba uprostřed zatěžovací přímky, může mít vstupní napětí velký rozkmit a přesto díky zpětné vazbě nedojde k přebuzení katodového sledovače. Proto je jeho použití omezeno na transparentní impedanční buffer. V kytarových zesilovačích je mnohem častější jeho varianta se stejnosměrnou vazbou, se kterou je možné dosáhnout zajímavého zkreslení.

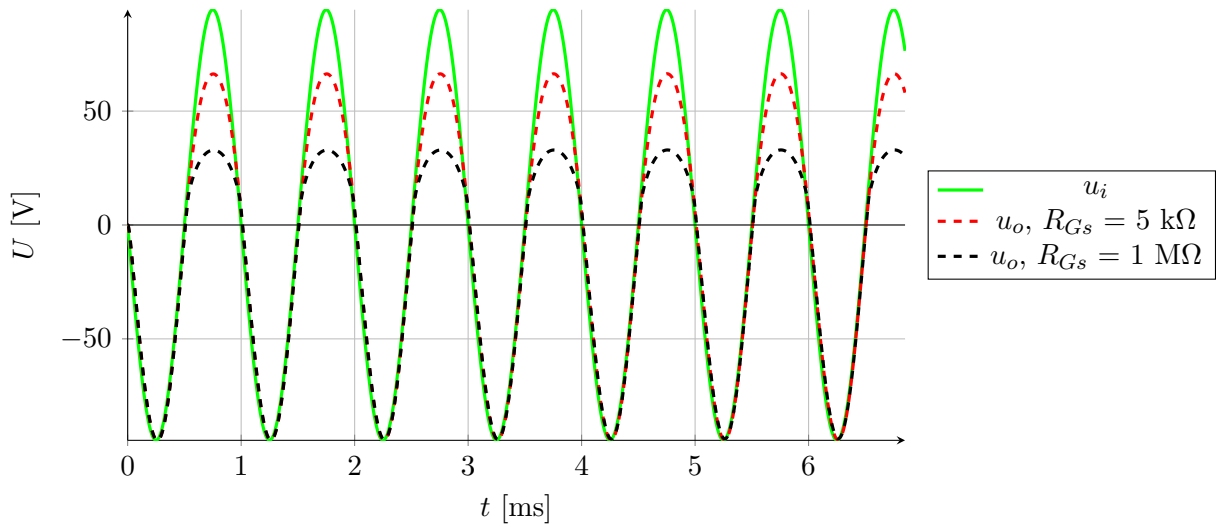
Ve schematu je zakreslen i blokovací kondenzátor  $C_k$ , který je možné použít, ale protože většinou platí  $R_l \gg R_k$ , jeho vliv je tak malý, že ho lze vynechat [1, 4, 18].

### 2.5.1 Stejnosměrná vazba



Obrázek 2.20: Katodový sledovač propojený stejnosměrnou vazbou

S touto realizací katodového sledovače se lze v kytarových zesilovačích často setkat. Jde o dva provázané stupně, kdy první stupeň je v zapojení se společnou katodou, druhý stupeň je katodový sledovač. Výhodou je vyhnutí se blokujícímu zkreslení, které zde nemůže kvůli chybějícímu vazebnímu kondenzátoru nastat. Pro větší zkreslení lze tedy s výhodou nastavit takový pracovní bod, aby katodový sledovač měl předpětí mřížky blízké 0 V. Protože pracovní body obou stupňů jsou provázány, lze nastavením pracovního bodu prvního stupně k oříznutí zavřením posunout pracovní bod katodového sledovače k oříznutí mřížkovým proudem. Mřížkový odpor sledovače klesne a začne protékat klidový mřížkový proud, který ale poteče i odporem  $R_{Gs2}$  a



**Obrázek 2.21:** Simulace vlivu velikosti  $R_{Gs}$  na zkreslení,  $u_i$  škálováno pro zdůraznění rozdílu ve tvaru signálů

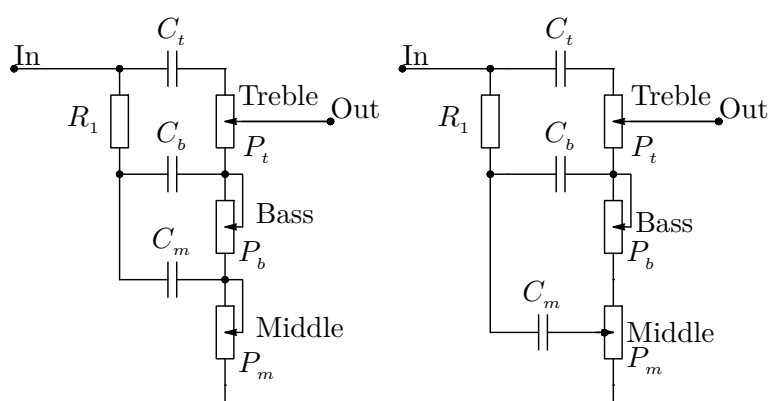
$R_{l3}$ . Součet těchto odporů je dostatečně velký na to, aby pro první stupeň nepředstavoval přílišnou zátěž. Zmenšením hodnoty  $R_{l3}$  je možné posunout pracovní bod sledovače ještě více do oblasti oříznutí mřížkovým proudem, tím zintenzivnit oříznutí a zvýšit zkreslení. Druhou možností jak manipulovat se zkreslením je měnit hodnotu  $R_{Gs2}$ . Velikost tohoto odporu určuje úbytek napětí na něm a tedy i míru oříznutí singálu na mřížce, pro větší odpor bude oříznutí znatelnější. Díky malé vstupní kapacitě katodového sledovače zde lze použít velké hodnoty odporu  $R_{gs}$  bez omezení frekvenčního pásma. Diody D a odpor  $R_D$  je vhodné použít, při zapnutí zesilovače se totiž může stát, že napětí  $HT$  se na elektronkách objeví dříve, než se dostatečně zahřejí jejich katody. Pak se na mřížce druhé elektronky objeví celé napájecí napětí zatímco katoda je uzemněná. Protože mřížka je fyzicky velmi blízko katody, může vzniknout oblouk, který drasticky snižuje životnost elektronky. Takto zapojená dioda s odporem zajistí, že napětí  $U_{GK}$  nepřekročí maximální povolenou mez. Dále je možné zatěžovací odpor prvního stupně rozdělit na dva odpory  $R_{l1}$  a  $R_{l2}$  a připojit vzniklý uzel přes vazební kondenzátor  $C_c$  na výstup sledovače. Pro střídavé signály se pak zatěžovací odpor jeví jako  $R_l = \frac{R_{l1}}{1-A_u}$ , tedy mnohokrát větší než je skutečná hodnota  $R_{l1}$ . Toto velmi ovlivní zesílení prvního stupně, zatěžovací přímka je pak skoro horizontální a napěťové zesílení se  $A_u$  skoro rovná  $\mu$ . Kondenzátor  $C_c$  je zvolen podle vztahu

$$C_c = \frac{1}{2\pi f_c R_{l2}}, \quad (2.16)$$

kde  $f_c$  je frekvence, od které se začne projevovat zvýšené zesílení. Je tedy možné více zesílit všechny frekvence nebo pouze ty vyšší [1, 4, 2].

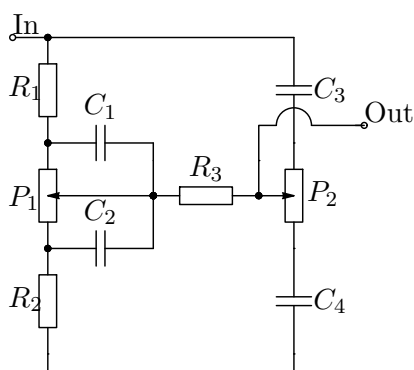
## 2.6 Kmitočtové korekce

Existuje bezpočet různých ekvalizérů, které lze v kytarových zesilovačích použít. Nejednodušším typem je jednopásmová dolní propust, kdy je pomocí potenciometru ovládáno ztlumení horních kmitočtů. Existují i způsoby kmitočtové úpravy signálu přímo v zesilovacích stupních nebo v jejich vazbě, např. pomocí vazebních či přemostovacích kondenzátorů, ale ty jsou po sestavení zesilovače pevně nastaveny a rozhodně je nelze měnit během používání. Dále existuje mnoho typů vícepásmových korekcí. Z historického hlediska je v podstatě používáno pouze pár základních zapojení s různými modifikacemi. Nejznámější je ekvalizér, který první používal známý výrobce kytar a zesilovačů Fender, podle které je nazýván. Tento obvod byl okopírován a modifikován mnoha dalšími výrobci, např. Marshall, VOX.



**Obrázek 2.22:** Ekvalizéry typu Fender (vlevo) a Marshall (vpravo)

I když je nejrozšířenější, jeho kvalita spočívá hlavně v jednoduchosti a ceně (jsou potřeba pouze 3 kondenzátory, 3 potenciometry a 1 odpor), nikoliv v jeho parametrech. Uživatel sice dostane k dispozici 3 pásma (Treble = výšky, Middle = středy, Bass = basy), jejich ovládání však spolu velmi interagují, navíc má ekvalizér kvůli zajištění dostatečně vysoké vstupní impedance vysoký útlum. Při nastavení všech potenciometrů na minimum je výstup sveden na zem a zesilovač utlumen. Některé tyto problémy řeší modifikace, která je známá od firmy Marshall. Tvar frekvenční charakteristiky se moc neliší, ale díky jinému zapojení potenciometru  $P_m$  je na výstupu signál i při nastavení všech potenciometrů na minimum. Na úkor nižší vstupní impedance má i nižší útlum.



Obrázek 2.23: The James Tone Stack

Mezi další ekvalizéry patří např. "James" (*The James Tone Stack*), který je také velmi často využíván. Má na rozdíl od předchozího typu pouze 2 ovládní korekcí (Treble, Bass), zato však jsou na sobě nezávislé a má i nízký útlum.

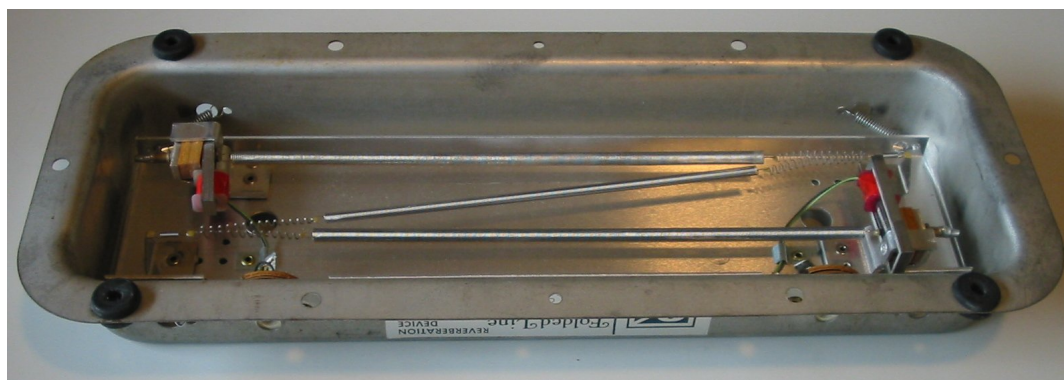
Obecně je problematika korekcí dosti složitá a jejich přenosové funkce jsou komplikované. Pro potřeby kytaristů jsou jednodušší ekvalizéry dostačující, pro reprodukci zvuku (Hi-Fi) by však nedostačovaly [2, 1]

## 2.7 Efekty

Některé kytarové zesilovače disponují p59mo zabudovanými efekty. Mezi nejčastější efekty nacházející se přímo v zesilovačích patří reverb a tremolo [1, 4]

### 2.7.1 Reverb

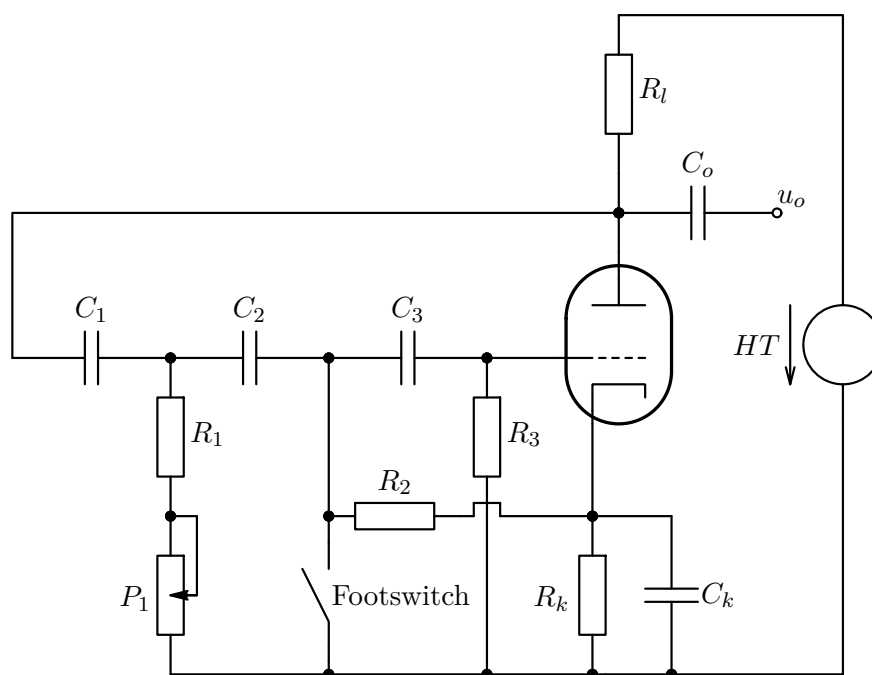
Efekt reverb simuluje dozvuk. Simuluje tedy nějaký prostor, ve kterém se původní signál šíří a odráží. V kytarových kombaech se často používá pružinový reverb. Na jeho vstupu i výstupu jsou převodníky, tvořeny cívkou, která má pohyblivé jádro, na které jsou připojeny pružiny. Do vstupního převodníku je pro správnou funkci nutné přivést velký proud, proto je většinou k předcházejícímu zesilovači s elektronkou schopnou dodat velký proud připojen přes transformátor. Proud procházející cívkou hýbe pohyblivým jádrem, které rozpožbuje pružiny, které zase hýbou jádrem ve výstupním převodníku. Zde se indukuje napětí, které je dále zesíleno. Vzniklý signál je přimícháván k původnímu signálu a prochází dalšími bloky zesilovače. I když pružinový reverb nesimuluje žádný skutečný prostor, jedná se o často využívaný efekt, který dokáže výsledný zvuk obohatit [4, 1]



Obrázek 2.24: Pružinový reverb, [7]

### 2.7.2 Tremolo

Efekt, který periodicky zvyšuje a snižuje hlasitost zesilovače. Toto zajišťuje vnitřní oscilátor, většinou s nastavitelnou intenzitou a nastavitelnou frekvencí v jednotkách Hz až cca. 10 Hz. Většinou se jedná o oscilátor s fázovým posunem, který k tomuto dostačuje.



Obrázek 2.25: Tremolo oscilátor

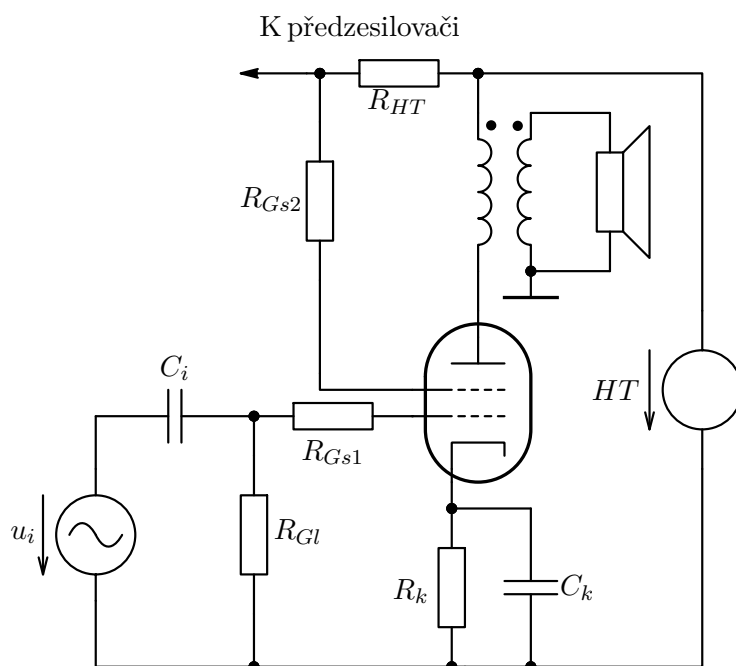
Výstupní napětí je o  $180^\circ$  fázově posunuto vůči napětí na mřížce, o dalších  $180^\circ$  ho posunou 3 RC články, na mřížce se tedy objeví napětí ve fázi. Pokud by bylo zesílení  $A_u$  přesně takové, že kompenzuje útlum RC článků, pak by na výstupu byla nezkruslená sinusovka. Většinou se však  $A_u$  nastavuje mnohem vyšší, faktor zesílení  $\mu$  totiž vinou stárnutí elektronky klesá a obvod by se tedy musel často přenastavovat. Protože  $A_u$  je tedy vyšší, na výstupu je

sinusovka zkreslená. Frekvence se dá o několik  $Hz$  snižovat a zvyšovat pomocí potenciometru  $P_1$ , odpor  $R_1$  udává maximální frekvenci. Často se tento efekt zapíná a vypíná pomocí nášlapného vypínače, tzv. *footswitch*. Ten v případě sepnutí svede signál na zem a oscilátor utlumí a na  $R_2$  vznikne napětí  $U_{R_k}$  tedy pár jednotek V. V případě rozepnutí pak velmi rychle toto napětí rychle vybudí oscilátor a efekt začne fungovat téměř okamžitě. Pokud by byl  $R_2$  připojený na zem, oscilátoru by trvalo až pár vteřin, než by se rozkmital. Výstup je pak připojen buďto na optočlen, na katodový rezistor některého ze zesilovacích stupňů nebo na mřížky elektronek koncového stupně [4].

## 2.8 Koncový zesilovač

Pro konečné zesílení signálu je potřeba dodat mnohem větší výkon, než jaké je schopný dodat trioda. Proto se většinou používá svazková tetroda či pentoda. Kvůli vysokému výstupnímu odporu  $r_a$  těchto elektronek se používá výstupní transformátor pro přizpůsobení impedance reproduktoru, který má většinou nominální impedanci 4  $\Omega$ , 8  $\Omega$  nebo 16  $\Omega$ .

### 2.8.1 Jednočinný



**Obrázek 2.26:** Jednočinný koncový zesilovač, s předpětím mřížky nastaveným pomocí  $R_k$

Jednočinné koncové stupně jsou tvořeny pouze jednou pentodou či svazkovou tetrodou fungující ve třídě A. Protože zátěž zde není odporová, jak tomu bylo u předzesilovacích stupňů, ale indukční, je při zanedbání malého odporu trans-

formátoru na anodě v pracovním bodě celé napětí zdroje  $HT$ . Transformátor přizpůsobí impedanci reproduktoru podle rovnice

$$Z_1 = Z_2 \left( \frac{N_1}{N_2} \right)^2 = Z_2 \left( \frac{U_1}{U_2} \right)^2, \quad (2.17)$$

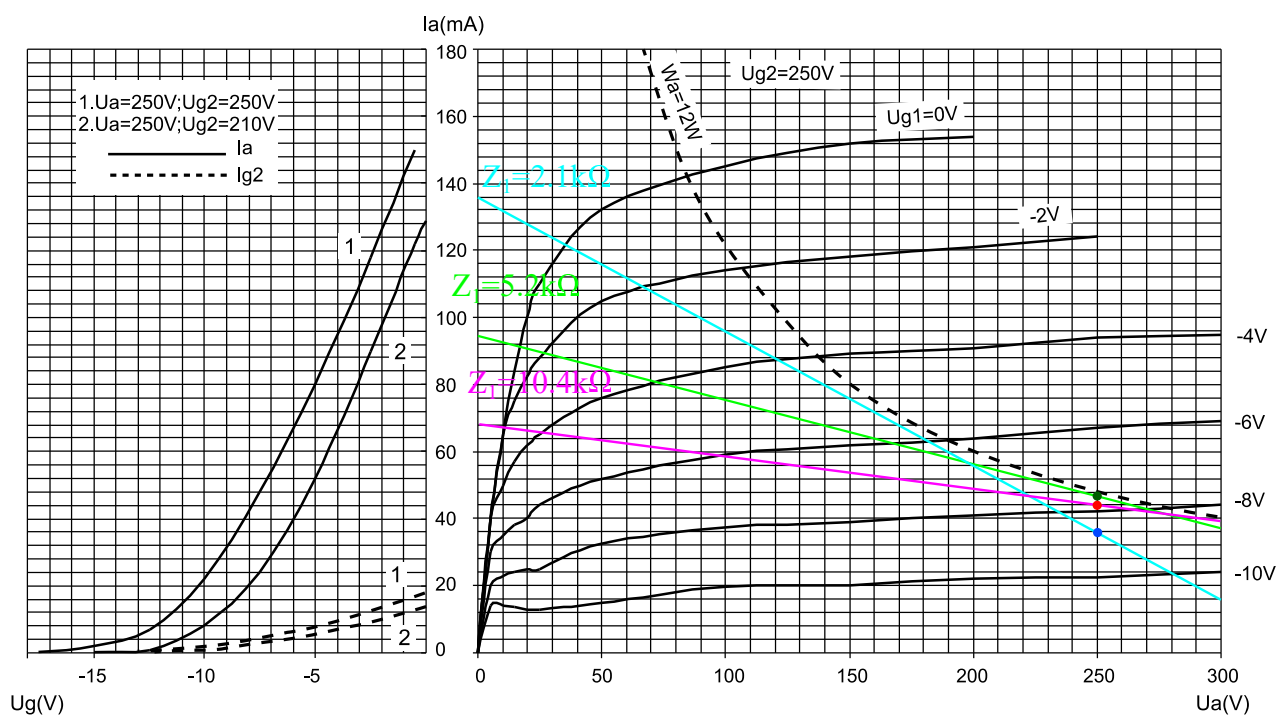
kde  $Z_1$  je transformovaná impedance na primárním vinutí,  $Z_2$  je impedance reproduktoru,  $\left( \frac{N_1}{N_2} \right)^2$  je kvadrát poměru počtů primárního a sekundárního vynutí a  $\left( \frac{U_1}{U_2} \right)^2$  je kvadrát poměru napětí na primárním a sekundárním vynutí. Požadovanou přizpůsobenou impedanci  $Z_1$  lze získat z datasheetu elektronky nebo se lze řídit vztahem

$$Z_1 = \frac{HT^2}{P_{max}}, \quad (2.18)$$

kde  $HT$  je anodové napětí v pracovním bodě a  $P_{max}$  je maximální rozptýlený výkon na anodě.

### TRANSFER CHARACTERISTICS

### PLATE CHARACTERISTICS

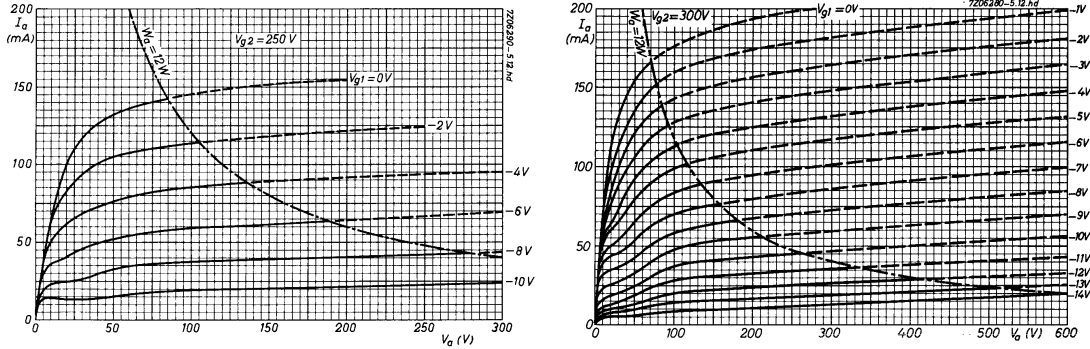


Obrázek 2.27: Zatěžovací přímky a pracovní body, upraveno ze zdroje [8]

Pokud je pak pracovní bod umístěn těsně pod křivku  $P_{max}$ , je výstupní napěťový rozkmit cca. 0 V až  $2HT$  V, pracovní bod je tedy umístěn uprostřed. Pro větší zkreslení koncového zesilovače lze použít impedanci, která je vyšší nebo nižší. Pokud je použita vyšší impedance, pak se pracovní bod nachází blíže k oříznutí mřížkovým proudem, pak ale maximální napěťový rozkmit může při dostatečném buzení dosáhnout i více než  $2HT$ , což musí dovolovat maximální anodové napětí elektronky. Pokud je použita nižší impedance,



pracovní bod je blíže oříznutí uzavřením, zatěžovací přímka se stane více vertikální a napěťový rozkmit se sníží ale je potřeba zvolit takový pracovní bod, aby neprotínala oblast  $P_{max}$ .



**Obrázek 2.28:** Vliv stínící mřížky na V-A charakteristiku anody, upraveno ze zdroje [9]

Anodovou charakteristiku pentody velmi ovlivňuje napětí stínící mřížky. Vyšší napětí na stínící mřížce zvyšuje transkonduktanci  $g_m$ , zároveň vzrostou a přibudou křivky anodového proudu ve V-A charakteristice. Při snížení naopak transkonduktance klesne a křivky jsou stlačeny k sobě, ty nejnižší zaniknou, viz obrázek 2.28. Napětí na stínící mřížce je nižší oproti  $HT$  o úbytku napětí na odporech  $R_{HT}$  a  $R_{Gs2}$ . Odporem  $R_{HT}$  protéká kromě proudu stínící mřížky  $I_{g2}$  i proud předzesilovače  $I_{preamp}$ , úbytek na něm je tedy

$$U_{R_{HT}} = R_{HT} (I_{preamp} + I_{g2}), \quad (2.19)$$

zároveň k němu bývá připojený filtrační kondenzátor. Velikost odporu by měla být taková, aby pokles napětí nebyl moc velký ale také aby napětí bylo dostatečně filtrováno, většinou se jedná o hodnotu stovek  $\Omega$  až jednotek  $k\Omega$ . Funkce odporu  $R_{Gs2}$  je limitace proudu stínící mřížkou. V části V-A charakteristiky, kde  $U_a$  je nízké a kdy je nízký anodový proud je proud stínící mřížkou naopak vysoký. Příliš vysoký proud stínící mřížkou může způsobit vysoký rozptyl výkonu na stínící mřížce a tím ji zničit. Pokud proud stínící mřížkou poroste, úbytek napětí na tomto odporu se bude zvyšovat, tím klesne napětí na stínící mřížce a křivky V-A charakteristiky budou sníženy podle obrázku 2.28, tím zase proud klesne. Transkonduktace se však také sníží tím i celkové zesílení. Tohoto mechanismu se často využívá pro efekt komprese, kdy zesílení pro silné vstupní signály poklesne a pro slabší vstupní signály zůstane nezměněné. K tomu musí zatěžovací přímka procházet ohybem křivky  $U_{GK} = 0$  V kde proud stínící mřížkou začíná výrazně narůstat a kam slabší vstupní signály nezasahují zatímco silné ano. Velikost odporu musí být taková, aby vzrůstající proud stínící mřížkou způsoboval dostatečný pokles napětí a nedošlo k překročení maximálního rozptýleného výkonu na stínící mřížce. Nenulový klidový proud stínící mřížkou způsobuje i na tomto odporu úbytek napětí, napětí na stínící mřížce je tedy

$$U_{g2} = HT - U_{R_{HT}} - U_{R_{Gs2}}. \quad (2.20)$$

Pro nastavení pracovního bodu je zde možné použít jak odpor  $R_k$ , tak i pevné předpětí pomocí záporného zdroje napětí. Při nastavení pomocí  $R_k$  je nutné si uvědomit, že jím protékající katodový proud je součtem anodového proudu a proudu protékajícího stínící mřížkou, navíc pravděpodobně bude klidové napětí stínící mřížky vlivem odporů  $R_{HT}$  a  $R_{Gs2}$  jiné, než pro jaké je vykreslena V-A anodová charakteristika v datasheetu. Pomocí přenosové charakteristiky lze pro anodový proud v klidovém bodě a pro odpovídající  $U_{g2}$  dohledat proud stínící mřížkou a požadované předpětí řídicí mřížky  $U_{GK}$ . Odpor  $R_k$  lze pak dopočítat podle vztahu

$$R_k = \frac{U_{GK}}{I_a + I_{g2}}. \quad (2.21)$$

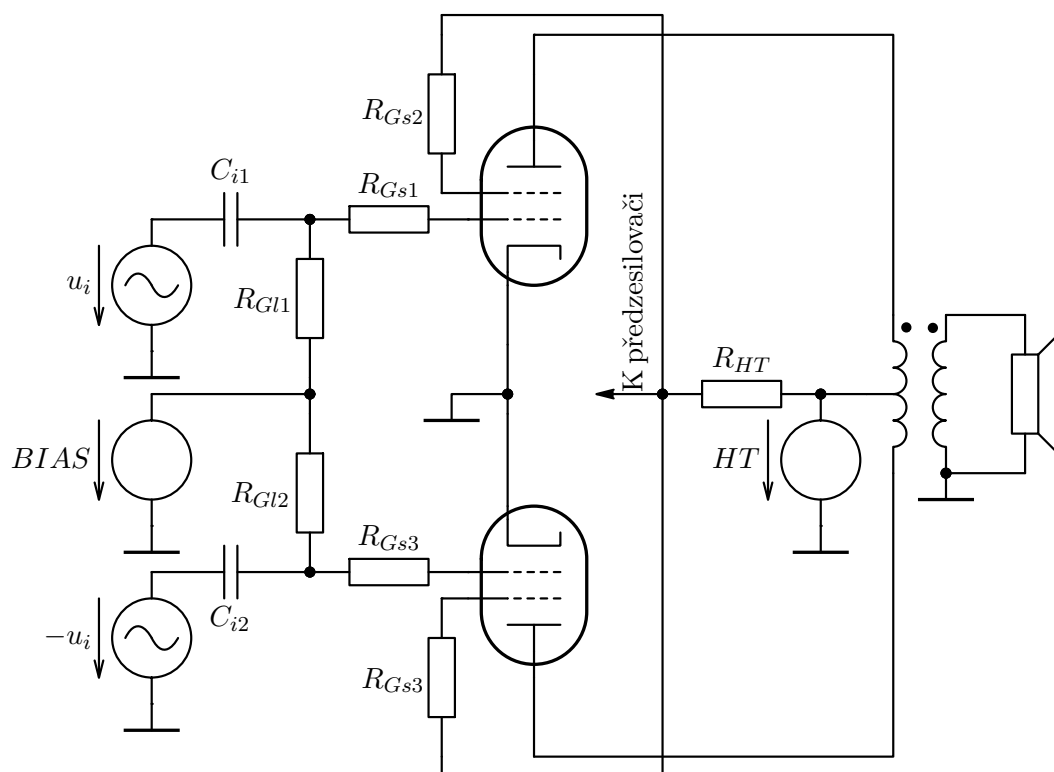
Výstupní výkon lze vypočítat podle vztahu

$$P_{out} = \frac{I_{a,U_{GK}=0V} (U_{a,max} - U_{a,U_{GK}=0V})}{8}, \quad (2.22)$$

kde  $I_{a,U_{GK}=0V}$  a  $U_{a,U_{GK}=0V}$  je maximální anodový proud a minimální anodové napětí v průsečíku zatěžovací přímky a křivky  $U_{GK} = 0V$  a  $U_{a,max}$  je maximální anodové napětí v průsečíku zatěžovací přímky a napěťové osy. Maximální účinnost je 50%. Protože výstupním transformátorem protéká klidový proud, je jádro stejnoměrně magnetizováno a může dojít k jeho přesycení, což vede na další zkreslení výstupního signálu [3, 4, 1, 2]

Pro blokovací kondenzátor, vstupní kondenzátor a mřížkové odpory platí stejné vztahy jako v 2.3.1.

### 2.8.2 Dvojčinný

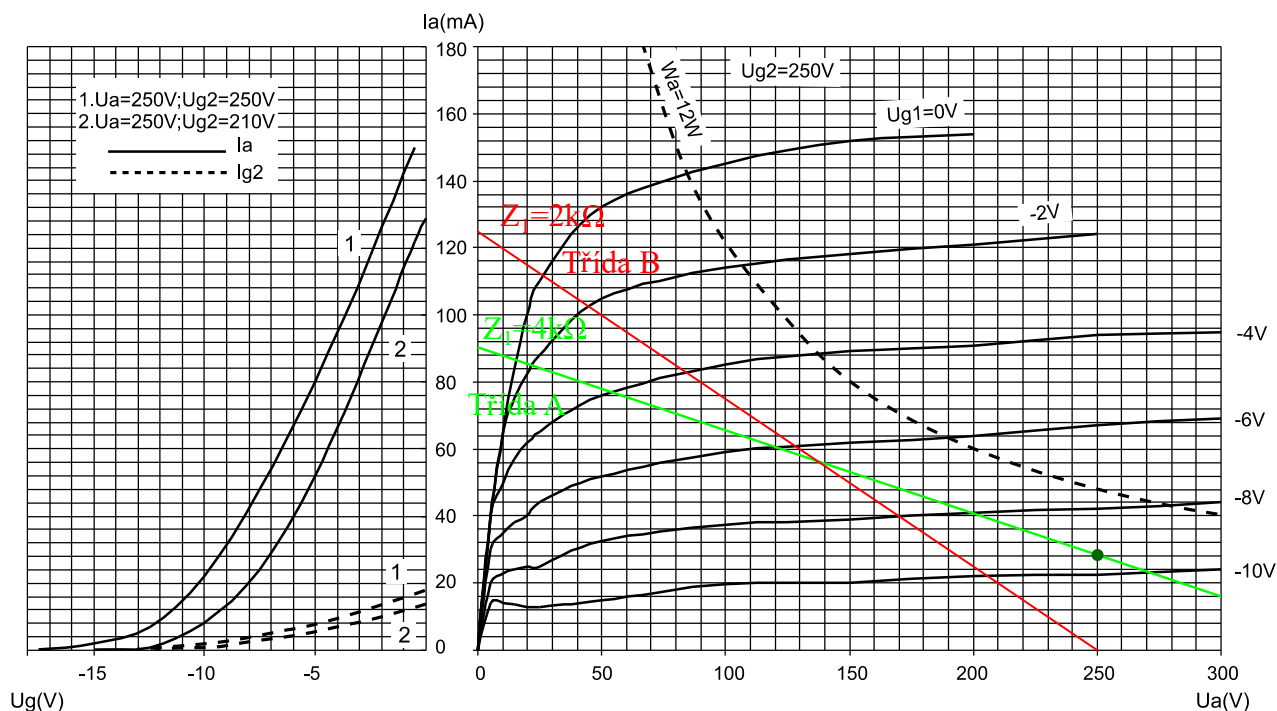


**Obrázek 2.29:** Dvojčinný koncový zesilovač, s pevným předpětím mřížky

Dvojčinný koncový zesilovač se používá v zesilovačích s vyššími výstupními výkony, kdy použití jednočinného zesilovače už nemusí být vhodné ani možné. Použity jsou dvě pentody nebo svazkové tetrody ve třídě AB, kdy na jejich vstupy jsou přivedeny signály fázově posunuté o  $180^\circ$ . Výstupní transformátor má primární vinutí rozdělené na 2 poloviny, požadovanou primární impedanci  $Z_1$  lze vyčíst z datasheetu elektronky. Ve třídě A, kdy obě elektronky zesilují současně, vidí každá elektronka polovinu této primární impedance. Ve třídě B zesiluje pouze jedna elektronka, která efektivně vidí pouze polovinu vinutí, tedy pouze čtvrtinu primární impedance. Ve V-A charakteristice lze tedy znázornit 2 zatěžovací přímky. Volbou pracovního bodu pak lze nastavit poměr mezi třídou A a B, kdy v průsečík zatěžovacích přímek označuje bod, kdy jedna elektronka přestane zesilovat (uzavře se) a druhá přejde do třídy B. Správnou volbou lze omezit přechodové zkreslení zesilovače.

## TRANSFER CHARACTERISTICS

## PLATE CHARACTERISTICS



Obrázek 2.30: Zatěžovací přímka ve třídě AB, upraveno ze zdroje [8]

Nastavení předpětí řídicích mřížek je opět možné pomocí záporného zdroje napětí nebo  $R_k$ . Pokud jsou katody obou elektronek spojeny a mají jeden společný odpor  $R_k$ , je při jeho volbě nutné si uvědomit, že jím procházející proud je dvakrát větší a jeho hodnota tedy musí být poloviční oproti hodnotě pouze pro jednu elektronku. Navíc jím procházející proud není stálý, při přechodu jedné z elektronek do třídy B se proud zvýší, což může posunout pracovní bod. Toto lze omezit použitím blokovacího kondenzátoru dostatečně vysoké hodnoty. Při nastavení předpětí pomocí záporného zdroje napětí je pracovní bod pevně dán a tato změna proudu na nastavení pracovního bodu nemá vliv. Ostatní součástky použité v dvojčinném koncovém zesilovači mají stejnou funkci jako v jednočinném koncovém zesilovači a platí pro ně stejné vztahy. Maximální výstupní výkon je určen podle třídy B a platí pro něj vztah

$$P_{out} = \frac{I_{a,U_{GK}=0V,B} (U_{a,max} - U_{a,U_{GK}=0V,B})}{2}, \quad (2.23)$$

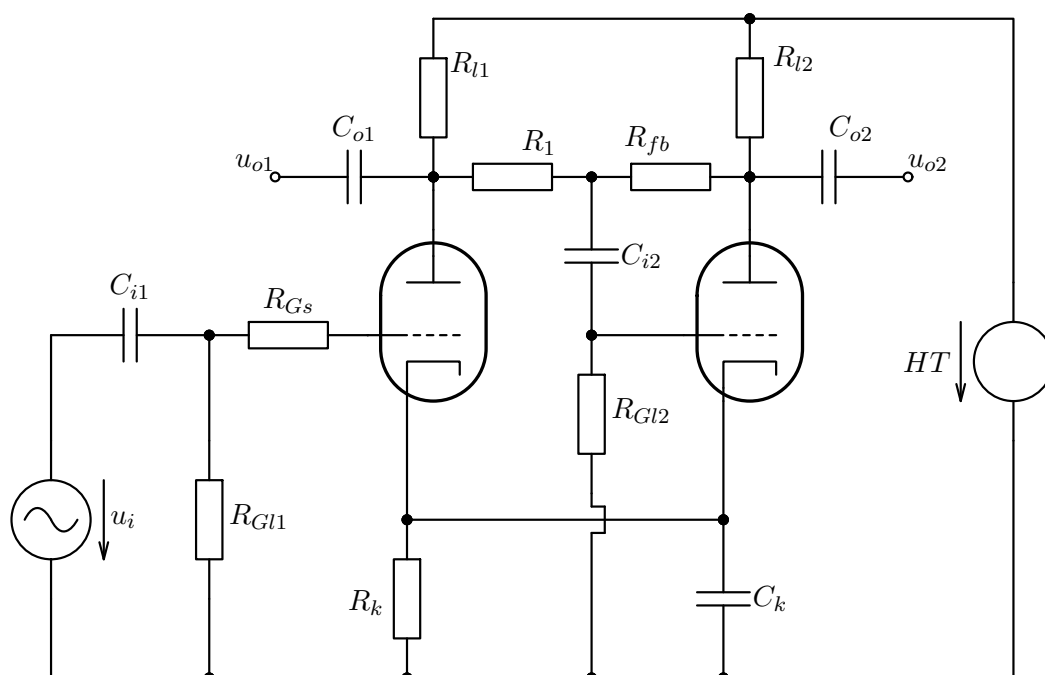
kde  $I_{a,U_{GK}=0V}$  a  $U_{a,U_{GK}=0V}$  je maximální anodový proud a minimální anodové napětí v průsečíku zatěžovací přímky třídy B a křivky  $U_{GK} = 0$  V a  $U_{a,max}$  je maximální anodové napětí v průsečíku zatěžovací přímky třídy B a napěťové osy. Maximální účinnost je 80% pro třídu B, ve třídě AB je tedy účinnost vždy nižší ale je vyšší než pro třídu A. Při úplné symetrii jak vstupních signálů tak zapojení koncového zesilovače dochází k vyrušení všech sudých harmonických produkovaných koncovým zesilovačem, ale protože vstupní signály ani zapojení nejsou 100% symetrické, k úplnému vyrušení

nedochází. Jádru výstupního transformátoru není v důsledku opačného směru klidových proudů stejnoměrně magnetizováno a je odolnější vůči přesycení [2, 1, 3, 4].

### 2.8.3 Invertory

Pokud má kytarový zesilovač dvojitý koncový stupeň, je nutné, aby měl i invertor. Často používané invertory jsou typu Paraphase, Cathodyne a Long-tailed pair. Ideální invertor otáčí fází přesně o  $180^\circ$ , amplituda výstupních napětí je stejná, stejně tak i výstupní impedance obou zdrojů. U kytarových zesilovačů však malé odchylky v těchto parametrech nemusí být na škodu, protože přispívají k dalšímu harmonickému zkreslení signálu, který produkuje koncový zesilovač.

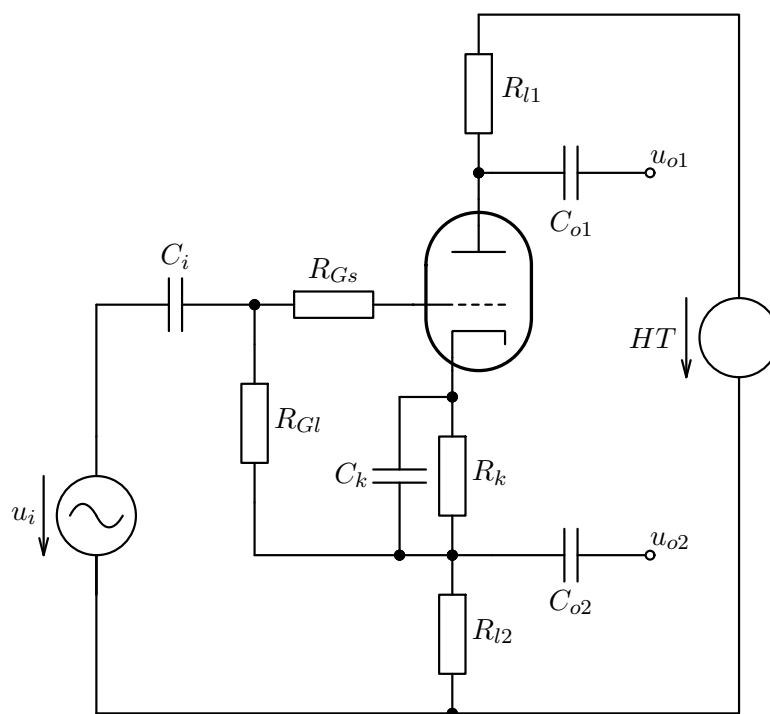
#### Paraphase



Obrázek 2.31: Invertor Paraphase

Princip invertoru tohoto typu spočívá v použití stupně se společnou katodou a jednotkovým zesílením. Tím dostaneme výstupní signál z první elektrony s posunem fáze o  $180^\circ$ . Jednotkové zesílení je zajištěno zpětnou vazbou tvořenou rezistory  $R_{fb}$  a  $R_1$ , které mají velmi podobné hodnoty. Hodnota  $R_{fb}$  je zvolena s ohledem na  $R_l$  tak, aby stupeň nebyl zatěžován. Hodnota  $R_1$  se velmi blíží hodnotě  $R_{fb}$  a je zvolna buď stejná, nebo se hodnota zvolí experimentálně při stavbě. Výstupní impedance obou stupňů však nejsou stejné, druhý stupeň má výstupní impedanci nižší kvůli zpětné vazbě. Toto lze napravit přidáním rezistoru správné hodnoty na výstup druhého stupně [4].

## ■ Cathodyne



**Obrázek 2.32:** Invertor Cathodyne

Jedná se o zapojení, kdy zatěžovací odpor je rozdělen mezi katodu a anodu. Nevýhoda je, že napěťové zesílení je vždy menší než 1. Pokud  $R_{l1} = R_{l2} = R$ , pak se napěťové zesílení určí podle vztahu

$$|A_u| = \frac{\mu R}{r_a + R(\mu + 2)} \approx \frac{\mu}{\mu + 2} \Big|_{R(\mu+2) \gg r_a}. \quad (2.24)$$

Výstupní impedance mezi oběma výstup navzájem je určena vztahem

$$Z_{out} = \frac{Rr_a}{r_a + R(\mu + 2)} \approx \frac{r_a}{\mu + 2} \Big|_{R(\mu+2) \gg r_a} \approx \frac{1}{g_m}, \quad (2.25)$$

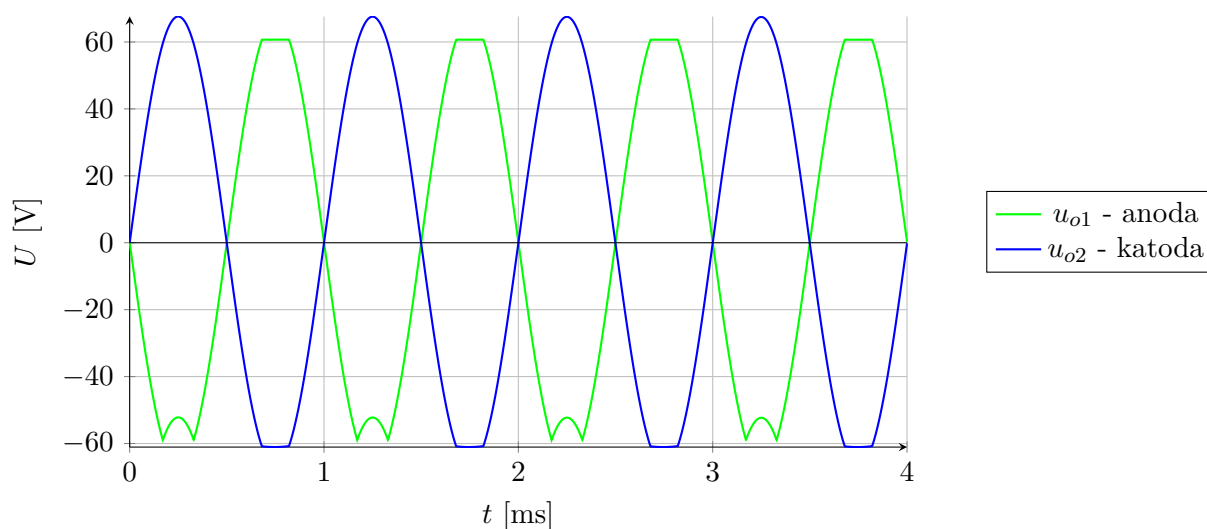
a je tedy relativně malá. Vstupní impedance je při nastavení předpětí mřížky pomocí  $R_k$  jako na obrázku 2.32 určena vztahy

$$Z_{in} : R_{in} = \frac{R_{Gl}}{1 - A_u}, \quad C_{in} = C_{ga}(1 + A_u) + C_{gk}(1 - A_u), \quad (2.26)$$

vstupní odpor je tedy oproti hodnotě  $R_{Gl}$  vícenásobně vyšší a vstupní kapacita je efektivně určena  $C_{ga}(1 + A_u) \approx 2C_{ga}$ .

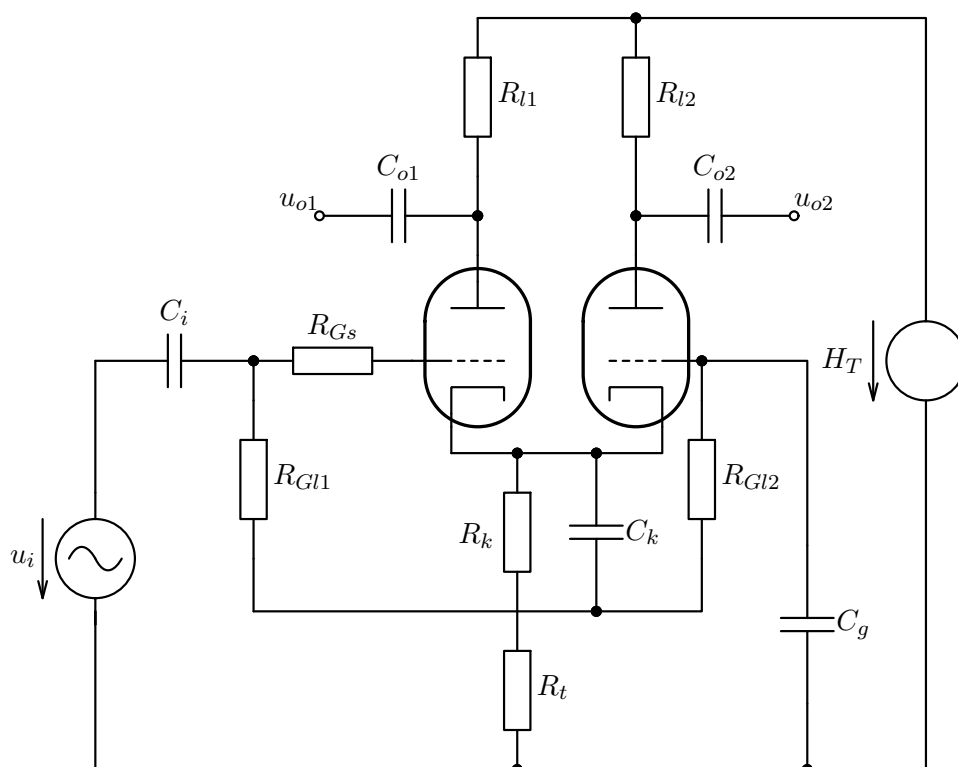
Nízké zesílení je vyváženo faktem, že je použita pouze 1 elektronka, druhá elektronka může být použita před invertorem jako zesilovací stupeň a tím celkové zesílení zvýšit. Tento invertor je náchylný na mřížkový proud koncového stupně, který zatěžuje výstup na katodě invertoru, které po dobu

zatížení nemůže narůstat a je v podstatě konstantní a tím je zvýšeno zesílení, výstupní napětí na anodě je pak tímto deformováno. Problém není tak velký u dvojčinných koncových zesilovačů ve třídě AB, když se na mřížce koncové elektronky připojené k anodovému výstupu invertoru tento deformovaný signál objeví, bývá už uzavřená a tedy tato deformace se na jejím výstupu neprojeví. Dále je invertor náchylný i na vlastní přebuzení, mřížkový proud totiž na relativně velké katodovém zatěžovacím odporu způsobí velký úbytek napětí, který se jako zpětná vazba promítne do výstupního napětí na anodě. Tomu se lze bránit použitím velkého sériového mřížkového odporu, který zde lze použít z důvodu malé vstupní kapacity a tedy není omezeno frekvenční pásmo. Výstupní napětí jsou, pokud se vyhneme zmíněným problémům, velmi symetrická [1, 4].



**Obrázek 2.33:** Výsledek simulace přebuzeného invertoru cathodyne

### Long-tailed pair



Obrázek 2.34: Invertor Long-tailed Pair

Jedná se o diferenční zesilovač, kdy mřížka druhé triody je pro střídavé signály uzemněná přes kondenzátor  $C_g$ , zesilován je tedy signál přiveden na mřížku první triody. Odpor  $R_t$  zde nahrazuje zdroj konstantního proudu. Pokud  $R_{l1} = R_{l2} = R_l$  pak diferenční napěťové zesílení mezi oběma výstupy je dáno vztahem

$$|A_{uDIFF}| = \frac{\mu R_l}{(R_l + r_a)}. \quad (2.27)$$

Pokud by byl  $R_t$  by byl nahrazen dokonalým zdrojem proudu, zesílení na obou výstupech samostatně by bylo poloviční, s příslušnými znaménky. Protože však odpor  $R_t$  nemůže být nekonečný, jsou zesílení pro oba vstupy dány vztahy

$$A_{u2} = \frac{\mu R_l}{(R_l + r_a) \left(2 + \frac{R_l + r_a}{R_t(\mu + 1)}\right)}, \quad \left| \frac{A_{u1}}{A_{u2}} \right| = 1 + \frac{R_l + r_a}{R_t(\mu + 1)}, \quad (2.28)$$

tedy dostatečné symetrie lze dosáhnout použitím dostatečně velkého odporu  $R_t$ , elektronek s dostatečně vysokým  $\mu$  a/nebo použitím lehce odlišných hodnot  $R_{l1}$  a  $R_{l2}$  podle vztahu

$$R_{a1} = \frac{R_{a2}}{1 + \frac{R_{a2} + r_a}{R_t(\mu + 1)}}. \quad (2.29)$$



Velikost odporu  $R_t$  je omezena především úbytkem napětí, které na něm vzniká a snižuje napěťový rozkmit výstupních signálů. V Hi-Fi zesilovačích ho lze nahradit obvodem proudového zdroje, v kytarových zesilovačích kde dochází k přebuzování by se však takovýto obvod mohl chovat nepředvídatelně. Výstupní impedance je dána vztahem

$$Z_{out} \approx \frac{R_l r_a}{R_l + r_a}, \quad (2.30)$$

který sice platí pro případ s proudovým zdrojem, avšak skutečná hodnota se této velmi blíží. Vstupní impedance je za předpokladu  $R_{G1} = R_{G2} = R_{GI}$  dána vztahy

$$Z_{in} : R_{in} \approx 2R_{GI}, \quad C_{in} = C_{ga}(1 + A_{u,anoda}) + C_{gk}(1 - A_{u,katoda}), \quad (2.31)$$

a protože zesílení na anodě je mnohem vyšší než výraz  $(1 - A_{u,katoda})$ , vstupní kapacita je efektivně určena kapacitou  $C_{ga}(1 - A_{u,anoda})$ .

Jedná se o velmi často používaný invertor, kvůli jeho dobré symetrii a zesílení [18, 1, 4].

## 2.9 Rozdíly oproti tranzistorovým zesilovačům a digitálním zesilovačům

Dnes na trhu s kytarovými zesilovači i se zesilovači pro reprodukci hudby převládají zesilovače používající místo elektronek tranzistory. Tranzistory oproti elektronkám nabízejí mnoho výhod, mezi které patří nižší cena, delší životnost, vyšší efektivita, pro jejich funkci není potřeba vysoké napětí a mnoho dalších. Digitální zesilovače a software dále přenášejí možnost mnoha charakterů zvuku v jednom zařízení. Tato sekce je shrnutím z literatury [17, 19, 20, 21, 22, 15, 12]

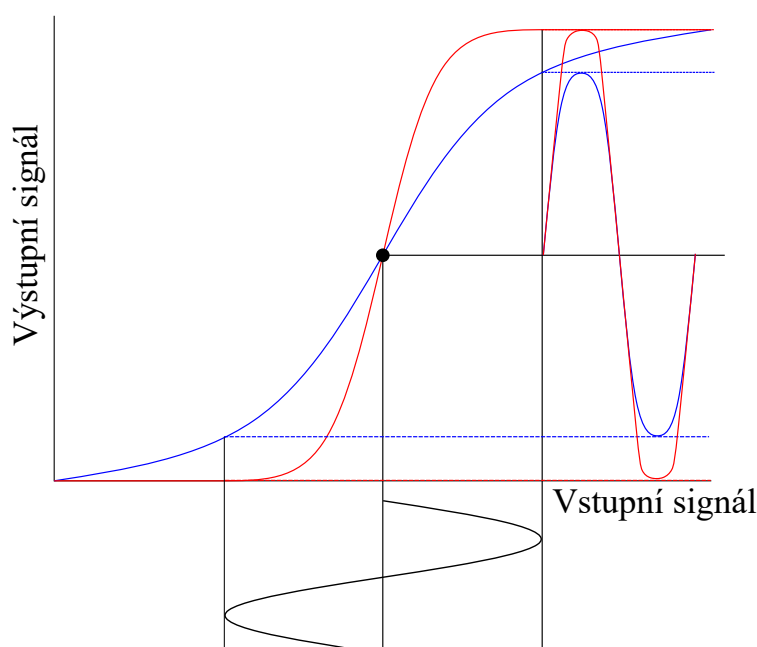
### 2.9.1 Zapojení s tranzistorem

Základní stavební bloky tranzistorových zesilovačů jsou principiálně podobné zapojením s elektronekami, místo stupně se společnou katodou existují stupně se společným emitorem u BJT resp. se společným sourcem u FET. Místo katodového sledovače existuje emitorový sledovač u BJT resp. sourceový sledovač u FET. Častější je u tranzistoru zapojení Darlingtonových párů, proudových zrcadel a dalších zapojení využívajících více tranzistorů, které by v elektronkové variantě byly pro jejich cenu a velikost nereálné. Velkou výhodou je existence NPN a PNP resp. NMOS a PMOS tranzistorů, což eliminuje potřebu signálového invertoru pro dvojitý koncový zesilovač a dále díky nízkému výstupnímu odporu tranzistorů odpadá potřeba výstupního transformátoru. Velice časté je používání operačních zesilovačů a integrovaných obvodů, což dále snižuje cenu, váhu, velikost a efektivitu tranzistorových zesilovačů. Existují také hybridní kytarové zesilovače, kde je buď předzesilovač elektronkový a koncový zesilovač tranzistorový nebo naopak, takto lze

získat odlišný produkovaný zvuk od zesilovačů čistě elektronkových nebo tranzistorových.

### ■ 2.9.2 Zkreslení tranzistorů

U tranzistorů neexistují jevy jako tečení mřížkového proudu nebo tetrodová/pentodová komprese, při uzavření tranzistoru jím na rozdíl od elektronky velmi rychle přestává téct proud. Toto jsou jevy, které jsou spolu s vysokou výstupní impedancí elektronkových zapojení, ale i např. použitím výstupního transformátoru spoluzodpovědné za výsledné zkreslení a zvuk elektronkových kytarových zesilovačů. Odlišné charakteristiky tranzistorů, topologie jejich zapojení, které častěji používají zpětnou vazbu, používání operačních zesilovačů vede na lineárnější převodní charakteristiku, ale s intenzivnějším oříznutím (*hard clipping*) než u elektronkových zapojení. To má při přebuzení za následek vznik vyšších harmonických s vyššími amplitudami, než u elektronek.



**Obrázek 2.35:** Ilustrace rozdílu převodních charakteristik **elektronkového** a **tranzistorového** zapojení

Pokud však přebuzeny nejsou, produkují velmi málo zkreslení, což je žádoucí u přesné reprodukce hudby, ale i u zesilování signálů z akustických nástrojů, kdy zkreslení zesilovače není žádoucí.

### ■ 2.9.3 Digitální zesilovače a software

Digitální neboli modelingové zesilovače používají A/D a D/A převodníky a signál přicházející z kytary je upravován procesorem. To samé platí i o simulačním softwaru, kdy signál z kytary je přiveden do zvukové karty osobního počítače na kterém tento software běží. Výhodou je, že úprava





## Kapitola 3

### Měření a modely elektronek

#### 3.1 Modely elektronek pro obvodové simulátory

Pro řeby softwarové simulace obvodů vzniklo množství různých modelů elektronek, které s různou přesností aproximují jejich charakteristiky. Tato kapitola shrnuje poznatky z literatury [24, 25, 26].

**Norman Koren model** - Velice populární model, který publikoval pan Norman Koren v roce 1996 v časopise Glass Audio. Model používá k výpočtu charakteristiky triody 2 rovnice a 6 parametrů pro triody a 3 rovnice a 7 parametrů pro tetrody a pentody.

$$I_a = \frac{U_1^X}{k_{g1}} (1 + \text{sgn}(U_1)), \quad (3.1)$$

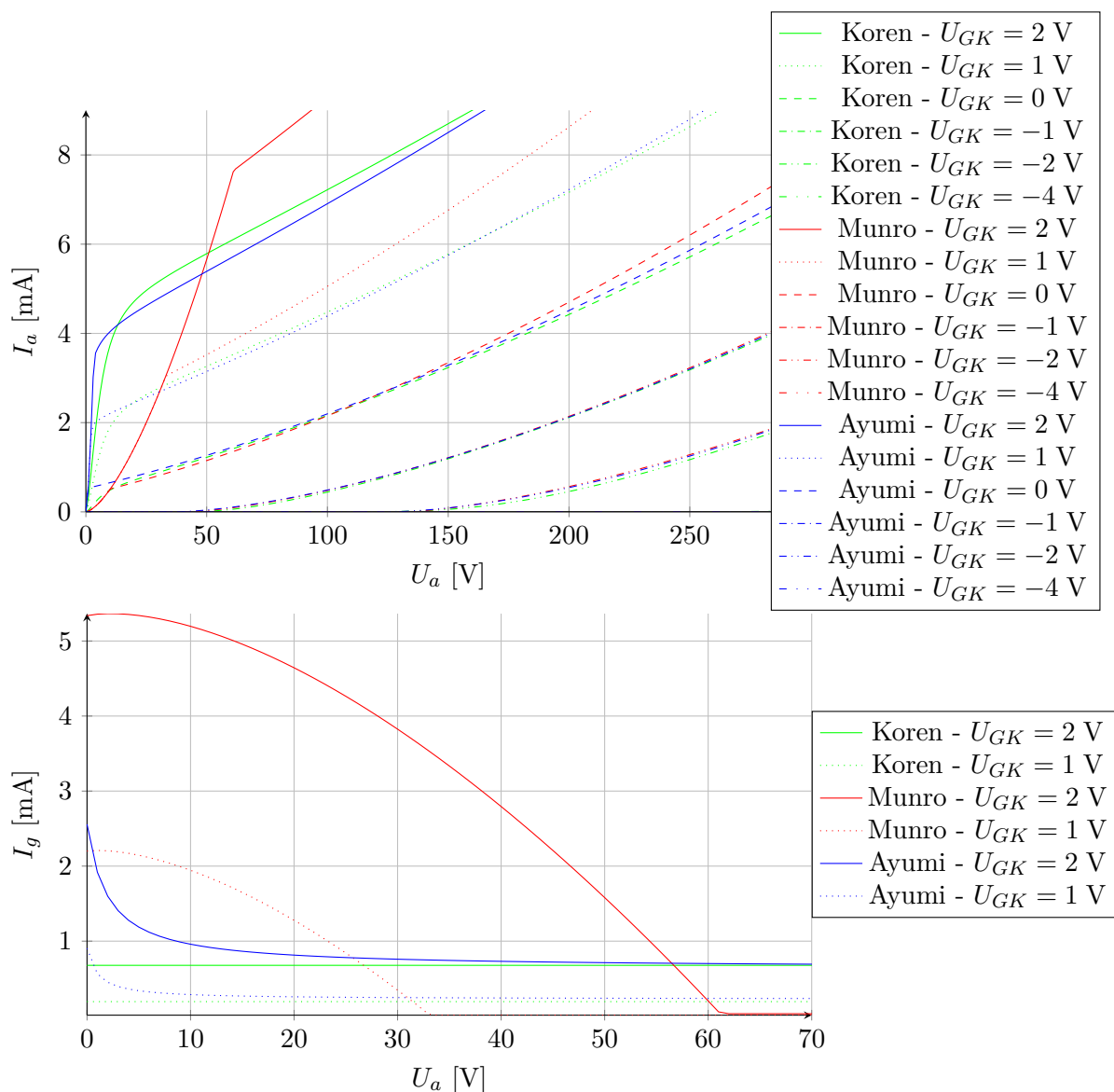
$$U_1 = \frac{U_a}{k_p} \left( 1 + \exp \left( k_p \left( \frac{1}{\mu} + \frac{U_{GK} + U_{ct}}{\sqrt{k_{vb} + U_a^2}} \right) \right) \right) \quad (3.2)$$

Tyto rovnice byly získány empiricky a nejsou založeny na fyzikálních vlastnostech. Parametr  $\mu$  je udáván výrobcem, stejně tak i vnitřní kapacity. Parametry  $X$ ,  $k_{g1}$ ,  $k_p$ ,  $k_{vb}$ ,  $U_{ct}$  je třeba zvolit tak, aby výsledné charakteristiky se co nejvíce podobaly opravdové charakteristice elektronky, kdy  $X$ ,  $k_{g1}$  ovlivňují oblast pro  $U_{GK}$  blízko 0 V,  $k_p$  ovlivňuje oblast vysokých  $U_a$ , malých  $I_a$  a tedy velmi záporných  $U_{GK}$  a  $k_{vb}$  ovlivňuje ohyb v charakteristice, kdy se křivky stávají více horizontálními. Parametr  $U_{ct}$  je napěťový offset  $U_{GK}$ . Model dobře modeluje oblast  $I_a$ , kde  $U_{GK} < 0$  V, naopak  $I_g$  uvažuje jako konstantu. Model Hélie&Cohen z roku 2012 upravuje tento model pro přesnější aproximace  $I_g$  a  $I_a$  v oblasti  $U_{GK} > 0$  V, bohužel se však tento model nepodařilo dohledat.

**Duncan Munro model** - Model vymyslel v roce 1997 pan Duncan Munro. Pro simulaci triody je použito 8 rovnic a 12 parametrů. Bohužel původní dokumentace modelu není k dispozici a nepodařila se dohledat, význam většiny parametrů a z nich vycházejících rovnic taktéž. Model simuluje vzrůst  $I_g$  v oblasti kde  $U_{GK}$  se blíží 0 V, avšak tato aproximace není příliš přesná. Na obrázku 3.1 lze vidět skokovou změnu na křivkách  $I_a$  i  $I_g$  charakteristiky pro  $U_{GK} > 0$  V, což neodpovídá realitě, přechod je ve skutečnosti zaoblený.

**Ayumi Nakabayashi model** - Tento model z roku 2001, který vymyslel pan Ayumi Nakabayashi, používá pro simulaci triody pouze 4 - 6 parametrů, ze

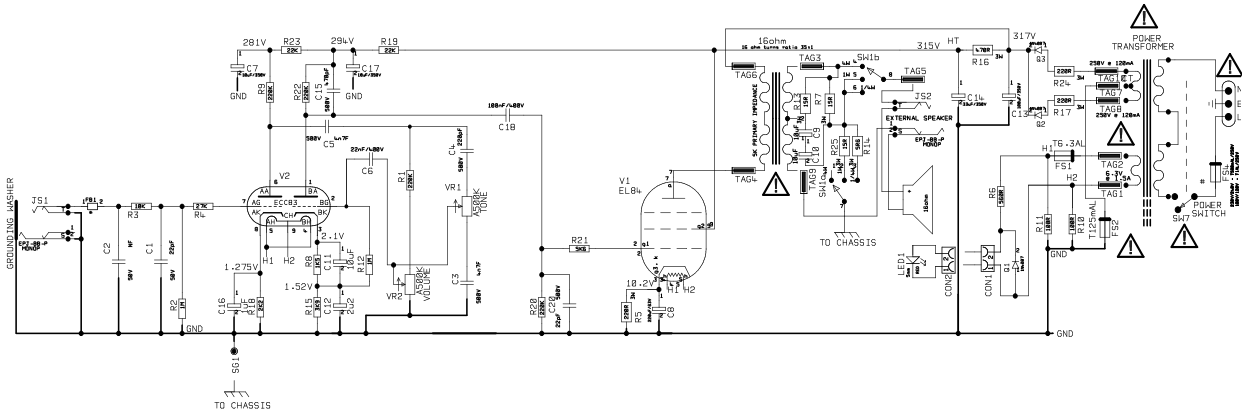
kterých je sestaveno 12 rovnic. Protože dokumentace modelu je v japonštině, popis parametrů velmi omezený. Parametr  $G$  představuje celkový zisk,  $\mu_c$  je velmi podobný  $\mu$ ,  $U_{g0}$  je napěťový offset  $U_{GK}$  a  $\alpha$  je ovlivňuje stejnou oblast jako parametr  $k_p$  v modelu Norman Koren. Dodatečné 2 parametry  $G_{lim}$  a  $x_g$  lze určit výpočtem ze základních čtyřech parametrů. Výpis rovnic bez popisu lze najít v literatuře [24]. Model dobře modeluje jak  $I_a$  tak  $I_g$  charakteristiku, i když zde se v  $I_a$  charakteristice objevuje skoková změna, avšak ne tak výrazná jako u modelu Duncan Munro.



**Obrázek 3.1:** Simulované charakteristiky elektroneky 12AX7 pro různé modely

Z obrázku 3.1 je vidět, že aproximace všech tří simulovaných modelů jsou si v oblasti  $U_{GK} \leq 0$  V velmi podobné, zatímco v oblasti  $U_{GK} > 0$  V jsou značné rozdíly. Pokud je potřeba simulovat měnící se mřížkový proud  $I_g$ , je

vhodné použít modely Ayumi a Murano. Naopak v oblasti vysokých  $U_a$  a nízkých  $I_a$  je přesnější model Koren. Použité modely jsou uvedeny v příloze.



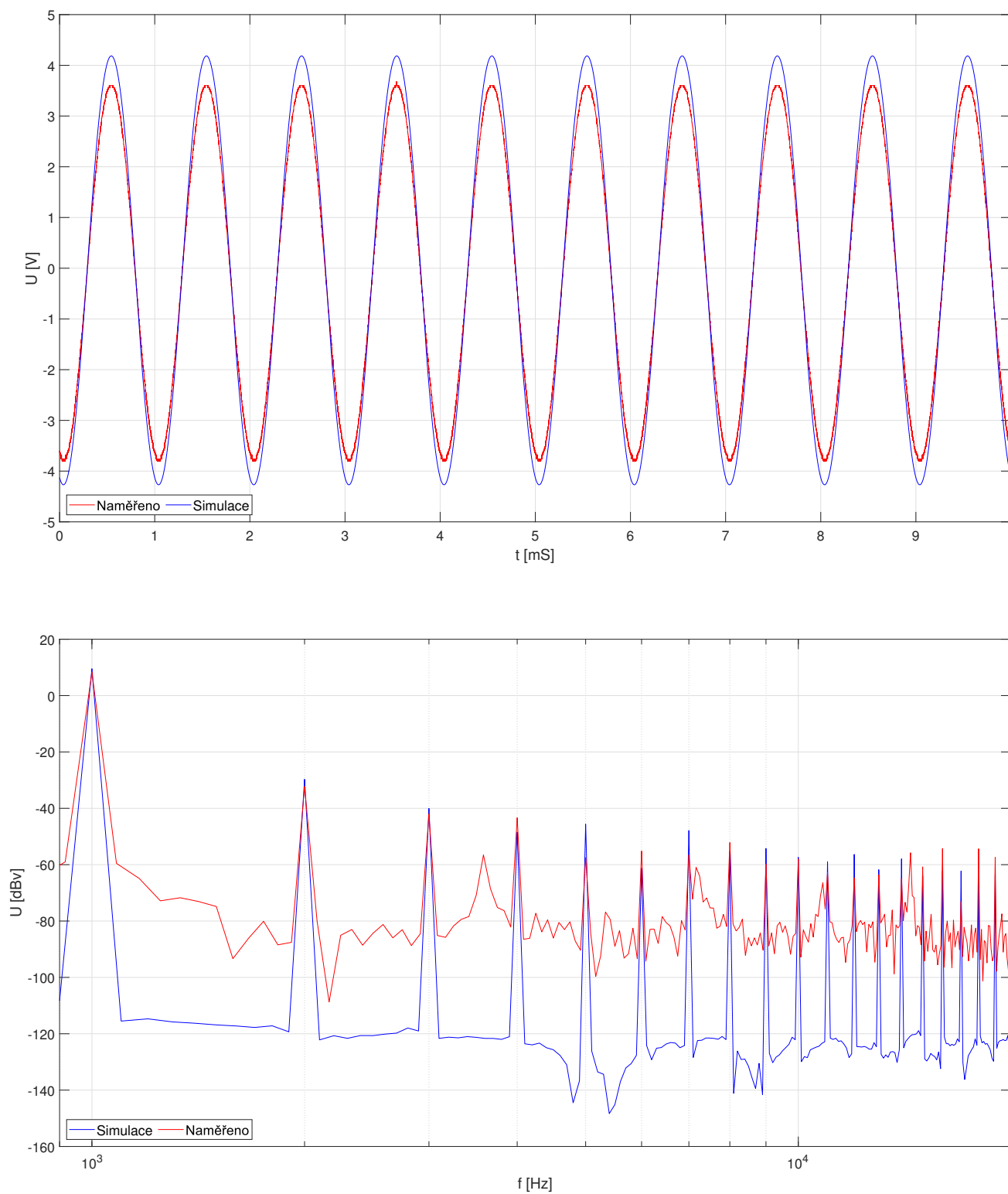
Obrázek 3.2: Schema VOX AC4TV

## 3.2 Měření

Bylo provedeno měření na elektronkovém zesilovači VOX AC4TV, což je 4W kytarové kombo s jednou pentodou EL84v koncovém stupni a jednou dvojitou triodou 12AX7 v předzesilovači. Proměřeny byly vstupy a výstupy dvou stupňů v předzesilovači, výstup koncového zesilovače byl z důvodu vysokého napětí až výstupním transformátorem. Reprodukční nahradil 16  $\Omega$  odporu. Zesilovač byl buzen sinusovým napětím  $u_i = 50 \text{ mV}_{\text{RMS}}$  o frekvenci  $f = 1000 \text{ Hz}$  pomocí generátoru funkcí s výstupním odporem 50  $\Omega$ , což je běžné výstupní napětí kytary s pasivními elektromagnetickými snímači. Průběhy napětí byly změřeny oscilátorem, simulované hodnoty byly získány ze softwarového simulátoru Micro-Cap 12, který obsahuje modely potřebných elektronek. Výstupní transformátor je modelován velmi zjednodušeně, změřeny byly pouze odpory obou vinutí, indukčnost byla nastavena v poměru k počtu závitů 35:1, jak je uvedeno na obrázku 3.2.

### 3.2.1 Předzesilovač, první stupeň

První stupeň předzesilovače tvoří jedna polovina elektronky 12AX7, tedy trioda. Jedná se o zapojení se společnou katodou. Stupeň pro běžné signály na vstupu produkuje zesílení bez zkreslení, potřebné pro průchod signálu kmitočtovou korekcí, která signál opět značně tlumí.



**Obrázek 3.3:** Časový průběh a spektrum signálů na výstupu druhého stupně



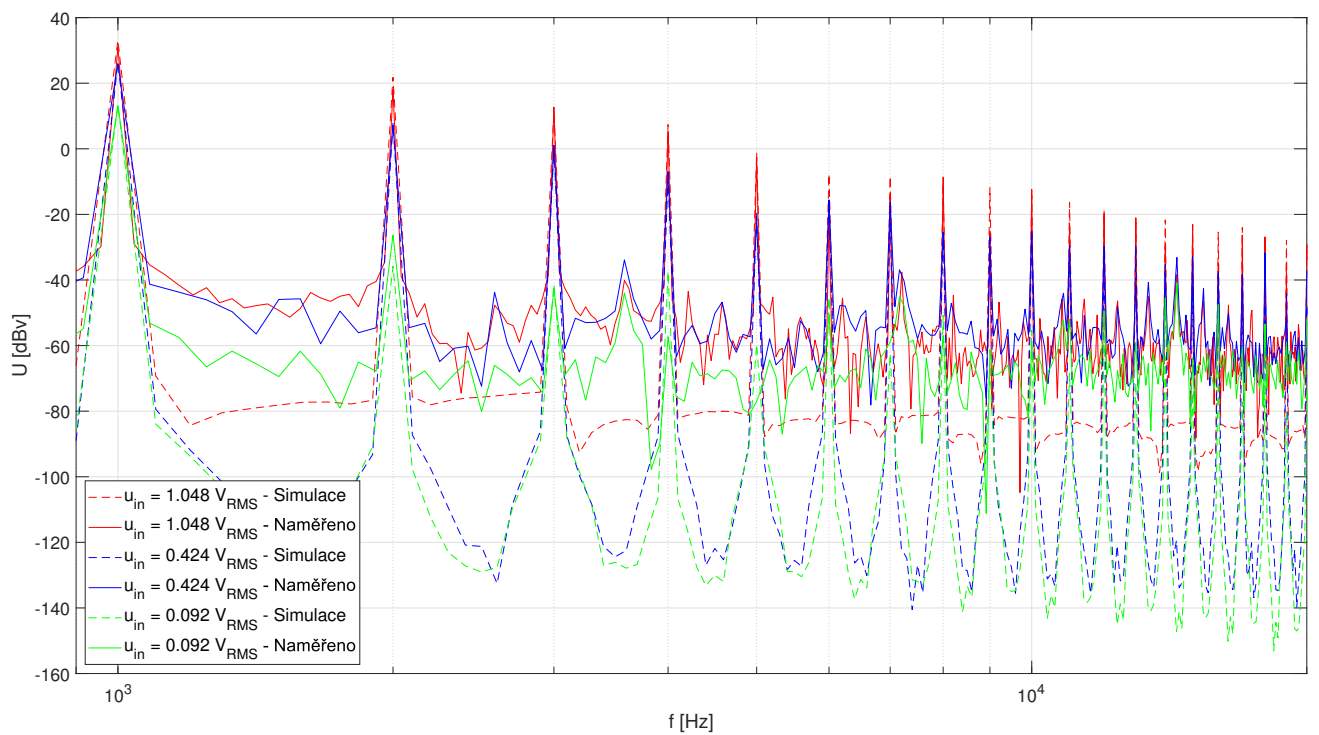
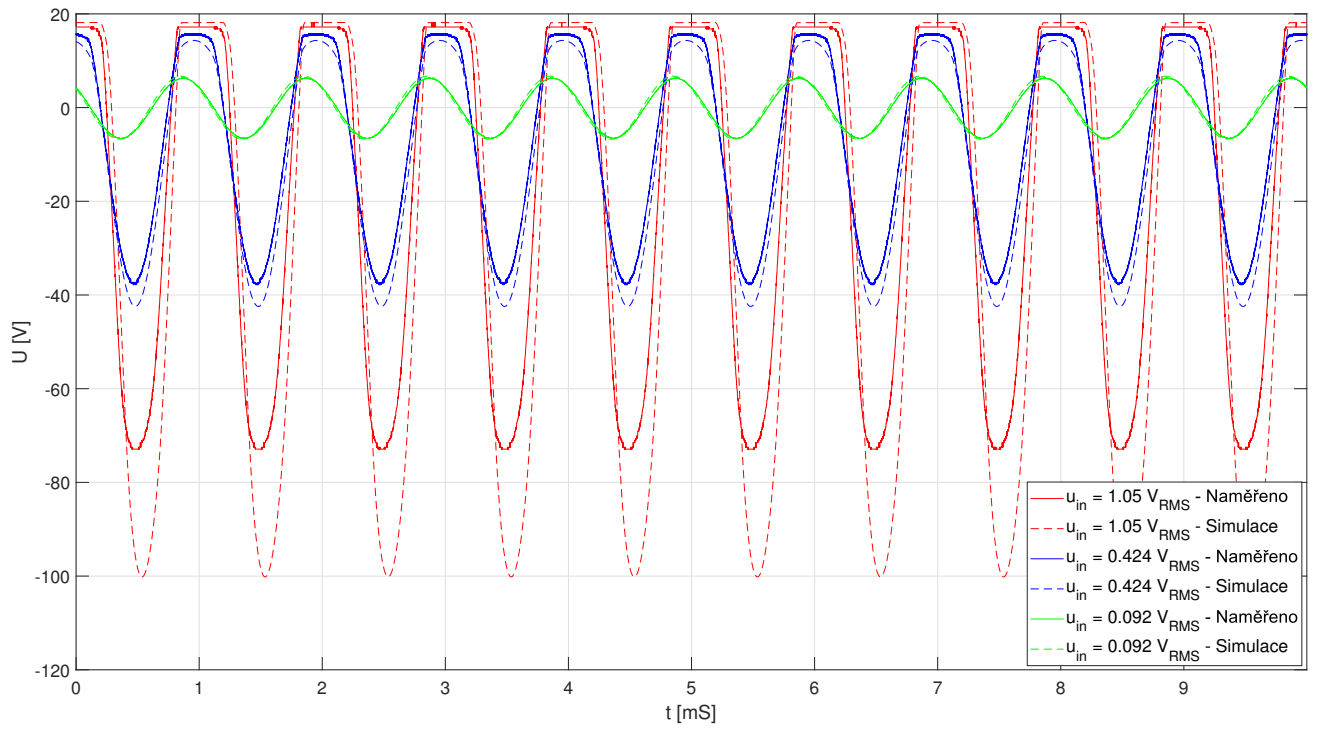
$u_i = 50 \text{ mV}_{\text{RMS}}$	Základní frekvence	Druhá harmonická	Třetí harmonická	Čtvrtá harmonická
Naměřeno [dBV]	8.328	-32.34	-42.03	-43.34
Simulace [dBV]	9.537	-29.71	-40.05	-48.43
Rozdíl [dB]	-1.209	-2.63	-1.98	5.09

**Tabulka 3.1:** Tabulka naměřených a simulovaných úrovní a jejich rozdílů pro základní frekvenci a harmonické pro první stupeň předzesilovače

Softwarová simulace tohoto stupně je zdařilá, naměřená hodnoty jsou si podobné se simulovanými. Nižší naměřené zesílení lze přisuzovat stáří elektronky, ale i rozdílu v parametrech reálné a simulované elektronky a jiných komponent. Rozdíly ve spektru, hlavně na kmitočtech mezi jednotlivými harmonickými lze přisoudit šumu, který v simulaci není obsažen. Na tabulce 3.1 lze vidět, že rozdíl naměřených a simulovaných úrovní je pro první 4 harmonické v řádech jednotek decibel.

### ■ 3.2.2 Předzesilovač, druhý stupeň

Druhý stupeň předzesilovače tvoří druhá polovina elektronky 12AX7. Opět se jedná se o zapojení se společnou katodou. Na vstup je přiváděn signál z výstupu prvního stupně utlumen průchodem kmitočtovou korekcí. Zkreslení stupně velmi záleží na nastavení logaritmického potenciometru VOLUME, kdy pro vytočení cca. do poloviny se na vstupu druhého stupně objeví napětí  $92 \text{ mV}_{\text{RMS}}$ , po vytočení do dvou třetin  $424 \text{ mV}_{\text{RMS}}$  a při vytočení do plna  $1.05 \text{ mV}_{\text{RMS}}$ . I zde lze softwarovou simulací dosáhnout podobně přesných hodnot.



**Obrázek 3.4:** Časový průběh a spektrum signálů na výstupu druhého stupně

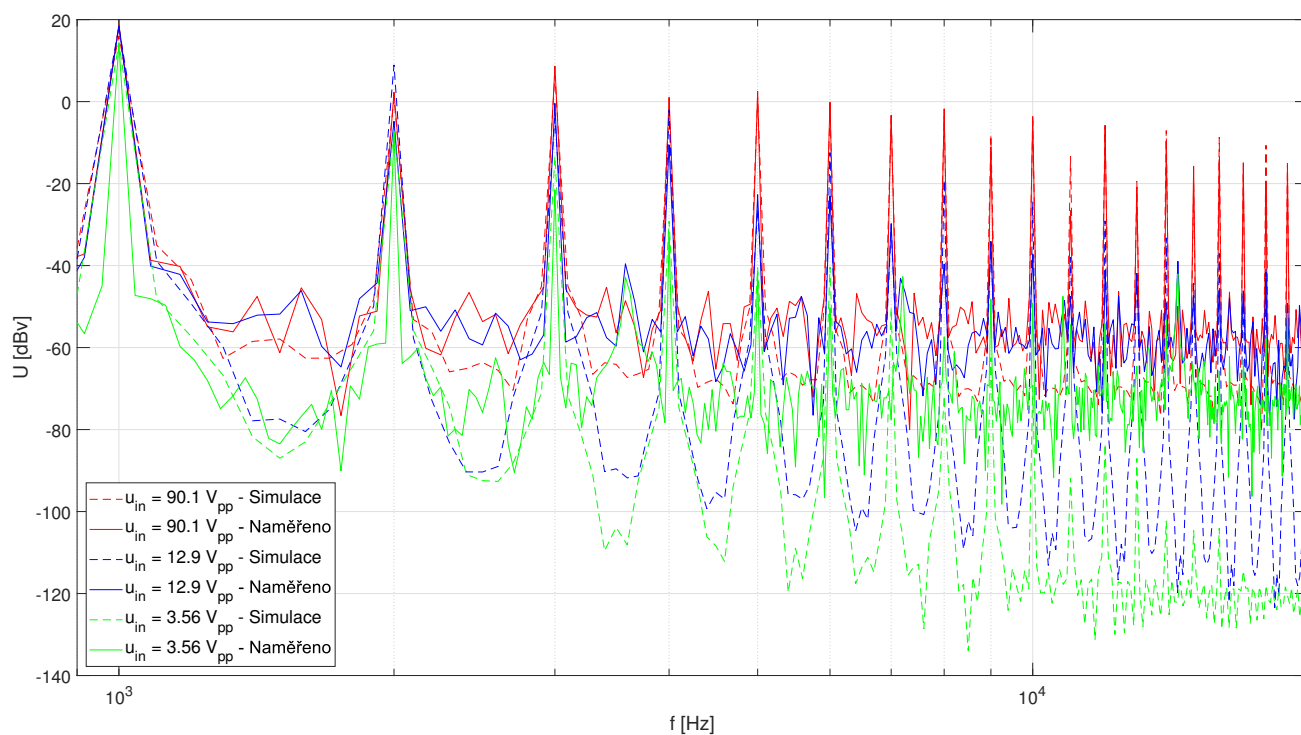
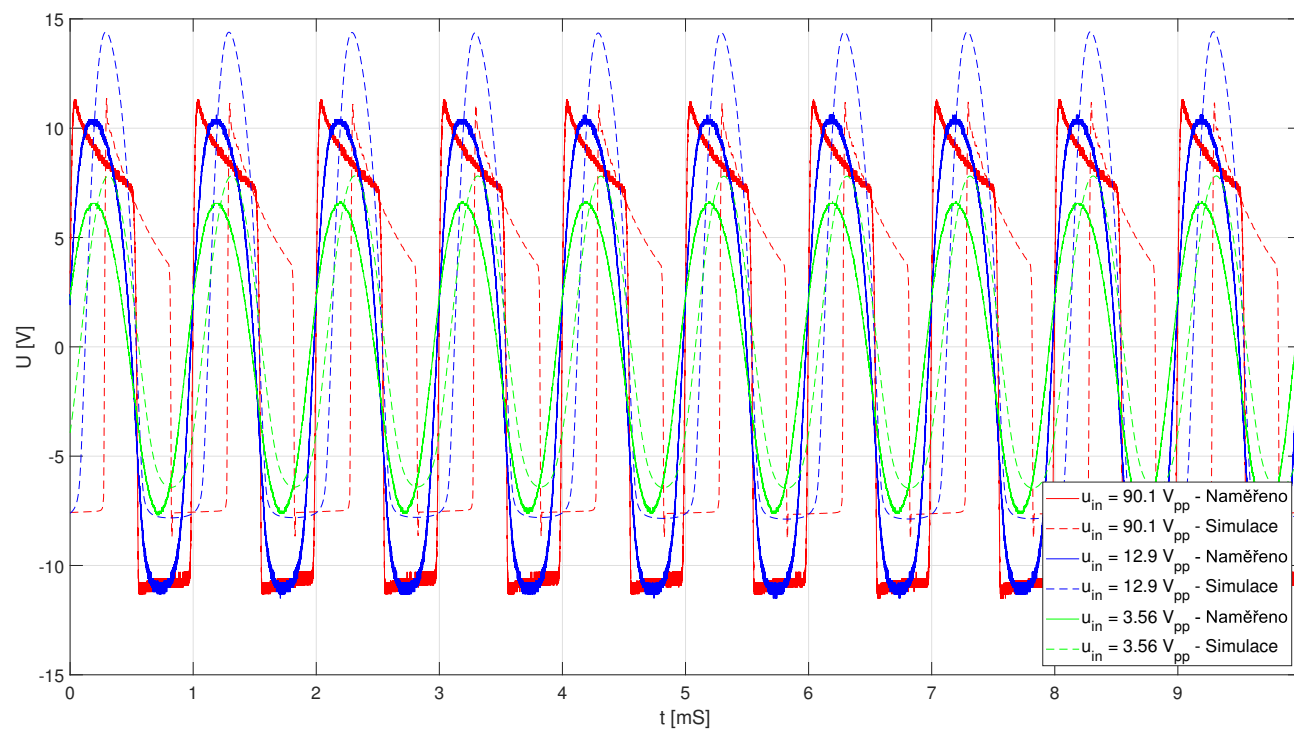
$u_i = 92 \text{ mV}_{\text{RMS}}$	Základní frekvence	Druhá harmonická	Třetí harmonická	Čtvrtá harmonická
Naměřeno [dBV]	13.12	-26.27	-42.93	-57.28
Simulace [dBV]	13.53	-35.79	-41.36	-37.37
Rozdíl [dB]	-0.41	9.52	-1.57	-19.91
$u_i = 424 \text{ mV}_{\text{RMS}}$	Základní frekvence	Druhá harmonická	Třetí harmonická	Čtvrtá harmonická
Naměřeno [dBV]	25.98	7.19	1.08	-6.96
Simulace [dBV]	26.41	7.88	0.12	-8.86
Rozdíl [dB]	-0.43	-0.69	0.96	1.9
$u_i = 1.048 \text{ V}_{\text{RMS}}$	Základní frekvence	Druhá harmonická	Třetí harmonická	Čtvrtá harmonická
Naměřeno [dBV]	31.01	18.07	12.72	5.28
Simulace [dBV]	33.04	21.83	11.66	7.40
Rozdíl [dB]	-2.03	-3.76	1.12	2.12

**Tabulka 3.2:** Tabulky naměřených a simulovaných úrovní a jejich rozdílů pro základní frekvenci a harmonické pro různá vstupní napětí druhého stupně předzesilovače

Z grafu spektra signálů je jasně vidět, že ve zkreslení dominuje druhá harmonická a pro signál s nejnižší hodnotou vstupního signálu dominují i ostatní sudé harmonické nad lichými. Z tabulek 3.2 vychází nejhůře právě hodnoty pro nejnižší vstupní signál, kde rozdíl dosahuje pro čtvrtou harmonickou téměř 20 dB, avšak v ostatních případech jsou si hodnoty vcelku podobné.

### 3.2.3 Koncový zesilovač

Koncový stupeň tvoří elektronka pentoda EL84, která přes výstupní transformátor budí reproduktor, který byl pro účely měření nahrazen rezistorem  $16 \Omega$ . Vstupní signál koncového zesilovače je výstupní signál druhého stupně předzesilovače, proto byly pro měření na koncovém zesilovači vybrány dvě hodnoty z měření na druhém stupni předzesilovače, a to  $u_{i,pre2} = 1.048 \text{ V}_{\text{RMS}}$ , kterému odpovídá vstupní signál koncového zesilovače  $u_i = 90.1 \text{ V}_{\text{pp}}$  a  $u_{i,pre2} = 92 \text{ mV}_{\text{RMS}}$ , kterému odpovídá  $u_i = 12.9 \text{ V}_{\text{pp}}$ . Pro podobnost výstupního signálu koncového zesilovače s hodnotou  $u_{i,pre2} = 1.048 \text{ V}_{\text{RMS}}$  byla hodnota pro  $u_{i,pre2} = 424 \text{ mV}_{\text{RMS}}$  byla nahrazena hodnotou  $u_{i,pre2} = 21 \text{ mV}_{\text{RMS}}$ , kdy na výstupu předzesilovače se objeví nezkreslený signál  $u_i = 3.55 \text{ V}_{\text{pp}}$ , čemuž odpovídá vytočení potenciometru VOLUME asi do jedné třetiny. Měřeno bylo napětí na odporu za výstupním transformátorem, protože napětí přímo na výstupu koncové elektronky by mohlo překročit maximální povolené napětí sondy oscilátoru.



**Obrázek 3.5:** Časový průběh a spektrum signálů na výstupu koncového zesilovače

$u_i = 90.1 V_{pp}$	Základní frekvence	Druhá harmonická	Třetí harmonická	Čtvrtá harmonická
Naměřeno [dBV]	18.76	2.28	8.65	1.02
Simulace [dBV]	16.04	0.85	6.31	-1.75
Rozdíl [dBV]	2.72	1.43	2.34	2.77
$u_i = 12.9 V_{pp}$	Základní frekvence	Druhá harmonická	Třetí harmonická	Čtvrtá harmonická
Naměřeno [dBV]	18.4	-4.80	-0.44	-10.55
Simulace [dBV]	18.31	8.96	-3.99	-2.10
Rozdíl [dBV]	0.09	-13.76	3.55	8.45
$u_i = 3.56 V_{pp}$	Základní frekvence	Druhá harmonická	Třetí harmonická	Čtvrtá harmonická
Naměřeno [dBV]	14.09	-8.35	-21.48	-32.97
Simulace [dBV]	14.38	-6.68	-13.32	-29.19
Rozdíl [dBV]	-0.29	-1.67	-8.16	-3.78

**Tabulka 3.3:** Tabulky naměřených a simulovaných úrovní a jejich rozdílů pro základní frekvenci a harmonické pro různá vstupní napětí koncového stupně

I zde je dosaženo podobné přesnosti simulace jako u předchozích stupňů. Navíc je zde způsobena chyba velmi nepřesného modelu výstupního transformátoru, ale i přes to nejsou rozdíly simulovaných hodnot oproti naměřeným příliš velké, viz tabulka 3.3. Celkově lze říci, že pokud vezmeme v potaz nedostatky modelů pro simulaci ale i rozdíly v parametrech opravdových elektronek, které se navíc časem mění, a dalších součástí, je softwarová simulace pro návrh takovýchto zesilovačů použitelná. Pro obě triody i pentodu byl použit model Murano, který z dostupných modelů vykazoval nejvyšší podobnost s naměřenými hodnotami. Modely a schema simulace je uvedeno v příloze.





## Závěr

Cílem práce byla rešerše kytarových zesilovačů, která byla důkladně provedena pro elektronkové kytarové zesilovače, které jsou jedny z mála odvětví, kde elektronky nebyly zcela nahrazeny tranzistory. Historie kytarových zesilovačů je krátce shrnuta, stejně tak elektronek. Jsou uvedeny základní stavební topologie a bloky takovýchto zesilovačů podpořené simulacemi v programu Micro-Cap 12 a obrázky, uvedeny rozdíly s tranzistorovými kytarovými zesilovači a zmíněny jsou dnes stále populárnější modelingové zesilovače a software. Dále byla provedena rešerše modelů elektronek pro obvodové simulace, kdy byly porovnány parametry jednotlivých modelů a zhodnocena jejich přesnost. Nakonec jsou uvedeny výsledky měření na elektronkovém zesilovači VOX AC4TV, který byl také simulován a dosažené výsledky měření jsou porovnány s výsledky simulace, které byly shledány jako uspokojivé.







## Literatura

- [1] BLENCOWE, Merlin. *Designing Tube Preamps for Guitar and Bass, 2nd Edition*. Wem Publishing, 2012. ISBN 978-0-9561545-2-1.
- [2] VLACH, Jaroslav. *Lampárna, aneb, Co to zkusit s elektronikami?*. 1. Praha: BEN - technická literatura, 2004. ISBN 80-730-0091-1.
- [3] LUKEŠ, Jaroslav. *Věrný zvuk*. SNTL, 1962. ISBN 978-0-9561545-2-1.
- [4] *The Valve Wizard* [online]. [cit. 10.11.2019]. Dostupné z: <http://www.valvewizard.co.uk/>
- [5] KOTISA, Zdeněk. *NF zesilovače a jejich amatérská stavba*. Praha: BEN - technická literatura, 2001. ISBN 80-7300-030-x.
- [6] RIEPL, Stefan. *commons.wikimedia.org* [online]. [cit. 15.11.2019]. Dostupný pod licencí Creative Commons na WWW: <https://commons.wikimedia.org/wiki/File:Elektronenroehrenauswahl.jpg>
- [7] Grebe. *commons.wikimedia.org* [online]. [cit. 15.11.2019]. Dostupný pod licencí Creative Commons na WWW: <https://commons.wikimedia.org/wiki/File:Reverb-2.jpg>
- [8] JJ ELECTRONIC. Datasheety elektronek [online]. [cit. 5.4.2020]. Dostupné z: <https://www.jj-electronic.com/>
- [9] Frank's electron Tube Data sheets. Datasheety elektronek [online]. [cit. 5.4.2020]. Dostupné z: <https://db.tubetest.net/index.html>
- [10] STANĚK, Radomír. *Jak je to s impedancí?*, Muzikus [online]. 9.8.2004 [cit. 23.11.2019]. ISSN 1210-1443. Dostupné z: <http://www.muzikus.cz/pro-muzikanty-clanky/Jak-je-to-s-impedanci~09~srpen~2004>
- [11] Wikipedia. Vacuum tube [online]. [cit. 10.3.2020]. Dostupné z: [https://en.wikipedia.org/wiki/Vacuum\\_tube](https://en.wikipedia.org/wiki/Vacuum_tube)
- [12] Wikipedia. Instrument amplifier [online]. [cit. 20.3.2020]. Dostupné z: [https://en.wikipedia.org/wiki/Instrument\\_amplifier](https://en.wikipedia.org/wiki/Instrument_amplifier)

- [13] Wikipedia. Tetrode [online]. [cit. 20.3.2020]. Dostupné z: <https://en.wikipedia.org/wiki/Tetrode>
- [14] Wikipedia. Pentode [online]. [cit. 20.3.2020]. Dostupné z: <https://en.wikipedia.org/wiki/Pentode>
- [15] Wikipedia. Guitar amplifier [online]. [cit. 20.3.2020]. Dostupné z: [https://en.wikipedia.org/wiki/Guitar\\_amplifier](https://en.wikipedia.org/wiki/Guitar_amplifier)
- [16] *The Valve Museum* [online]. [cit. 10.3.2020]. Dostupné z: <http://www.r-type.org/>
- [17] KYTTÄLÄ, Teemu. *Solid-State Guitar Amplifiers* [online]. [cit. 10.3.2020]. Dostupné z: [http://www.thatraymond.com/downloads/solidstate\\_guitar\\_amplifiers\\_teemu\\_kyttala\\_v1.0.pdf](http://www.thatraymond.com/downloads/solidstate_guitar_amplifiers_teemu_kyttala_v1.0.pdf)
- [18] *Aiken Amplification* [online]. [cit. 10.3.2020]. Dostupné z: <https://www.aikenamps.com/index.php/white-papers>
- [19] Wikipedia. Tube sound [online]. [cit. 10.3.2020]. Dostupné z: [https://en.wikipedia.org/wiki/Tube\\_sound](https://en.wikipedia.org/wiki/Tube_sound)
- [20] Wikipedia. Tranzistorový zvuk [online]. [cit. 10.3.2020]. Dostupné z: [https://cs.wikipedia.org/wiki/Tranzistorový\\_zvuk](https://cs.wikipedia.org/wiki/Tranzistorový_zvuk)
- [21] BERNERS, Dave. *Ask the Doctors: Tube vs. Solid-State Harmonics* [online]. [cit. 1.5.2020]. Dostupné z: <https://www.uaudio.com/webzine/2005/october/index2.html>
- [22] BUSSEY, W. a R. HAIGLER. *Tubes versus transistors in electric guitar amplifiers*. ICASSP '81. IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing [online]. Institute of Electrical and Electronics Engineers, 1981, , 800-803 [cit. 1.5.2020]. DOI: 10.1109/ICASSP.1981.1171205. Dostupné z: <http://ieeexplore.ieee.org/document/1171205/>
- [23] *A Musical Distortion Primer* [online]. [cit. 10.11.2020]. Dostupné z: <http://www.geofex.com/effxfaq/distn101.htm>
- [24] IMMLER, Adrian. *BEST OF HISTORY'S VACUUM TUBE DESCRIBING ART MERGED TO NEW SPICE MODELS* [online]. [cit. 10.5.2020]. Dostupné z: <http://adrianimmler.simplesite.com/440956786>
- [25] HÉLIE, Thomas a Ivan COHEN. *Measures and models of real triodes, for the simulation of guitar amplifiers* [online]. [cit. 10.5.2020]. Dostupné z: <https://www.researchgate.net/publication/281075913>
- [26] HÉLIE, Thomas a Ivan COHEN. *Measures and Parameter Estimation of Triodes for the Real-Time Simulation of a Multi-Stage Guitar Preamplifier* [online]. [cit. 10.5.2020]. Dostupné z: <https://www.researchgate.net/publication/241433373>

## Přílohy

### Modely elektronek použitých pro simulace ze simulátoru Micro-Cap 12

#### 12AX7/ECC83 - Duncan Munro model

```
.SUBCKT 12AX7 A G K
XV1 A G K TRIODENH
+PARAMS: LIP= 1.5 LIF= 0.000016 RAF= 0.076498 RAS= 1 CDO=-0.53056
+ RAP= 0.18 ERP= 1.5
+ MU0= 87.302 MUR=-0.013621 EMC= 0.00000111
+ GCO=-0.2 GCF= 0.00001
+ CGA=3.90E-12 CGK=2.40E-12 CAK=7.00E-13
.ENDS
```

#### 12AX7/ECC83 - Ayumi Nakabayashi model

```
.SUBCKT 12AX7_ayumi A G K
.param GG {(V(G,K)+0.59836683)}
.param EP {URAMP(V(A,K))}
.param EG {URAMP(V(G,K))}
.param M1 {(0.0017172334*EP)^-0.2685074}
.param M2 {(0.84817287*URAMP(GG+EP/88.413802))^1.7685074}
.param P {(0.001130216*URAMP(GG+EP/104.24031)^1.5)}
.param IK {(U(GG)*P+(1-U(GG))*0.00071211506*M1*M2)}
.param IG {(0.000565108*EG^1.5*(EG/(EP+EG)*1.2+0.4))}
BIAK A K I=URAMP(IK-IG-URAMP(IK-IG-0.00058141055*EP^1.5))+1e-10*V(A,K)
BIGK G K I=IG
* CAPS
CGA G A 1.7p
CGK G K 1.6p
CAK A K 0.5p
.ENDS content...
```

### 12AX7/ECC83 - Norman Koren model

```
.SUBCKT ECC83 1 2 3 ; P G C (Triode)
* Mullard data sheet 1970 AKA 12AX7A 7025
* library format: LTSpice 31-May-2008
X1 1 2 3 TRIODE MU=98.11 EX=1.459 KG1=1734.7 KP=754.39 KVB=119.9 VCT=
.ENDS ECC83
```

### 6BQ5/EL84 - Duncan Munro model

```
.SUBCKT 6BQ5 A S G K
*
* Calculate contribution to cathode current
*
Eat      at      0      VALUE={0.636*ATAN(V(A,K)/15)}
Egs      gs      0      VALUE={LIMIT{V(S,K)/19+V(G,K)+V(A,K)/1400,0,1E6}}
Egs2     gs2     0      VALUE={PWRS(V(gs),1.5)}
Ecath    cc      0      VALUE={V(gs2)*V(at)}
*
* Calculate anode current
*
Ga       A       K       VALUE={3.2E-3*V(cc)}
*
* Calculate screen current
*
Escrn    sc      0      VALUE={V(gs2)*(1.1-V(at))}
Gs_1     S       K       VALUE={2.0E-3*V(sc)*LIMIT{V(S,K),0,10}/10}
*
* Grid current (approximation – does not model low va/vs)
*
Gg       G       K       VALUE={PWR(LIMIT{V(G,K)+1,0,1E6},1.5)*50E-6}
*
* Capacitances
*
Cg1      G       K       10.8p
Cak      A       K       6.5p
Cg1a     G       A       0.5p

.ENDS
```

### Přístroje použité pro měření

**Oscilátor** - Rigol DS1054Z, manuál dostupný z: <https://www.rigolna.com/products/digital-oscilloscopes/1000z/>

**Generátor funkcí** - Ascel AE20125. manuál dostupný z: <https://www.ascel-electronic.de/kits/5/ae20125-10-mhz-sweep-dds-function-generator>

## Schema simulace v programu Micro-Cap 12

