



**VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ**

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY



**FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH  
TECHNOLOGIÍ**

**ÚSTAV RADIOELEKTRONIKY**

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION  
DEPARTMENT OF RADIO ELECTRONICS

## **NÁVRH A KONSTRUKCE KYTAROVÉHO MULTIEFEKTU**

DESIGN AND CONSTRUCTION OF GUITAR MULTI-EFFECTS

**BAKALÁŘSKÁ PRÁCE**

BACHELOR'S THESIS

**AUTOR PRÁCE**

AUTHOR

**JINDŘICH ŠINDELÁŘ**

**VEDOUCÍ PRÁCE**

SUPERVISOR

**doc. Ing. JIŘÍ PETRŽELA, Ph.D.**

BRNO 2013



VYSOKÉ UČENÍ  
TECHNICKÉ V BRNĚ

Fakulta elektrotechniky  
a komunikačních technologií

Ústav radioelektroniky

# Bakalářská práce

bakalářský studijní obor  
Elektronika a sdělovací technika

**Student:** Jindřich Šindelář

**ID:** 136589

**Ročník:** 3

**Akademický rok:** 2012/2013

## NÁZEV TÉMATU:

### Návrh a konstrukce kytarového multieffektu

#### POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

Prostudujte problematiku a popište funkci běžně používaných efektů pro úpravu signálu z elektrické kytary. Provedte simulace analogových obvodů pro základní typy kytarových distorzí (fuzz, overdrive, distortion) v obvodovém simulátoru Orcad Pspice a porovnejte výsledky těchto simulací.

Navrhněte a realizujte funkční vzorek multieffektu pro základní druhy zkreslení (distorze) signálu z elektrické kytary (fuzz, overdrive, distortion). V případě diodové limitace signálu použijte více typů diod a umožněte jejich přepínání, popřípadě kombinování pro dosažení různých charakterů zvuku. Provedte laboratorní měření na hotovém vzorku a porovnejte se simulacemi. Zhodnoťte jednotlivé distorze z psychoakustického hlediska.

#### DOPORUČENÁ LITERATURA:

[1] BRANČÍK, L.; DOSTÁL, T. Analogové elektronické obvody. Skriptum. Brno: FEKT, VUT v Brně, 2007.

[2] KOTISA, Z. NF zesilovače 1 - předzesilovače. Praha: BEN - technická literatura, 2002.

**Termín zadání:** 11.2.2013

**Termín odevzdání:** 31.5.2013

**Vedoucí práce:** doc. Ing. Jiří Petržela, Ph.D.

**Konzultanti bakalářské práce:**

**prof. Dr. Ing. Zbyněk Raida**

*Předseda oborové rady*

#### UPOZORNĚNÍ:

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

## **ABSTRAKT**

Práce se zabývá návrhem elektronického obvodu sdružujícího v sobě funkci několika efektů pro elektrickou kytaru. Tyto efekty je možné přepínat a docílit tak poměrně široké škály zvuků použitelných v různých hudebních žánrech. Jednotlivé kapitoly tohoto textu se věnují dílčím částem obvodu, popisují jejich funkci a postupy návrhu. V závěru jsou posouzeny zvukové charaktery obvodu v jednotlivých módech. Přílohy obsahují výsledky návrhu potřebné k sestrojení funkčního prototypu obvodu.

## **KLÍČOVÁ SLOVA**

elektrická kytara, kytarový efekt, efektové jednotky, zkreslení

## **ABSTRACT**

This thesis focuses on design of electronic circuit which combines several effects for electric guitar. These effects are switchable to achieve relatively wide range of sounds usable in different music genres. Each chapter of this text describes function and design process of single subcircuit. In the summary of this text are written up sound characters of effect in particular modes. Attachments contains the results of design needed to build a functional prototype of the whole circuit.

## **KEYWORDS**

electric guitar, guitar effects, effect units, distortion

ŠINDELÁŘ, J. *Návrh a konstrukce kytarového multiejektu*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií. Ústav radioelektroniky, 2013. 46 s., 4 s. příloh. Bakalářská práce. Vedoucí práce: doc. ing. Jiří Petržela, Ph.D.

## **PROHLÁŠENÍ**

Prohlašuji, že svou bakalářskou práci na téma Návrh a konstrukce kytarového multiefektu jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího bakalářské práce a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

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

V Brně dne 31. května 2013

.....

(podpis autora)

## **PODĚKOVÁNÍ**

Děkuji vedoucímu bakalářské práce doc. ing. Jiřímu Petrželovi, Ph.D. za účinnou metodickou, pedagogickou a odbornou pomoc a další cenné rady při zpracování mé bakalářské práce.

V Brně dne 31. května 2013

.....

(podpis autora)

# OBSAH

<b>Seznam obrázků a tabulek</b>	<b>vi</b>
<b>Úvod</b>	<b>1</b>
<b>1 Napájení efektu, virtuální nula</b>	<b>2</b>
<b>2 Řazení jednotlivých bloků kaskády, přepínání signálové cesty</b>	<b>3</b>
<b>3 Vstupní filtr</b>	<b>4</b>
<b>4 Obvody zkreslení</b>	<b>7</b>
4.1 Diodová limitace .....	7
4.1.1 Volba diod.....	7
4.1.2 Soft clipping - overdrive .....	8
4.1.3 Hard clipping – distortion.....	9
4.2 Overdrive a distortion.....	10
4.2.1 Asymetrická limitace.....	13
4.2.2 Převodní charakteristiky limitační sekce .....	13
4.2.3 Frekvenční charakteristika.....	16
4.2.4 Výstupní časové průběhy v jednotlivých módech .....	17
4.3 Fuzz .....	19
4.4 Výstupní zesilovač zkreslovacích obvodů.....	21
<b>5 Ekvalizér</b>	<b>22</b>
5.1.1 Syntetický induktor .....	23
<b>6 Booster</b>	<b>28</b>
<b>7 Poznámky ke konstrukci</b>	<b>32</b>
<b>8 Měření ekvalizéru</b>	<b>33</b>
8.1 Metoda měření .....	33
8.2 Tabulky změřených hodnot .....	33
8.3 Naměřené charakteristiky ekvalizéru .....	34
8.4 Zhodnocení měření.....	35

<b>9 Závěr</b>	<b>36</b>
<b>10 Seznam použité literatury</b>	<b>38</b>
<b>11 Seznam symbolů, veličin a zkratk</b>	<b>40</b>
<b>12 Seznam příloh</b>	<b>42</b>

# SEZNAM OBRÁZKŮ A TABULEK

Obrázek 1.1: Obvody virtuální nuly.....	2
Obrázek 2.1: Řazení jednotlivých bloků kaskády a umístění jednotlivých footswitchů...3	3
Obrázek 2.2: schéma zapojení 3PDT footswitchu včetně signalizační LED.....	3
Obrázek 3.1: Schéma zapojení vstupní horní propusti.....	5
Obrázek 3.2: detail kmitočtové charakteristiky aktivní horní propusti.....	5
Obrázek 3.3: schéma zapojení vstupního filtru včetně vstupního bufferu.....	6
Obrázek 4.1: blokové schéma obvodů zkreslení.....	7
Obrázek 4.2: simulované VA charakteristiky křemíkové a germaniové diody a MOSFETu v zapojení „Shaka-Braddah“.....	8
Obrázek 4.3: Principiální zapojení limitujícího stupně efektu TS-808 Tubescreamer [9]9	9
Obrázek 4.4: průběhy vstupního (sinus, $U=0,5V$ , $f=1kHz$ ) a výstupního napětí limitujícího stupně efektu TS-808 Tubescreamer.....	9
Obrázek 4.5: principiální zapojení limitujícího stupně efektu distortion.....	10
Obrázek 4.6: vstupní (sinus, $U=0,5V$ , $f=1kHz$ ) a výstupní signál efektu distortion.....	10
Obrázek 4.7: schéma zapojení navrženého obvodu overdrive/distortion.....	11
Obrázek 4.8: kmitočtové modulové charakteristiky obvodu overdrive/distortion v jednotlivých módech.....	12
Obrázek 4.9: převodní charakteristiky limitační sekce v módu overdrive (vlevo) a distortion (vpravo) při rozmítání úrovně zkreslení.....	13
Obrázek 4.10: Převodní charakteristiky v módu distortion při použití různých limitačních diod (a) Si symetricky, b) Ge symetricky, c) FET symetricky, d) FET+Ge).....	14
Obrázek 4.11: Převodní charakteristiky v módu overdrive při použití různých limitačních diod (a) Si symetricky, b) Ge symetricky, c) FET symetricky, d) FET+Ge).....	15
Obrázek 4.12: Přejímové charakteristiky při rozmítání potenciometru warp.....	15
Obrázek 4.13: Modifikované schéma zapojení obvodu tónové clony efektu Tubescreamer.....	16
Obrázek 4.14: modulové frekvenční charakteristiky obvodu tónové clony.....	16
Obrázek 4.15: časové průběhy výstupního napětí obvodu overdrive při rozmítání úrovně zkreslení a jeho spektrum při maximální úrovni zkreslení.....	17
Obrázek 4.16: časové průběhy výstupního napětí obvodu overdrive při maximálním zkreslení a rozmítání úrovně asymetrie a jeho spektrum při maximální	



úrovni asymetrie.....	17
Obrázek 4.17: výstupní časové průběhy obvodu overdrive za tónovou clonou při rozmítání potenciometru Tone, vlevo symetrický clipping, vpravo při maximální úrovni asymetrie .....	17
Obrázek 4.18: časové průběhy výstupního napětí obvodu distortion při rozmítání úrovně zkreslení a jeho spektrum při maximálním zkreslení.....	18
Obrázek 4.19: časové průběhy výstupního napětí obvodu distortion při maximálním zkreslení a rozmítání úrovně asymetrie a jeho spektrum při maximální úrovni asymetrie.....	18
Obrázek 4.20: výstupní časové průběhy obvodu distortion za tónovou clonou při rozmítání potenciometru Tone, vlevo symetrický clipping, vpravo při maximální úrovni asymetrie .....	18
Obrázek 4.21: schéma zapojení obvodu fuzz .....	19
Obrázek 4.22: vstupní (sinus, $U=0,5V$ , $f=1kHz$ ) a výstupní časové průběhy efektu fuzz .....	20
Obrázek 4.23: spektra výstupního signálu obvodu fuzz, vlevo pro maximální zkreslení (větší šířka pulsu), vpravo pro malé zkreslení (úzký puls obdélníkového signálu) .....	20
Obrázek 4.24: Schéma zapojení výstupního zesilovače zkreslovacích obvodů .....	21
Tabulka 5.1: tabulka parametrů jednotlivých pásmových propustí .....	22
Obrázek 5.1: Schéma zapojení syntetického induktoru s NPN tranzistorem [18].....	23
Obrázek 5.2: rezonanční obvod se syntetickým induktorem.....	24
Tabulka 5.2: tabulka zadaných a vypočtených hodnot součástek rezonančních obvodů se syntetickými induktory.....	25
Tabulka 5.3: tabulka hodnot součástek po dosazení z řad a z nich vypočtené hodnoty středního kmitočtu a činitele jakosti .....	25
Obrázek 5.3: Schéma zapojení navrženého ekvalizéru .....	25
Obrázek 5.4: charakteristiky ekvalizéru při rozmítání jednotlivých pásem .....	26
Obrázek 5.5: charakteristiky při všech potenciometrech ve stejných polohách .....	26
Obrázek 5.6: charakteristiky při sousedních pásmech v opačných polohách.....	27
Obrázek 5.7: charakteristika ekvalizéru při rozmítání .....	27
ovladače dolní propusti CUT s ostatními pásmy v nule (vlevo) a v maximu (vpravo) ..	27
Obrázek 6.1: Principiální zapojení zesilovače s tranzistorem MOSFET v zapojení se společnou elektrodou source.....	28
Obrázek 6.2: schéma zapojení impedance v obvodu sourcu .....	29
Obrázek 6.3: Závislost impedance $Z_S$ na kmitočtu.....	29
Obrázek 6.4: Schéma zapojení boosteru.....	30
Obrázek 6.5: Průběh zesílení boosteru v závislosti na kmitočtu při rozmítání	

potenciometrů Rboost a Rmid-boost.....	31
Tabulka 8.1 : Tabulka změřených hodnot pro potenciometry pásmových propustí ve středních polohách .....	33
Tabulka 8.2: Tabulka změřených hodnot pro pásmo 250 Hz.....	33
Tabulka 8.3: Tabulka změřených hodnot pro pásmo 2,5 kHz.....	33
Tabulka 8.4: Tabulka změřených hodnot pro pásmo 2,5 kHz.....	34
Tabulka 8.5: Tabulka změřených hodnot dolní propusti v ekvalizéru.....	34
Obrázek 8.1: Modulové kmitočtové charakteristiky ekvalizéru při rozmítání pásem 250 Hz a 5 kHz.....	34
Obrázek 8.2: Modulové kmitočtové charakteristiky ekvalizéru při rozmítání pásma 2,5 kHz a dolní propusti.....	35

# ÚVOD

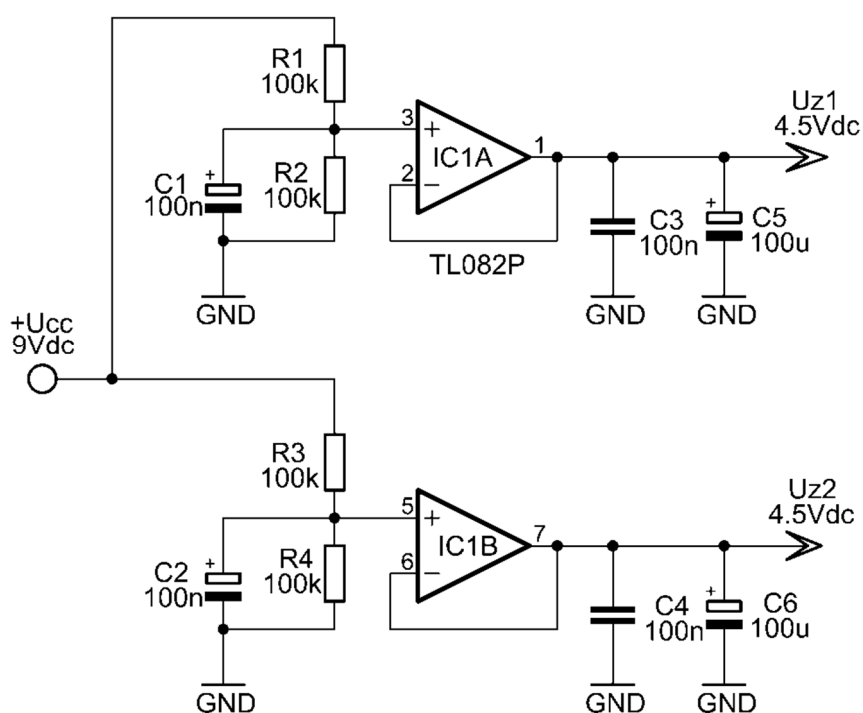
Elektrická kytara se už z principu její funkce jeví jako vhodný hudební nástroj pro úpravy signálu a experimenty s jejím zvukem pomocí elektronických hudebních efektů. Neustálý vývoj v oblasti číslicového zpracování signálů nabízí nové možnosti, navzdory tomu však spousta hudebníků stále nemá k digitálním efektům důvěru a upřednostňují jejich analogové formy. Částečně na tom může mít vinu fakt, že se na trhu vyskytuje spousta levných digitálních multiektů nevalné kvality. Ty se sice chlubí širokými možnostmi nastavení a sdružením mnoha různých druhů efektů do jednoho zařízení za poměrně nízkou cenu, ale zároveň omezují dynamický rozsah signálu, přidávají do signálu kvantizační šum a jejich zvuk je celkově jaksi nepřírodní a umělý. Dalším důvodem pro stálou oblibu analogových efektů je také jistá tradice: v kvalitních nástrojových zesilovačích pro elektrické kytary se stále používají elektronkové konstrukce. Použití digitálních efektů v kytarovém řetězci zakončeném elektronkovým zesilovačem se pak může zdát jaksi barbarské. Obecně je srovnávání digitálních a analogových kytarových efektů poměrně vděčné téma k diskuzi – zvláště pokud se spolu přou technik bez hudebního sluchu a hudebník bez technického vzdělání. Hudba a umění všeobecně je silně objektivní záležitost a to, co zní dobře uchu jednoho, se nemusí líbit druhému.

Praktická část této práce je koncipována tak, aby hudebníkovi poskytovala dostatečně širokou škálu zkreslených zvuků, využitelných v různých hudebních žánrech, od blues až k tvrdší rockové a metalové hudbě. V obvodech overdrive a distortion, které používají metody diodové limitace, bylo umožněno přepínání mezi více druhy diod z různých materiálů, protože mezi hudebníky je rozšířeno tvrzení, že ty mají na výsledný zvukový charakter významný a nezanedbatelný vliv.

Protože výsledek této práce má sloužit zejména pro mé vlastní hraní podle mého vkusu, uzpůsobil jsem jeho návrh vybavení, které již vlastním – tedy kytaru a zejména elektronkovému nástrojovému zesilovači, poslednímu stupni signálové cesty před reproduktorem. Tento nástrojový zesilovač je velmi minimalisticky vybaven a nemá vlastní ekvalizér, pouze jednoduchou tónovou clonu. Pro možnost pokročilejší úpravy frekvenční charakteristiky je tedy efekt navržený v této práci vybaven i 3-pásmovým ekvalizérem. Dalším zahrnutým obvodem, jehož používání má smysl hlavně s elektronkovým zesilovačem, je jednoduchý lineární zesilovač – booster, jehož hlavním úkolem je vybuzení elektronek nástrojového zesilovače, popř. dočasné zesílení signálu kvůli sólu.

# 1 NAPÁJENÍ EFEKTU, VIRTUÁLNÍ NULA

S ohledem na fakt, že běžné operační zesilovače vyžadují symetrické napájení, ale kytarové efekty bývají zpravidla napájeny nesymetrickým zdrojem stejnosměrného napětí (obvykle 9V baterií nebo běžně dostupným univerzálním napájecím adaptérem), je třeba v obvodu vytvořit virtuální nulu v polovině napájecího napětí [1]. Vzhledem k tomu, že v obvodu distortion je část signálu „shuntována“ diodami k potenciálu této virtuální nuly, byly použity 2 samostatné virtuální nuly (se stejnou hodnotou napětí), aby špičky způsobené diodovou limitací nemohly ovlivňovat okolní obvody. Schéma navrženého obvodu virtuální nuly je na obrázku 1.1.



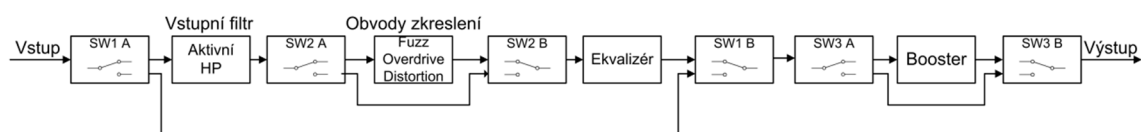
Obrázek 1.1: Obvody virtuální nuly

Obvod je tvořen napěťovým děličem se shodnými velikostmi odporů, připojeným mezi napájecí napětí a zem. Mezi střed děliče a zem je připojen elektrolytický kondenzátor tvořící filtr typu dolní propust, sloužící k potlačení šumu. Na výstup děliče je připojen operační zesilovač v zapojení napěťového sledovače. Výstup tohoto sledovače je filtrován a blokován paralelním spojením elektrolytického a keramického kondenzátoru.

Ve schématech v následujícím textu jsou použity shodné značky a popisy svorek těchto virtuálních nul jako na obrázku 1.1.

## 2 ŘAZENÍ JEDNOTLIVÝCH BLOKŮ KASKÁDY, PŘEPÍNÁNÍ SIGNÁLOVÉ CESTY

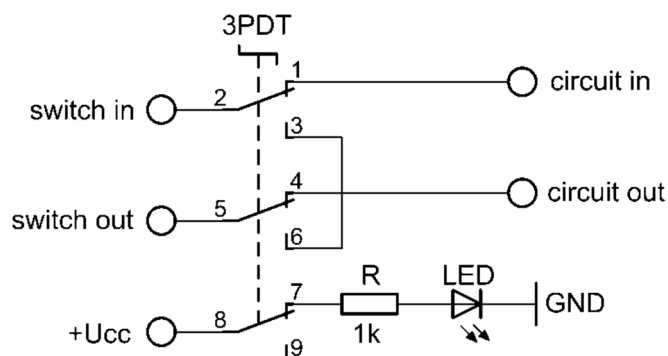
Efekt je vybaven třemi nášlapnými 3-pólovými ON-ON přepínači 3PDT [2] pro možnost samostatného spínání 3 dílčích celků obvodu – vstupního filtru s ekvalizérem, obvodů zkreslení a boosteru. Tyto přepínače jsou uzpůsobené pro ovládání nohou tak, aby je mohl kytarista spínat v průběhu hry bez nutnosti použití rukou. Blokové schéma naznačující řazení jednotlivých bloků a umístění nožních přepínačů je na obrázku 2.1.



Obrázek 2.1: Řazení jednotlivých bloků kaskády a umístění jednotlivých footswitchů

Důvodem pro rozmístění přepínačů uvedené na obrázku 2.1 je to, že ekvalizér by měl být použitelný jak samostatně, tak s obvody zkreslení. V obou případech je ale vhodné mít na vstupu zařazen vstupní filtr, zároveň by však měly obvody zkreslení zůstat před ekvalizérem [3]. Z blokového schématu na obrázku 2.1 je zřejmé, že bez sepnutého SW1 nebude mít spínání SW2 žádný vliv na signálovou cestu, to však nevadí – zkreslení budou spouštěna vždy s ekvalizérem, pokud by bylo třeba rovné frekvenční charakteristiky, stačí potenciometry ekvalizéru nastavit do středních poloh. Proto je na krabičce přepínač SW2 pro spínání zkreslení umístěn nejvíce vlevo, uprostřed je SW1 pro ekvalizér a vpravo SW3 pro booster. SW1 a SW2 jsou umístěny blíž u sebe, aby je bylo možné sešlápnout oba najednou, tedy aby bylo možné přejít jedním sešlápnutím z úplně vypnutého stavu do stavu, kdy jsou do signálové cesty zařazeny obvod zkreslení i ekvalizéru.

Kromě těchto nášlapných přepínačů je efekt vybaven ještě dalšími páčkovými a posuvnými přepínači, ty však nejsou v obrázku 2.1 uvedeny pro zachování jeho přehlednosti. Schéma zapojení nožního přepínače včetně signalizační LED je na obrázku 2.2.



Obrázek 2.2: schéma zapojení 3PDT footswitche včetně signalizační LED

### 3 VSTUPNÍ FILTR

Elektromagnetické snímače elektrické kytary snímají kromě chvějících se strun také nežádoucí signály z okolí – typicky síťový brum z blízkých transformátorů, zářivkových svítidel apod.. Tento jev se projevuje hlavně u jednocívkových snímačů (single coil) a může působit dosti rušivě, protože kytarové distorze disponují často zesílením nastavitelným řádově až do stovek.

Užitečný signál kytary ve standardním ladění však začíná až na 82,4 Hz [4], proto je na vstupu efektu síťový kmitočet v signálu potlačen filtrem typu horní propust. K tomuto účelu slouží aktivní horní propust 2. řádu v Huelsmanově zapojení [5] s aproximací dle Butterwortha. Přesná volba mezního kmitočtu tohoto filtru byla dána kompromisem mezi dostatečným potlačením nežádoucích kmitočtů a zachováním co možná nejrovnější charakteristiky v oblasti užitečného signálu.

Postup návrhu filtru:

1. Podle zvolené aproximace v tabulce [5] byly zvoleny jmenovatelé normované přenosové funkce filtru B:

Pro Butterworthovu aproximaci a řád filtru  $n=2$  jsou tyto koeficienty:

$$B_0 = 1, B_1 = 1,414, B_2 = 1 [-]$$

2. Jako kompromis mezi potlačením nežádoucích kmitočtů a co nejmenším ovlivňováním užitečného signálu byl zvolen mezní kmitočet  $f_c = 60$  Hz
3. Zvolené kapacity  $C_1 = C_2 = C = 10$  nF

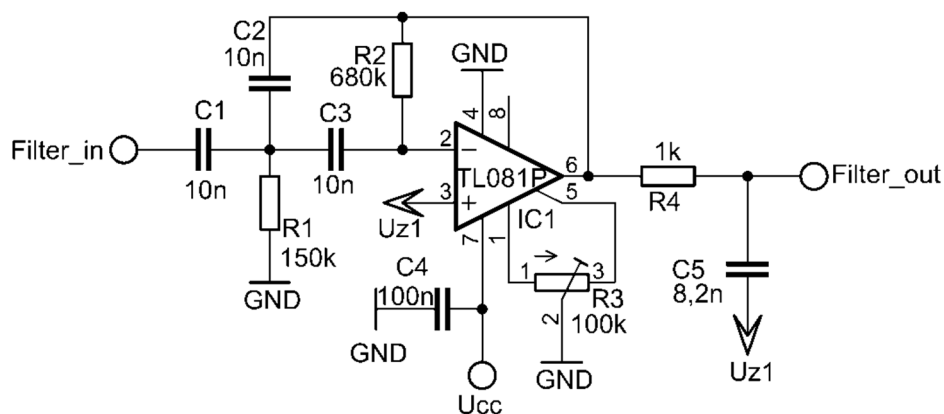
4. 
$$R_2 = \frac{3}{\omega_c C B_1} = \frac{3}{2\pi \cdot 60 \cdot 10^{-8} \cdot 1,414} = 613944 \Omega \quad (3.1)$$

z řady byla zvolena hodnota  $R_2 = 680$  k $\Omega$ .

5. 
$$R_1 = \frac{1}{\omega_c^2 C^2 R_2 B_2} = \frac{1}{4\pi^2 \cdot 60^2 \cdot 10^{-16} \cdot 6,8 \cdot 10^5 \cdot 1} = 132142 \Omega \quad (3.2)$$

z řady byla zvolena hodnota  $R_1 = 150$  k $\Omega$ .

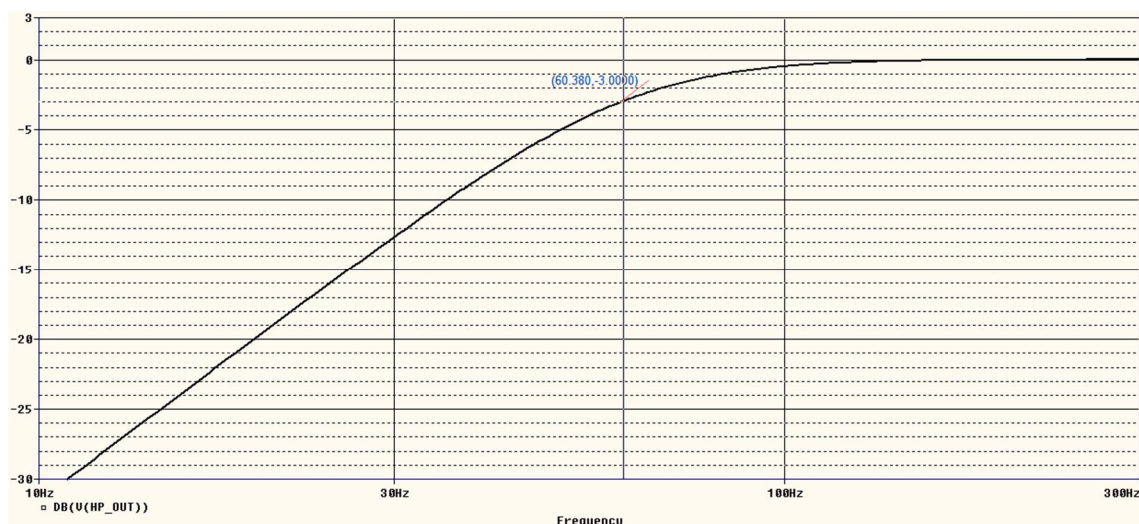
Symbole použité ve vztazích 3.1 a 3.2 korespondují s označením součástek ve schématu navrženého filtru na obrázku 3.1. Detail kmitočtové charakteristiky filtru je uveden na obrázku 3.2.



Obrázek 3.1: Schéma zapojení vstupní horní propusti

Pasivní dolní propust na výstupu tohoto aktivního filtru zabraňuje vstupu vyšších kmitočtů do obvodu, jeho mezní kmitočet je:

$$f_c = \frac{1}{2\pi R_4 C_5} = \frac{1}{2\pi \cdot 10^3 \cdot 8,2 \cdot 10^{-9}} = 19409 \text{ Hz} \quad (3.3)$$



Obrázek 3.2: detail kmitočtové charakteristiky aktivní horní propusti

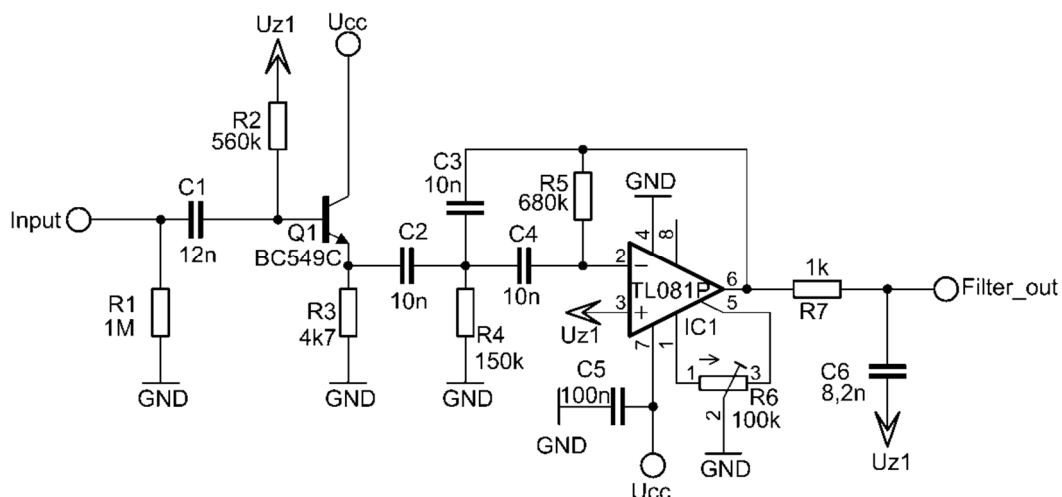
V pásmu propustnosti má aktivní filtr jednotkový přenos. Přenos nejnižšího kmitočtu užitečného signálu 82 Hz je  $K_U(82 \text{ Hz}) = -1 \text{ dB}$ , potlačení síťového kmitočtu je  $K_U(50 \text{ Hz}) = -5 \text{ dB}$ .

Vstupní impedance tohoto aktivního filtru je však silně kmitočtově závislá (výraz byl získán symbolickou analýzou v programu Tina [6]):

$$Z_{in} = \frac{(R_1 R_2 C_2 C_3) \cdot s^2 + (C_1 + C_2 + C_3) R_1 \cdot s + 1}{(R_1 R_2 C_1 C_2 C_3) \cdot s^3 + (C_2 + C_3) R_1 C_1 \cdot s^2 + C_1 \cdot s} [\Omega] \quad (3.4)$$

Symboly použité ve vztahu 3.4 korespondují s označením součástek ve schématu na obrázku 3.1.

Proto je před tento filtr na samotný vstup celého obvodu umístěn buffer pro impedanční oddělení – tranzistor v zapojení se společným kolektorem (viz obr. 3.3).



Obrázek 3.3: schéma zapojení vstupního filtru včetně vstupního bufferu

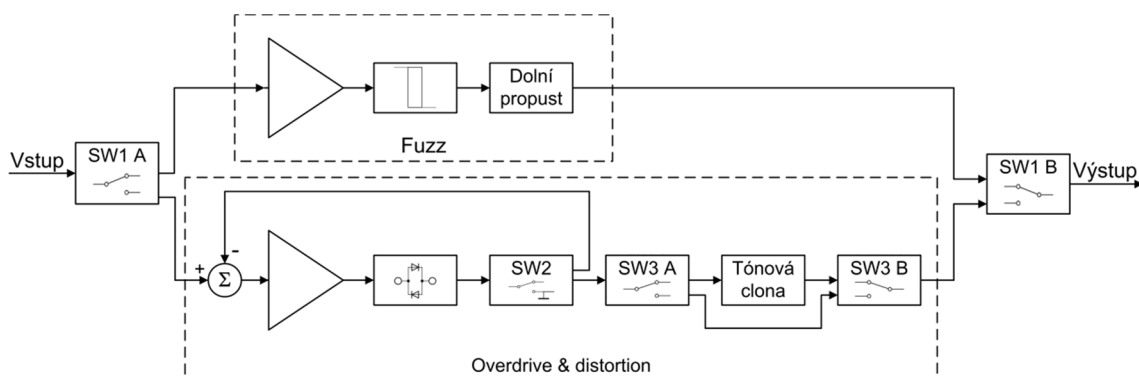
Vstupní impedance takového obvodu je dostatečně velká a méně kmitočtově závislá. Vstup tohoto obvodu je spínán přímo na výstup z kytary, proto je kvůli eliminaci „lupání“ způsobeného vybíjením vazebního kondenzátoru  $C_1$  na vstup zařazen rezistor  $R_1$ .

Kromě kmitočtové filtrace plní tento obvod ještě jednu důležitou funkci – jak již bylo naznačeno, celý efekt bude napájen z nesymetrického zdroje napětí a vstupní střídavá napětí jednotlivých operačních zesilovačů je tedy nutno superponovat na napětí virtuální nuly v polovině napájecího napětí (typicky  $U_{CC}/2=4,5V$ ). Protože efekt obsahuje několik stupňů s operačními zesilovači, bylo by při střídavé kapacitní vazbě mezi nimi nutno toto napětí na jejich vstupy opět zavádět. Z důvodu zjednodušení a úspory vazebních kondenzátorů byla zvolena stejnosměrná vazba v celém bloku zkreslovacích efektů a ekvalizéru. Všechny stupně v bloku zkreslení a ekvalizéru jsou tedy vázány stejnosměrně a virtuální nula je zavedena právě již v bloku vstupního filtru připojením příslušného napětí na neinvertující vstup jeho operačního zesilovače (obrázek 3.1). Jediný střídavě vázaný obvod je až ten poslední v kaskádě, samostatně spínatelný booster (lineární zesilovač).



## 4 OBVODY ZKRESLENÍ

Obvody zkreslení fuzz, overdrive a distortion jsou volitelně spínatelné samostatným footswitchem a jsou umístěny mezi vstupním filtrem a ekvalizérem. Kromě potenciometrů k nastavení úrovně zkreslení, tónové clony a výstupní hlasitosti jsou v tomto bloku ještě 3 páčkové přepínače. Přepínač SW1 slouží k přepínání mezi obvodem fuzz a blokem pro overdrive a distortion. Přepínačem SW2 je přepínáno mezi módy overdrive a distortion, SW3 slouží k volbě modulové frekvenční charakteristiky obvodů overdrive a distortion. Blokové schéma bloku zkreslovacích obvodů je na obrázku 4.1.



Obrázek 4.1: blokové schéma obvodů zkreslení

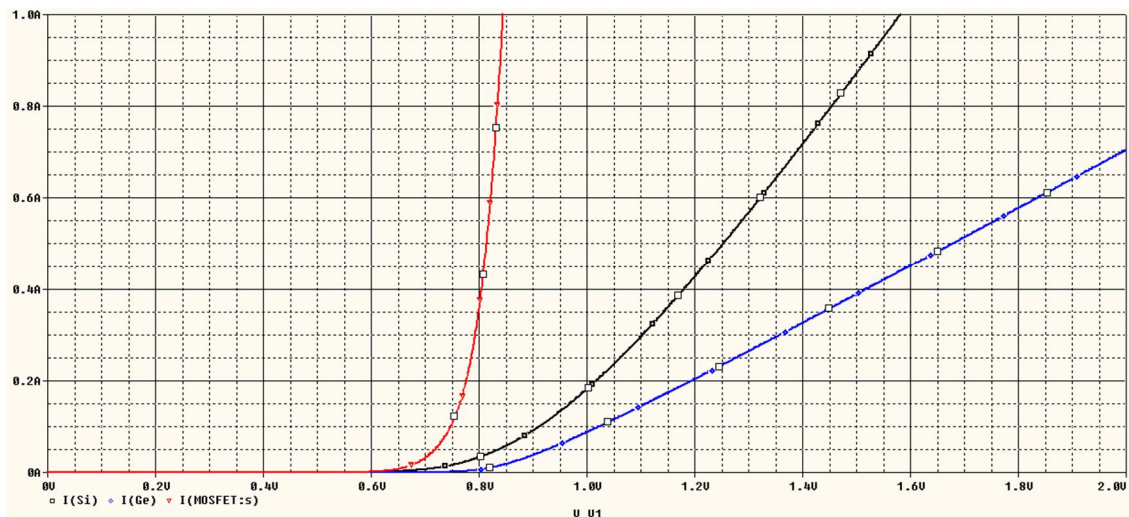
### 4.1 Diodová limitace

#### 4.1.1 Volba diod

Mezi hudebníky je rozšířeno tvrzení, že typ diod (polovodičový materiál a technologie výroby) použitých pro diodovou limitaci má významný vliv na výsledný zvukový charakter zkreslení. Germaniovým diodám je přisuzován měkčí zvuk hojně používaný například v blues-rocku a dalších starších odnožích kytarové hudby, křemíkové diody by měly být zvukově modernější (tomu odpovídá i vývoj polovodičových součástek). Další zajímavou alternativou je tzv. zapojení „Shaka Braddah“ [7], spočívající v nahrazení diody unipolárním tranzistorem MOSFET, který má hradlo spojené s jednou ze zbývajících elektrod drain či source (ty jsou pro malé signály zaměnitelné).

Rozdíl ve zvukovém charakteru je dán různými voltampérovými charakteristikami polovodičových součástek (viz obr. 4.2) – nejen hodnotou prahového napětí diody, ale také tvarem “kolene” charakteristiky a její směrnici za ním. Zapojením různých diod do limitačního zesilovače na principu tvrdé či měkké diodové limitace pak lze dosáhnout různých převodních charakteristik obvodu.

Na základě těchto předpokladů je u efektů používajících diodovou limitaci umožněno přepínání mezi křemíkovou a germaniovou diodou a MOSFETem v zapojení Shaka Braddah, a to zvláště pro kladnou a zápornou půlvlnu tak, aby bylo možné dosáhnout nesymetrické limitace.



Obrázek 4.2: simulované VA charakteristiky křemíkové a germaniové diody a MOSFETu v zapojení „Shaha-Braddah“

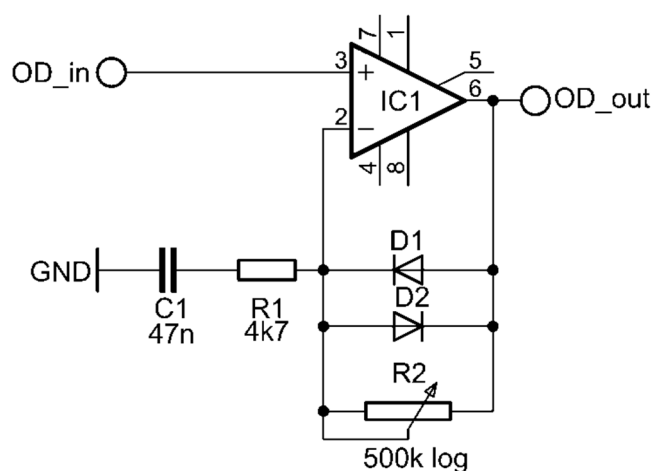
Navzdory předpokladům má zde použitá germaniová dioda 1N914 vyšší hodnotu prahového napětí než použitá křemíková 1N4148, viz obr. 4.2.

#### 4.1.2 Soft clipping - overdrive

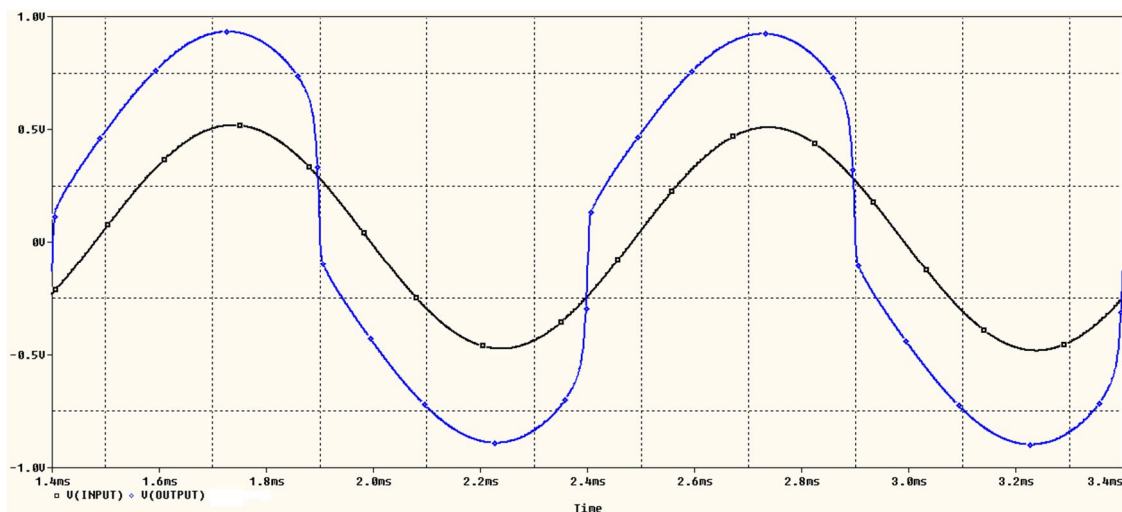
Efekty overdrive simulují zvuk vybuzeného elektronkového zesilovače a často se také používají k dosažení vyššího zkreslení jejich zařazením před již vybuzený elektronkový zesilovač. Produkují přirozenější zvuk než fuzz či distortion, jejich zkreslení vyššími harmonickými složkami je proti nim mnohem nižší, dosažitelná dynamika hry je naopak vyšší než u zmíněných efektů.

V módu overdrive se používá tzv. měkká diodová limitace [7], kdy je antiparalelní spojení diod zařazeno do záporné zpětné vazby operačního zesilovače, paralelně k potenciometru sloužícímu k nastavení úrovně zkreslení (zesílení). Když okamžitá hodnota napětí na tomto zpětovazebním bloku překročí prahové napětí některé z diod, příslušná dioda se otevře. Velikost impedance v záporné zpětné vazbě tím klesá řádově do jednotek ohmů a zesílení tím klesá přibližně k jedné (napěťový sledovač). Tím jsou špičky vstupního signálu zaobleny a komprimovány, ne však tvrdě uříznuty jako v případě tvrdé diodové limitace. Úroveň zkreslení je navíc silně závislá na amplitudě vstupního signálu a hráč má tak k dispozici více dynamiky a může zkreslení ovlivňovat stylem a důrazností hry.

Na tomto principu pracuje i limitační sekce známého efektu Ibanez TS-808 (viz obr. 4.3), jehož zvuku chtěl autor v módu overdrive dosáhnout a tak vycházel z jeho schématu zapojení [9]. Jedná se o zapojení neinvertujícího zesilovače s operačním zesilovačem, diody jsou v záporné zpětné vazbě a mezi invertující vstup a zem je zapojen sériový RC člen s mezním kmitočtem 720Hz. V případě, že by byl nahrazen čistě reálnou impedancí, by byly vstupní a výstupní signál přesně ve fázi a vzhledem k neinvertujícímu zapojení by ve výstupním signálu kromě komprimovaného signálu figuroval i originální vstupní signál [10]. Ten je v tomto případě vlivem RC členu fázově posunut a vzniká tak charakteristický průběh výstupního signálu limitační sekce Tubescreameru, viz obrázek 4.4. Pro dosažení jeho typického zvuku je však třeba ještě následná kmitočtová filtrace, viz kapitola 4.2.3.



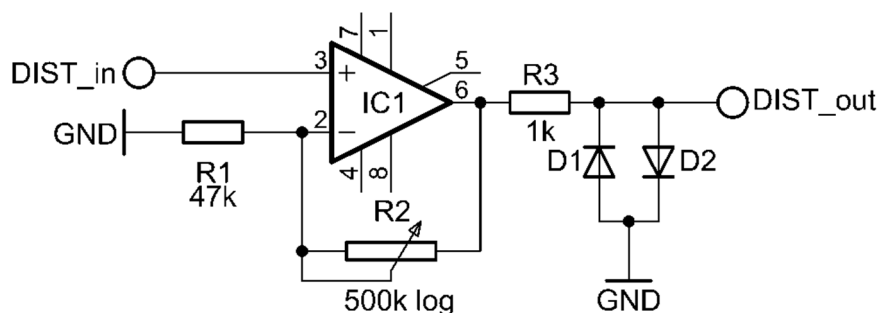
Obrázek 4.3: Principiální zapojení limitujícího stupně efektu TS-808 Tubescreamer [9]



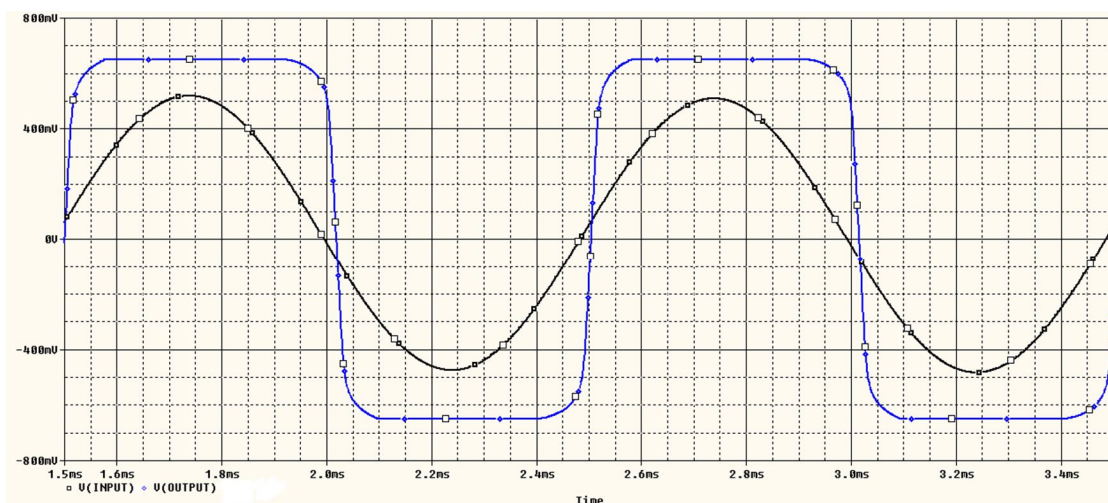
Obrázek 4.4: průběhy vstupního (sinus,  $U=0,5V$ ,  $f=1kHz$ ) a výstupního napětí limitujícího stupně efektu TS-808 Tubescreamer

### 4.1.3 Hard clipping – distortion

Efekty distortion produkují větší harmonické zkreslení než efekty overdrive, čemuž také odpovídá jejich použití spíše v tvrdší rockové a metalové hudbě. Signál je po průchodu tímto efektem ostřeji limitován, jeho spektrum obsahuje větší množství lichých harmonických složek. Používají tzv. metodu tvrdé limitace [7], při které jsou limitační diody zapojeny mezi výstup zesilovače a zem (viz obr. 4.5). Tím je dosaženo většího oříznutí signálu, při maximálním nastavení zesílení může původně harmonický signál přecházet až do obdélníkového tvaru (viz obr. 4.6). Míra zkreslení signálu je dána nastavením zesílení. Oproti měkké limitaci dosahuje tedy vyšších hodnot zkreslení a nižší dynamiky.



Obrázek 4.5: principiální zapojení limitujícího stupně efektu distortion

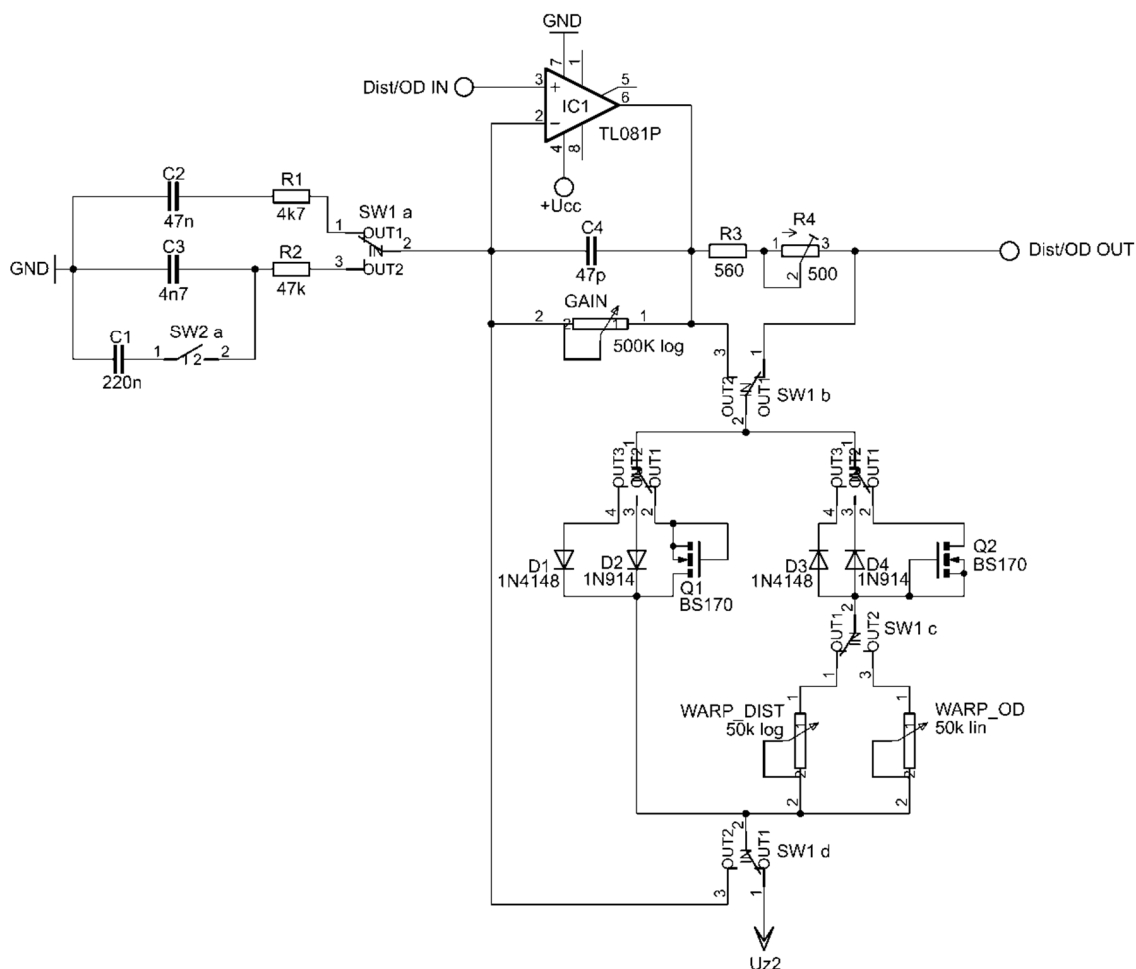


Obrázek 4.6: vstupní (sinus,  $U=0,5V$ ,  $f=1kHz$ ) a výstupní signál efektu distortion

## 4.2 Overdrive a distortion

Blok zkreslení pro overdrive a distortion je tvořen neinvertujícím zesilovačem s operačním zesilovačem. Zesilovač je stejně jako ostatní bloky v obvodu napájen nesymetricky a je stejnosměrně vázán s předchozím stupněm – se vstupním filtrem, aktivní horní propustí. Na jeho vstup tedy není nutno opět přivádět napětí virtuální nuly, protože na tu je superponován výstupní signál předchozího bloku.

Schéma zapojení tohoto bloku obvodu je uvedeno na obr. 4.7. Odpovídající přechodové charakteristiky tohoto obvodu v jednotlivých módech jsou zobrazeny na obrázcích 4.9 až 4.12, modulové kmitočtové charakteristiky představuje obr. 4.8. Výstupní časové průběhy obvodu v módu overdrive a příslušná spektra jsou na obrázcích 4.15 a 4.16, obdobné průběhy pro obvod v módu distortion jsou na obr. 4.18 a 4.19.



Obrázek 4.7: schéma zapojení navrženého obvodu overdrive/distortion

Přenosové funkce v jednotlivých módech jsou (vztahy byly určeny pomocí symbolické analýzy v programu Tina [6]):

- V módu overdrive:

$$H(s) = \frac{s^2(R_1 R_{GAIN} C_2 C_4) + s(R_{GAIN} C_2 + R_{GAIN} C_4 + R_1 C_2) + 1}{s^2(R_1 R_{GAIN} C_2 C_4) + s(R_{GAIN} C_4 + R_1 C_2) + 1} [-] \quad (4.1)$$

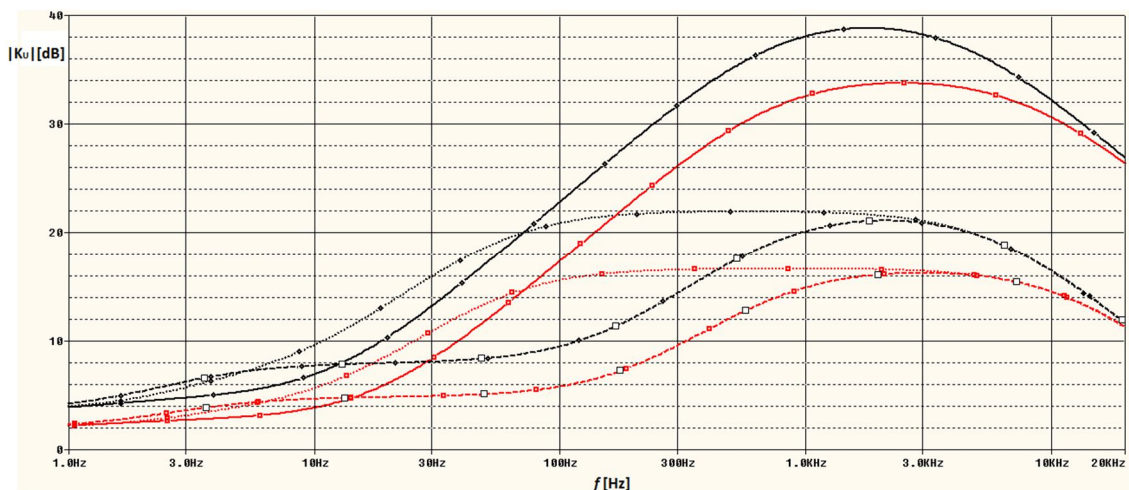
- V módu distortion (charakteristika TS):

$$H(s) = \frac{s^2(R_1 R_{GAIN} C_3 C_4) + s(R_{GAIN} C_3 + R_{GAIN} C_4 + R_1 C_3) + 1}{s^2(R_1 R_{GAIN} C_3 C_4) + s(R_{GAIN} C_4 + R_1 C_3) + 1} [-] \quad (4.2)$$

- V módu distortion („plochá“ charakteristika):

$$H(s) = \frac{s^2(R_1 R_{GAIN} (C_1 + C_3) C_4) + s(R_{GAIN} (C_1 + C_3) + R_{GAIN} C_4 + R_1 (C_1 + C_3)) + 1}{s^2(R_1 R_{GAIN} (C_1 + C_3) C_4) + s(R_{GAIN} C_4 + R_1 (C_1 + C_3)) + 1} [-] \quad (4.3)$$

Symbole použité v předchozích vztazích odpovídají součástkám ve schématu na obrázku 4.7.



Obrázek 4.8: kmitočtové modulové charakteristiky obvodu overdrive/distortion v jednotlivých módech

Na obrázku 4.8 jsou znázorněny kmitočtové modulové charakteristiky obvodu vždy pro 2 hodnoty zesílení. Plnými čarami jsou kresleny charakteristiky obvodu overdrive, přerušovanými distortion s charakteristikou Tubescreameru a tečkovanou čarou distortion s „plochou“ charakteristikou.

Maximální hodnoty napěťového zesílení v jednotlivých módech jsou:

- V módu overdrive:

- V absolutní míře:  $|K_U| = 1 + \frac{R_{GAIN}}{R_1} = 1 + \frac{5 \cdot 10^5}{4,7 \cdot 10^3} = 107,4 [-]$  (4.4)

- V decibelech:  $K_{U_{dB}} = 20 \cdot \log |K_U| = 20 \cdot \log 107,4 = 40,6 \text{ [dB]}$  (4.5)

- V módu distortion:

- V absolutní míře:  $|K_U| = 1 + \frac{R_{GAIN}}{R_2} = 1 + \frac{5 \cdot 10^5}{4,7 \cdot 10^4} = 11,6 [-]$  (4.6)

- V decibelech:  $K_{U_{dB}} = 20 \cdot \log |K_U| = 20 \cdot \log 11,6 = 21,3 \text{ [dB]}$  (4.7)

Symbolsy použité v předchozích vztazích odpovídají součástkám ve schématu na obrázku 4.7.

Přepínání mezi módy overdrive a distortion je realizováno pomocí páčkového 4-pólového ON-ON 4PDT přepínače [11] SW1, ve schématu jsou jeho jednotlivé póly označeny písmeny *a* až *d*. Jeho póly *b* a *d* se přepíná blok diod mezi zapojením v záporné zpětné vazbě (soft clipping – overdrive) a zapojením za výstup OZ a virtuální nulu obvodu (hard clipping – mód distortion). Tato virtuální nula je samostatná (viz kapitola 1), není přímo spojena s virtuální nulou v okolních obvodech, má však stejný potenciál. Důvodem pro oddělení této virtuální nuly od té, která je používána ve zbytku obvodu, je výskyt rušivých napěťových špiček na této svorce způsobené tvrdou diodovou limitací. Tyto špičky by mohly negativně ovlivňovat chování okolních obvodů.

Pólem *a* přepínače SW1 je přepínán RC článek připojený mezi invertující vstup OZ a zem. Tím dochází ke změně zesílení celého obvodu – v módu overdrive je podobně jako v originálním Tubescreameru maximální nastavitelné zesílení 40,6 dB. V módu distortion není zapotřebí takového zesílení, které je narozdíl od overdrivu

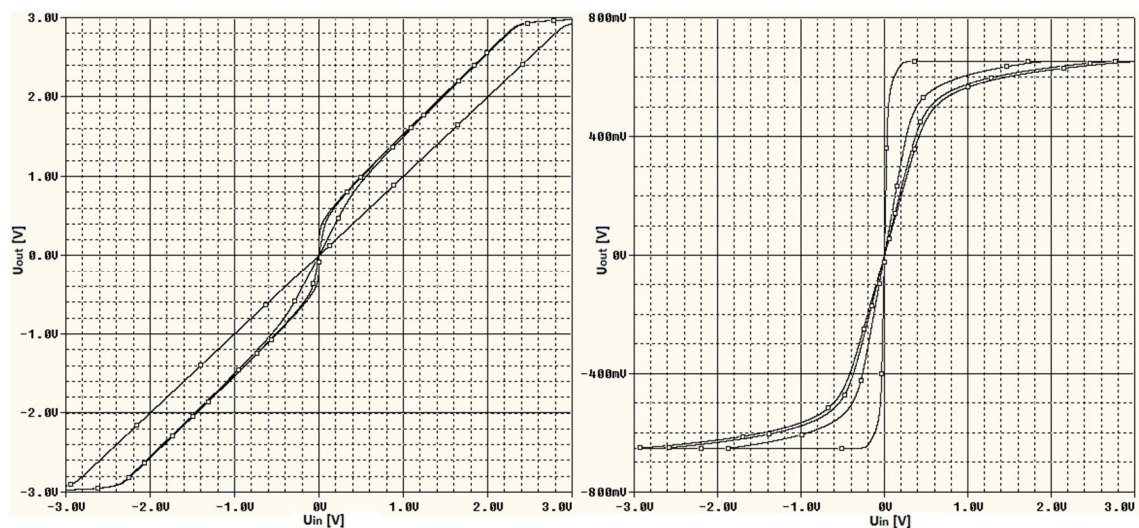
nezávislé na hodnotě vstupního napětí. Maximální zesílení v tomto módu je 21,3 dB.

#### 4.2.1 Asymetrická limitace

Lidské ucho vnímá jako přirozeněji znějící sudé harmonické složky, které vznikají nesymetrickou limitací [12]. Sudé harmonické složky vznikají typicky při zkreslení vybuděným elektronkovým zesilovačem a bývají posuzovány jako lépe znějící než zkreslení přebuděnými polovodičovými zesilovači. Proto kromě přepínání diod zvlášť pro kladnou a zápornou půlvlnu byla přidána možnost pomocí potenciometru zavádět další asymetrii pro zápornou půlvlnu a měnit její míru spojitě. Tato technika je nazývána warp control [13], stejně je tedy označen i příslušný potenciometr. Vzhledem k odlišnému chování obvodu v módech overdrive a distortion jsou typy průběhů tohoto potenciometru odlišné – proto byl použit duální potenciometr, obě odporové dráhy s odporem 50 k $\Omega$ , jedna s lineárním a druhá s logaritmickým průběhem. Jejich přepínání je realizováno pólem *c* přepínače SW1.

Kromě přepínače SW1 figuruje ve schématu také jeden pól přepínače SW2. Ten slouží k úpravě frekvenční charakteristiky obvodu v režimu distortion tak, aby jeho modulová frekvenční charakteristika byla v oblasti užitečného signálu co možná nejvíce rovná (viz obr. 4.8). Další 2 póly přepínače SW2 jsou použity v dalším obvodu kaskády – obvodu tónové clony.

#### 4.2.2 Převodní charakteristiky limitační sekce

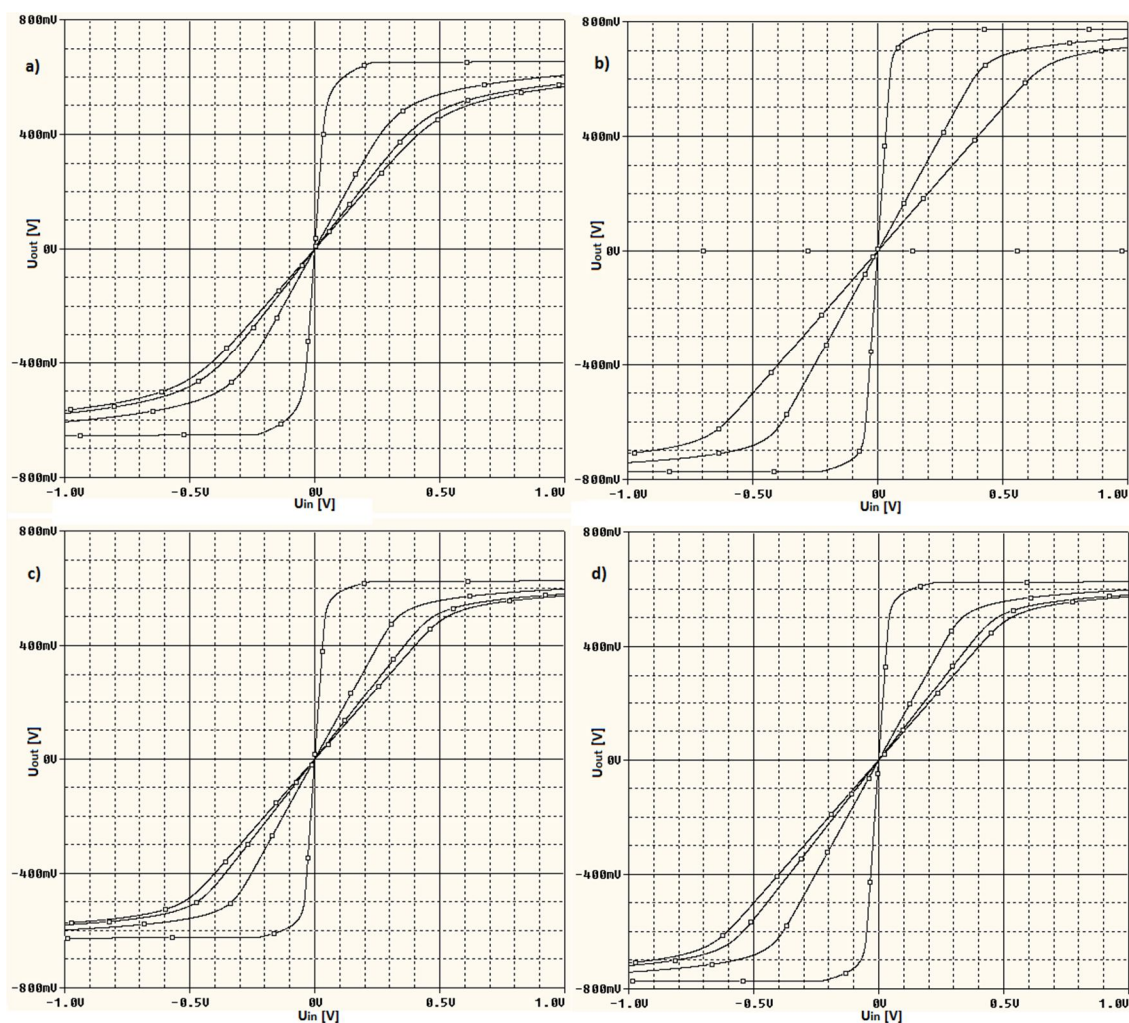


Obrázek 4.9: převodní charakteristiky limitační sekce v módu overdrive (vlevo) a distortion (vpravo) při rozmítání úrovně zkreslení

Na obrázku 4.9 jsou znázorněny převodní charakteristiky limitační sekce pro módy overdrive a distortion s rozmítáním potenciometru zkreslení při použití symetrické limitace křemíkovými diodami D1N4148. Na charakteristice vlevo je vidět, že při vyšších hodnotách nastaveného zkreslení dochází při cca 0,5 V na výstupu k poklesu zesílení a pro vyšší hodnoty vstupního napětí je zesílení jednotkové (charakteristika je rovnoběžná s osou 1. a 3. kvadrantu). Při výstupním napětí cca +3V již dochází ke clippingu napájecím napětím operačního zesilovače.

V pravé části obrázku je převodní charakteristika obvodu v módu distortion. Zde

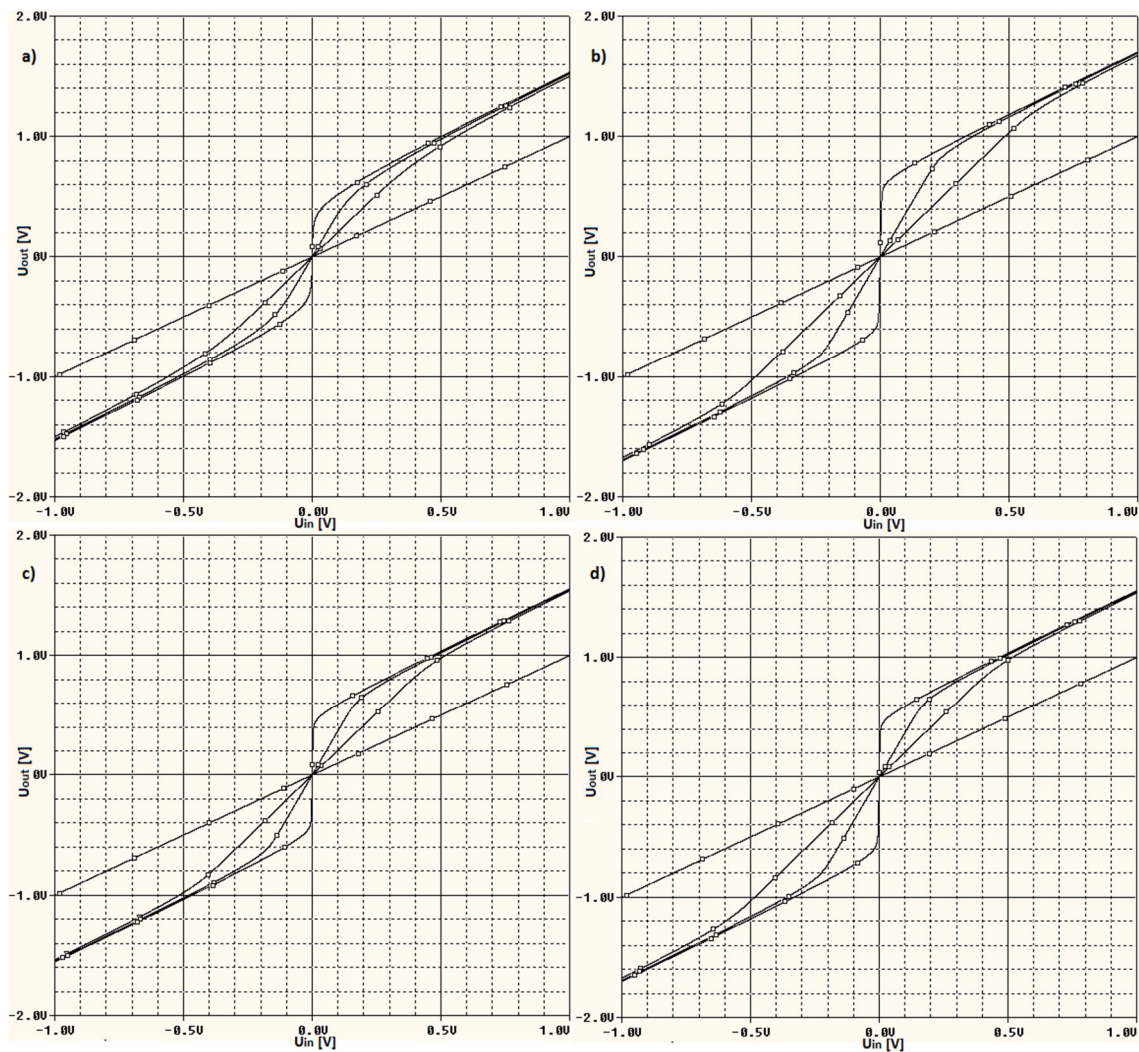
nedochází k dynamickému poklesu zesílení jako v módu overdrive, výstupní napětí je tvrdě oříznuto při dosažení hodnoty prahového napětí diod a nemůže tedy dojít k limitaci napájecím napětím operačního zesilovače.



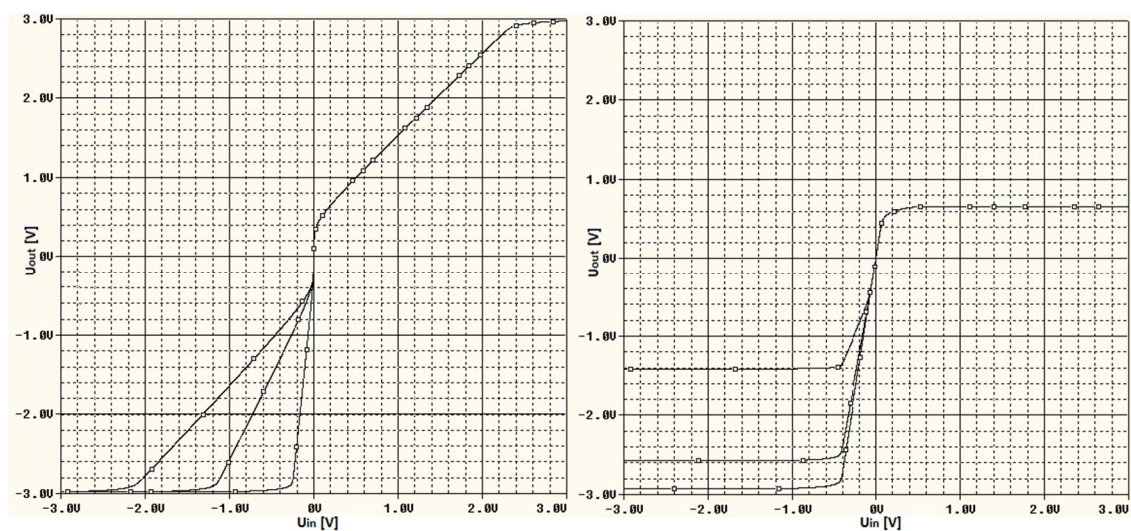
Obrázek 4.10: Převodní charakteristiky v módu distortion při použití různých limitačních diod (a) Si symetricky, b) Ge symetricky, c) FET symetricky, d) FET+Ge)

Převodní charakteristiky obvodu distortion (obr. 4.10) jsou si navzdory rozdílným VA charakteristikám jednotlivých diod tvarově velmi podobné. Rozdíly jsou zejména v maximálních hodnotách výstupního napětí, to je způsobeno různými hodnotami prahových napětí diod.





Obrázek 4.11: Převodní charakteristiky v módu overdrive při použití různých limitačních diod (a) Si symetricky, b) Ge symetricky, c) FET symetricky, d) FET+Ge

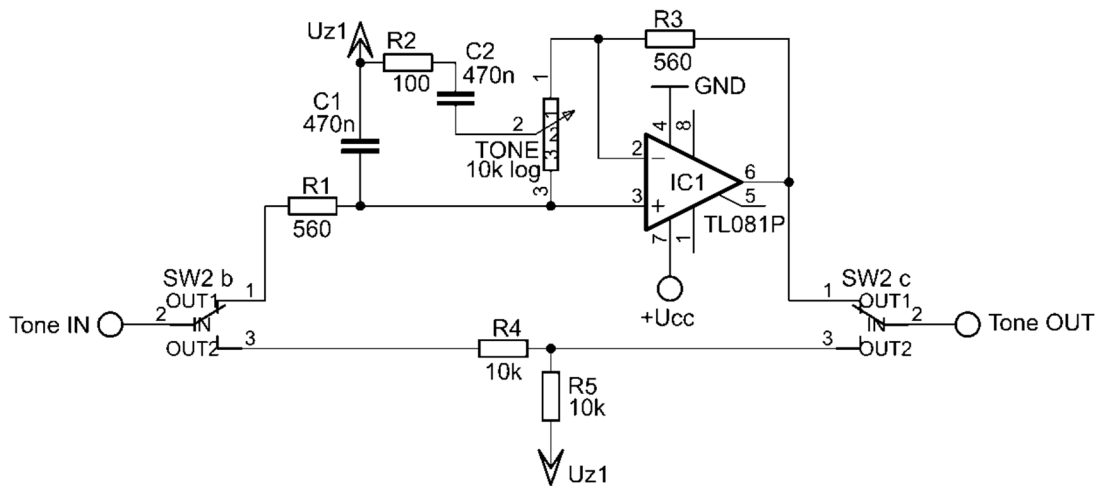


Obrázek 4.12: Přechodové charakteristiky při rozmítání potenciometru warp

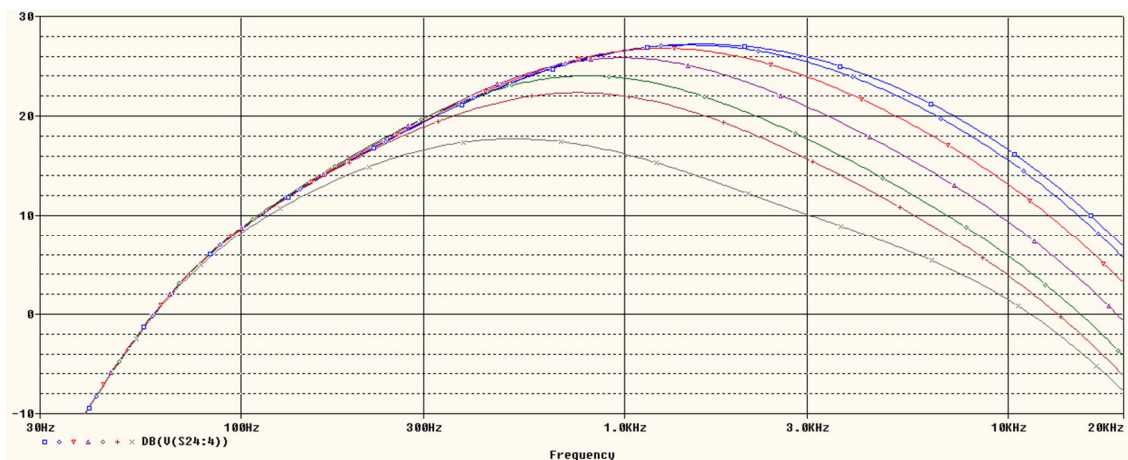
### 4.2.3 Frekvenční charakteristika

Jak již bylo psáno dříve, v módu overdrive by se měl zvuk obvodu přiblížit zvuku obvodu Ibanez TS-808 Tubescreamer. Jeho charakteristický zvuk však není dán pouze limitačním stupněm, ale také obvodem tónové clony [9].

Modifikovaný obvod tónové clony Tubescreameru je tvořen seriovým spojením pasivní horní propusti z prvků R1 a C1 s mezním kmitočtem 605 Hz a aktivní tónovou clonou, přeladitelnou dolní propustí (viz obr. 4.13 a 4.14). Jeho modifikace spočívají v úpravě hodnot součástí tak, aby bylo možné použít místo původního potenciometru 20k log potenciometr běžné hodnoty 10k, to vše při zachování modulové kmitočtové charakteristiky originálu. Je zde také možnost přemostění obvodu tónové clony odporovým děličem (z důvodu zamezení velkým změnám hlasitosti při přepnutí) a ponechat tak úpravu frekvenční charakteristiky pouze na obvodu ekvalizéru. K tomuto přepínání slouží přepínač SW2, jeho pól *a* je použit v předchozím obvodu zkreslení. Výstupní časové průběhy jsou na obrázcích 4.17 a 4.20.

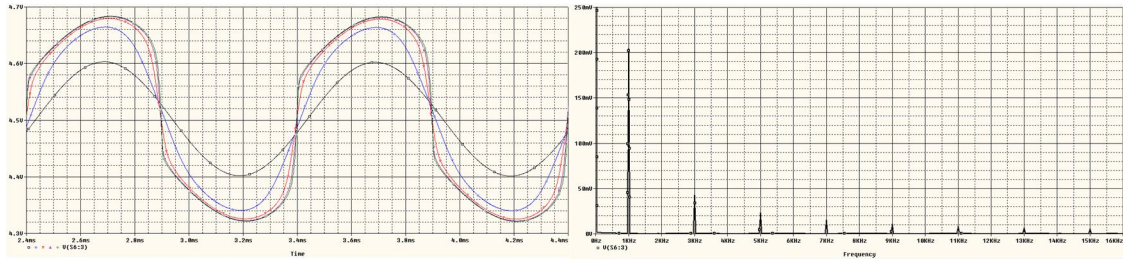


Obrázek 4.13: Modifikované schéma zapojení obvodu tónové clony efektu Tubescreamer

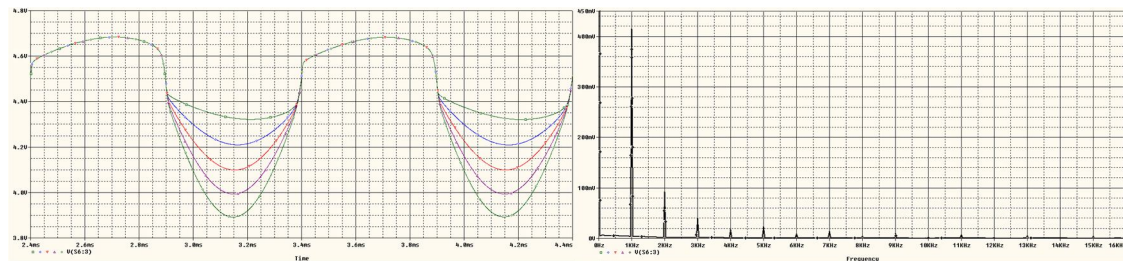


Obrázek 4.14: modulové frekvenční charakteristiky obvodu tónové clony

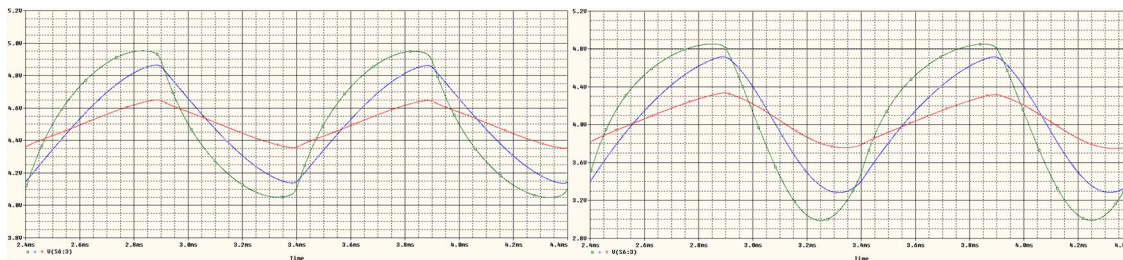
## 4.2.4 Výstupní časové průběhy v jednotlivých módech



Obrázek 4.15: časové průběhy výstupního napětí obvodu overdrive při rozmítání úrovně zkreslení a jeho spektrum při maximální úrovni zkreslení



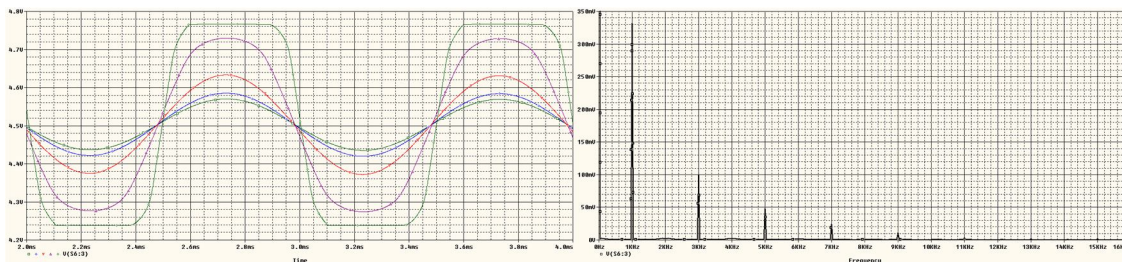
Obrázek 4.16: časové průběhy výstupního napětí obvodu overdrive při maximálním zkreslení a rozmítání úrovně asymetrie a jeho spektrum při maximální úrovni asymetrie



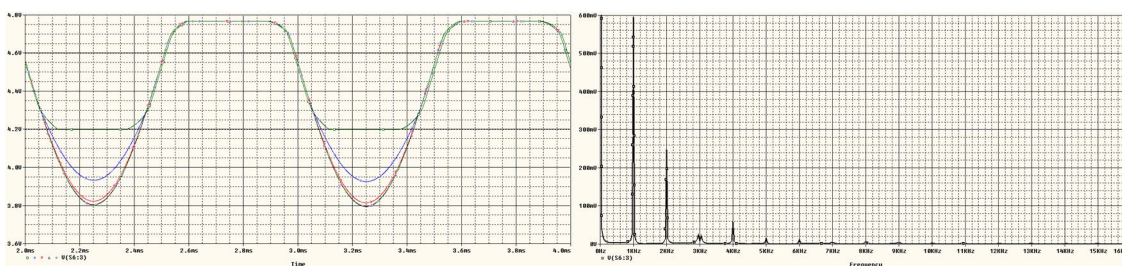
Obrázek 4.17: výstupní časové průběhy obvodu overdrive za tónovou clonou při rozmítání potenciometru Tone, vlevo symetrický clipping, vpravo při maximální úrovni asymetrie

Budicím signálem byl ve všech případech harmonický signál s amplitudou  $U=0,2V$  a frekvencí  $f=1kHz$ . Limitační diody byly křemíkové 1N4148 pro kladnou i zápornou půlvlnu.

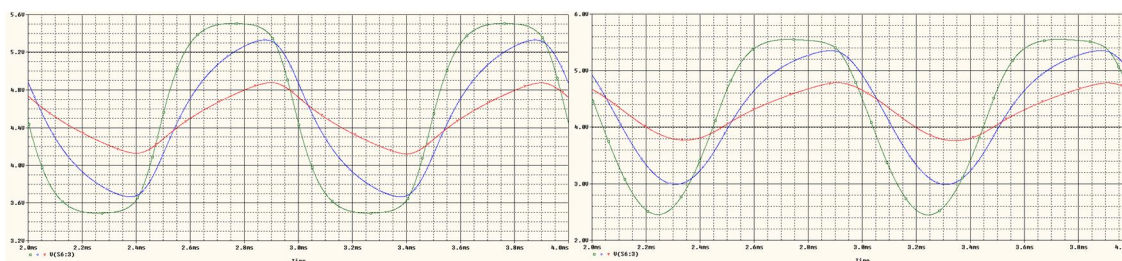
Ze spektra výstupního signálu obvodu overdrive při symetrické limitaci je zřejmé, že harmonické zkreslení je poměrně malé a je tvořeno jen lichými harmonickými složkami. Při maximální úrovni asymetrie je znatelné zkreslení i sudými harmonickými složkami, zároveň vzrostla úroveň základní harmonické na dvojnásobek oproti případu symetrické limitace.



Obrázek 4.18: časové průběhy výstupního napětí obvodu distortion při rozmítání úrovně zkreslení a jeho spektrum při maximálním zkreslení



Obrázek 4.19: časové průběhy výstupního napětí obvodu distortion při maximálním zkreslení a rozmítání úrovně asymetrie a jeho spektrum při maximální úrovni asymetrie



Obrázek 4.20: výstupní časové průběhy obvodu distortion za tónovou clonou při rozmítání potenciometru Tone, vlevo symetrický clipping, vpravo při maximální úrovni asymetrie

Stejně jako u obvodu overdrive, i zde byl vstupním signálem sinusový průběh s amplitudou  $U=0,2V$  a kmitočtem  $f=1kHz$ , clippingové diody pro kladnou i zápornou půlvlnu byly také 1N4148.

Ve spektru výstupního signálu obvodu distortion se symetrickou limitací je výraznější zkreslení lichými harmonickými složkami než u obvodu overdrive, amplituda základní harmonické je o cca 100mV vyšší (čemuž odpovídá i jiné měřítko osy  $y$ ). U nesymetrické limitace je opět výrazný nárůst hlavní harmonické a zkreslení sudými harmonickými složkami. Při použití tónové clony má signál méně vyšších harmonických, jeho tvar není tak ostrý jako bez použití tónové clony.

## 4.3 Fuzz

Fuzzy byly prvními efektovými jednotkami pro zkreslení kytarového zvuku. Byly hojně používány v 60. a 70. letech 20. století, zejména v blues-rocku a rock'n'rollu. Typickými uživateli fuzzů z tohoto období jsou legendy rockové hudby jako Jimi Hendrix a Eric Clapton. Fuzz měl napodobovat zvuk přebuzeného lampového zesilovače připojeného k reproduktoru s poškozenou (nařezanou nebo propíchanou) membránou. Zvukový projev je ve srovnání s ostatními zkreslovacími efekty dosti hrubý, výstupní signál má ryze obdélkový tvar a jeho spektrum tedy obsahuje velké množství vyšších harmonických složek.

Původní fuzzy byly tvořeny jednoduchými zesilovači s germaniovými tranzistory, které byly záměrně přebuzené. Později se do nich začaly osazovat i křemíkové tranzistory [14]. V 90. letech opět stoupla obliba těchto efektů zejména ve stylu grunge a undergroundové hudbě, fuzzy z tohoto období bývají osazeny i operačními zesilovači.

Vzhledem k obdélkovému tvaru výstupního signálu (viz obr. 4.22) efektů fuzz byl použit napěťový komparátor s operačním zesilovačem [14]. Před komparátorem je zařazen zesilovač s nastavitelným zesílením v rozsahu:

$$K_{Umax} = -\frac{R_2}{R_1} = -\frac{2,2 \cdot 10^5}{5,6 \cdot 10^3} = -39,3 \quad [-] \quad (4.8)$$

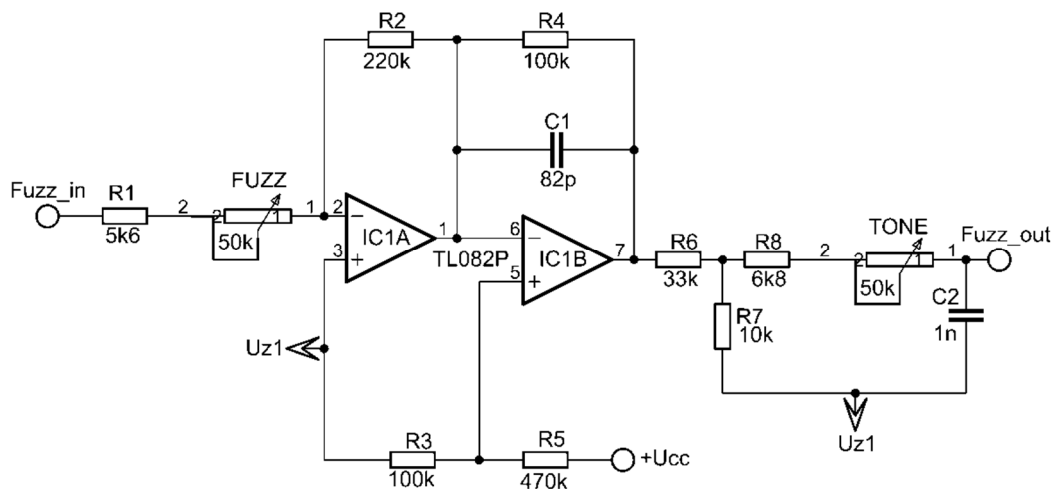
$$K_{Umin} = -\frac{R_2}{R_1 + R_{FUZZ}} = -\frac{2,2 \cdot 10^5}{5,56 \cdot 10^4} = -3,96 \quad [-] \quad (4.9)$$

kde  $R_1$ ,  $R_2$  a  $R_{FUZZ}$  odpovídají součástkám ve schématu na obrázku 4.21.

Rozhodovací úroveň komparátoru je nastavena pevně, ke změně střídy výstupního obdélkového signálu dochází změnou zesílení invertujícího zesilovače pomocí potenciometru FUZZ. Komparační úroveň je nastavena odporovým děličem  $R_3$  a  $R_5$ :

$$U_{komp} = U_{Z1} + \left[ (+U_{CC} - U_{Z1}) \cdot \frac{R_3}{R_3 + R_5} \right] = 4,5 + \left[ (9 - 4,5) \cdot \frac{10^5}{(1+4,7) \cdot 10^5} \right] = 5,29 \text{ V} \quad (4.10)$$

kde  $U_{Z1}$  je napětí virtuální nuly,  $U_{CC}$  je napájecí napětí a  $R_3$  a  $R_5$  odpory odpovídající rezistorům ve schématu na obrázku 4.21.



Obrázek 4.21: schéma zapojení obvodu fuzz

Kvůli ochraně proti oscilacím komparátoru, které by mohly být zapříčiněny například přepínáním vstupu obvodu fuzz, je v záporné zpětné vazbě komparátoru zapojen RC člen tvořený prvky R4 a C1. Jedná se tedy o kombinaci invertujícího komparátoru a aktivní dolní propusti s mezním kmitočtem:

$$f_c = \frac{1}{2\pi R_4 C_1} = \frac{1}{2\pi \cdot 10^5 \cdot 82 \cdot 10^{-12}} = 19,4 \text{ kHz} \quad (4.11)$$

Na výstupu komparátoru je zapojen jednoduchý napěťový dělič tvořený rezistory R6 a R7. Za ním je zapojena dolní propust přeladitelná potenciometrem Tone v rozsahu kmitočtů:

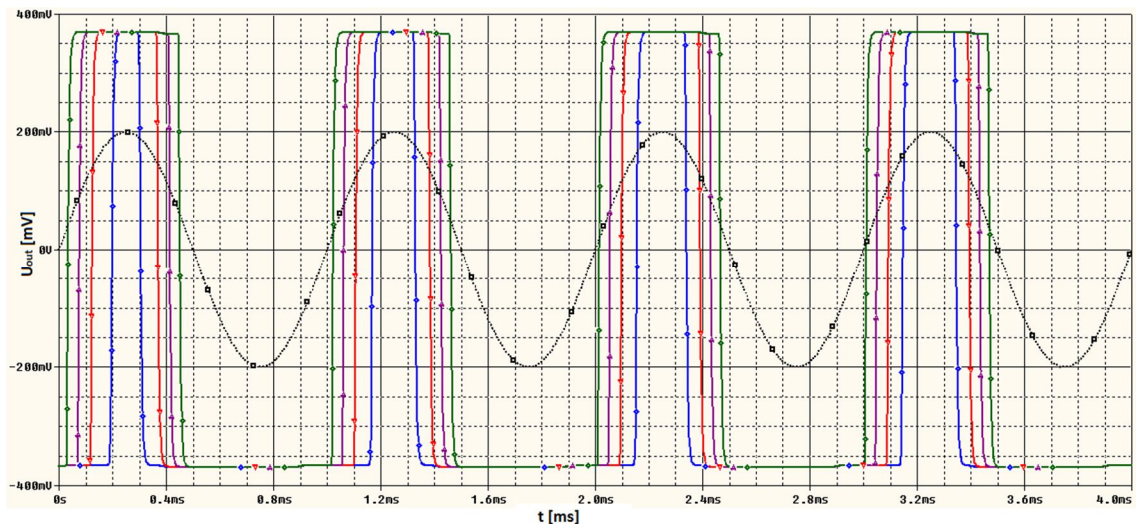
$$f_{TONE_L} = \frac{1}{2\pi(R_{TONE} + R_8)C_2} = \frac{1}{2\pi \cdot (5 \cdot 10^4 + 6,8 \cdot 10^3) \cdot 10^{-9}} = 2,8 \text{ kHz} \quad (4.12)$$

až

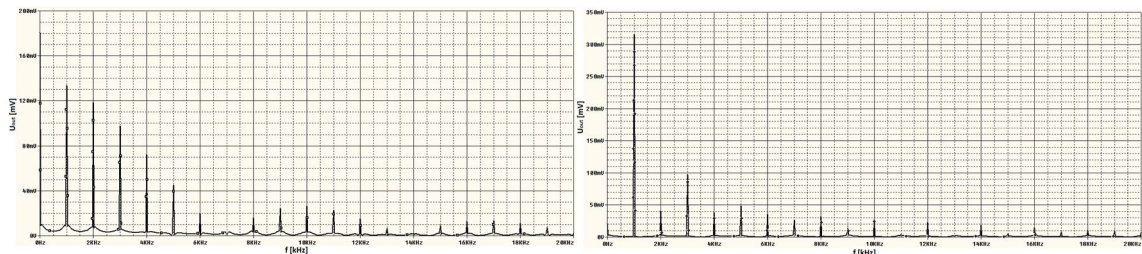
$$f_{TONE_H} = \frac{1}{2\pi R_8 C_2} = \frac{1}{2\pi \cdot 6,8 \cdot 10^3 \cdot 10^{-9}} = 23,4 \text{ kHz} \quad (4.13)$$

kde hodnoty odporů a kapacit korespondují s odpovídajícími součástkami na schématu 4.21.

Tato dolní propust slouží k tomu, aby bylo možné odfiltrovat vysoké harmonické složky harmonického signálu a „zaoblit“ tak jeho hrany.



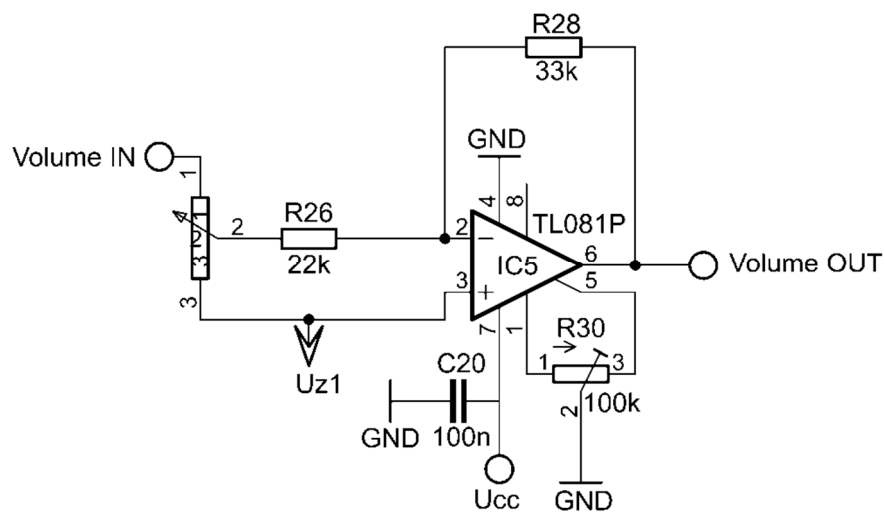
Obrázek 4.22: vstupní (sinus, U=0,5V, f=1kHz) a výstupní časové průběhy efektu fuzz



Obrázek 4.23: spektra výstupního signálu obvodu fuzz, vlevo pro maximální zkreslení (větší šířka pulsu), vpravo pro malé zkreslení (úzký puls obdélníkového signálu)

## 4.4 Výstupní zesilovač zkreslovacích obvodů

Zkreslovací efekty mohou být zařazovány do signálové cesty v průběhu hry, často je zkreslení vypnuto a zapnuto několikrát během jedné písně. Aby tím nedocházelo k nežádoucím výrazným změnám v hlasitosti, je na výstupu efektu zařazen jednoduchý zesilovač s OZ v invertujícím zapojení. Disponuje malým zesílením,  $|K_{U_{max}}|=1,5$ . To bylo zvoleno tak, aby bylo možné dostatečně kompenzovat změny hlasitosti způsobené přepínáním zkreslovacích obvodů, ale aby zároveň nedocházelo ke zkreslení v obvodu ekvalizéru, který je zapojen bezprostředně za tímto obvodem. Schéma zapojení výstupního zesilovače je uvedeno na obr. 4.24.



Obrázek 4.24: Schéma zapojení výstupního zesilovače zkreslovacích obvodů

## 5 EKVALIZÉR

Za blokem zkreslení a tónové clony se nachází 3-pásmový ekvalizér se syntetickými induktory. Střední frekvence jednotlivých pásem nejsou rozmístěny na kmitočtové ose rovnoměrně, ale s ohledem na doporučení z [16]. Stejně tak nejsou jednotné ani šířky jednotlivých pásem, ty byly zvoleny tak, aby se sousední pásma navzájem co možná nejméně ovlivňovala. Zvolené střední kmitočty a další parametry jednotlivých pásmových propustí jsou uvedeny v tabulce 5.1. Finální schéma zapojení ekvalizéru je na obrázku 5.3.

Dle tipů v [16] byly zvoleny následující střední kmitočty:

- 250 Hz
  - tento kmitočet se nachází v pásmu základních harmonických kmitočtů elektrické kytary (základní harmonické jsou v rozsahu 82 až 1320 Hz)
  - zesílení na tomto kmitočtu přidává do zvuku plnost
  - potlačením tohoto pásma dochází ke zvýšení čitelnosti a zřetelnosti, zejména v mixu se zpěvem a ostatními nástroji
- 2,5 kHz
  - oblast středních kmitočtů
  - zesílením lze docílit více průrazného zvuku v mixu s ostatními nástroji
  - potlačením lze snížit dojem rozladění nástroje
- 5 kHz
  - zesílením tohoto pásma lze zvýšit „jasnost“ zvuku
  - potlačením se snižuje „tenkost“ zvuku

Tabulka 5.1: tabulka parametrů jednotlivých pásmových propustí

<b>f<sub>0</sub> [Hz]</b>	<b>250</b>	<b>2500</b>	<b>5000</b>
<b>N [okt.]</b>	<b>1</b>	<b>2/3</b>	<b>1/3</b>
<b>Q [-]</b>	1,41	2,14	4,32
<b>B [Hz]</b>	176,8	1165,6	1157,8

Přepočítání z šířky pásma v oktávách N na činitel jakosti Q je dán vztahem [17]:

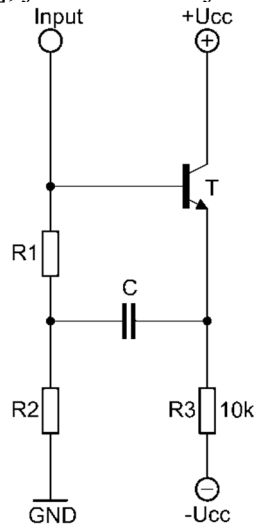
$$Q = \frac{\sqrt{2^N}}{2^N - 1} [-] \quad (5.1)$$

Přenos v jednotlivých pásmech lze nastavit v rozmezí  $\pm 12$  dB. Kromě těchto 3 pásmových propustí je v ekvalizéru zařazena také dolní propust, kterou lze potlačit nežádoucí vyšší kmitočty vzniklé harmonickým zkreslením nebo intermodulací vyšších harmonických složek.



### 5.1.1 Syntetický induktor

Z důvodu jednoduchosti bylo zvoleno zapojení ztrátového zeměného gyrátoru s bipolárním NPN tranzistorem [18], jehož schéma je na obr. 5.1.



Obrázek 5.1: Schéma zapojení syntetického induktoru s NPN tranzistorem [18]

Indukčnost takového induktoru je [18]:

$$L = R_1 \cdot R_2 \cdot C \text{ [H]} \quad (5.2)$$

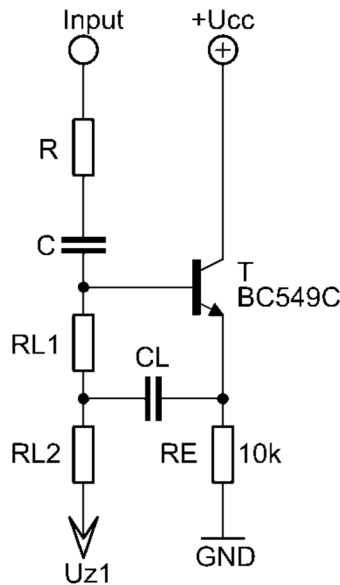
Jeho seriový ztrátový odpor je dán:

$$R_L = R_1 + R_2 \text{ [\Omega]} \quad (5.3)$$

kde  $R_1$  a  $R_2$  jsou hodnoty rezistorů a  $C$  hodnota kondenzátoru na schématu 5.1.

Z předchozích vztahů plyne, že nevýhodou tohoto induktoru je vysoká hodnota jeho seriového odporu pro dosažení dané hodnoty indukčnosti při zachování “rozumné” kapacity použitého kondenzátoru. Další nevýhodou tohoto induktoru je skutečnost, že musí být zeměný. Ani jedna z těchto nevýhod však není pro použití v tomto ekvalizéru nijak zásadní a omezující.

Jako tranzistory v těchto gyrátorech byly použity nízkošumové BC549C. Vzhledem k nesymetrickému napájení celého efektu je svorka  $-U_{cc}$  připojena k zemi a svorka GND k virtuální zemi v polovině napájecího napětí. Sériovým spojením kondenzátoru a uvedeného gyrátoru vzniká sériový rezonanční obvod, viz obr. 5.2.



Obrázek 5.2: rezonanční obvod se syntetickým induktorem

Při návrhu jednotlivých rezonančních obvodů (obr. 5.2) se syntetickým induktorem bylo postupováno následovně:

1. Byla určena kapacita  $C$ , z ní a ze zadaných hodnot středního kmitočtu  $f_0$  a činitele jakosti  $Q$  byla určena hodnota sériového odporu syntetického induktoru  $R_s$  a jeho požadovaná indukčnost  $L$ .

Činitel jakosti sériového rezonančního obvodu je dán vztahem:

$$Q = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_0 \cdot C \cdot R_S} [-], \quad (5.4)$$

kde

$$R_S = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_0 \cdot Q} [\Omega] \quad (5.5)$$

Thomsonův vztah je definován takto:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{LC}} [\text{Hz}], \quad (5.6)$$

z něj lze určit požadovanou indukčnost:

$$L = \frac{1}{4\pi^2 f_0^2 C} [\text{H}] \quad (5.7)$$

2. Velikost tohoto odporu je dána součtem dílčích odporů  $R$ ,  $R_{L1}$  a  $R_{L2}$ . Velikost rezistoru  $R=100 \Omega$  (slouží k prevenci oscilací gyrátoru [18]), pak:

$$R_{L1} = R_{L2} \cong \frac{R_S - 100}{2} [\Omega] \quad (5.8)$$

$$C_L = \frac{L}{R_{L1} \cdot R_{L2}} = \frac{4L}{(R_S - 100)^2} [\text{F}] \quad (5.9)$$

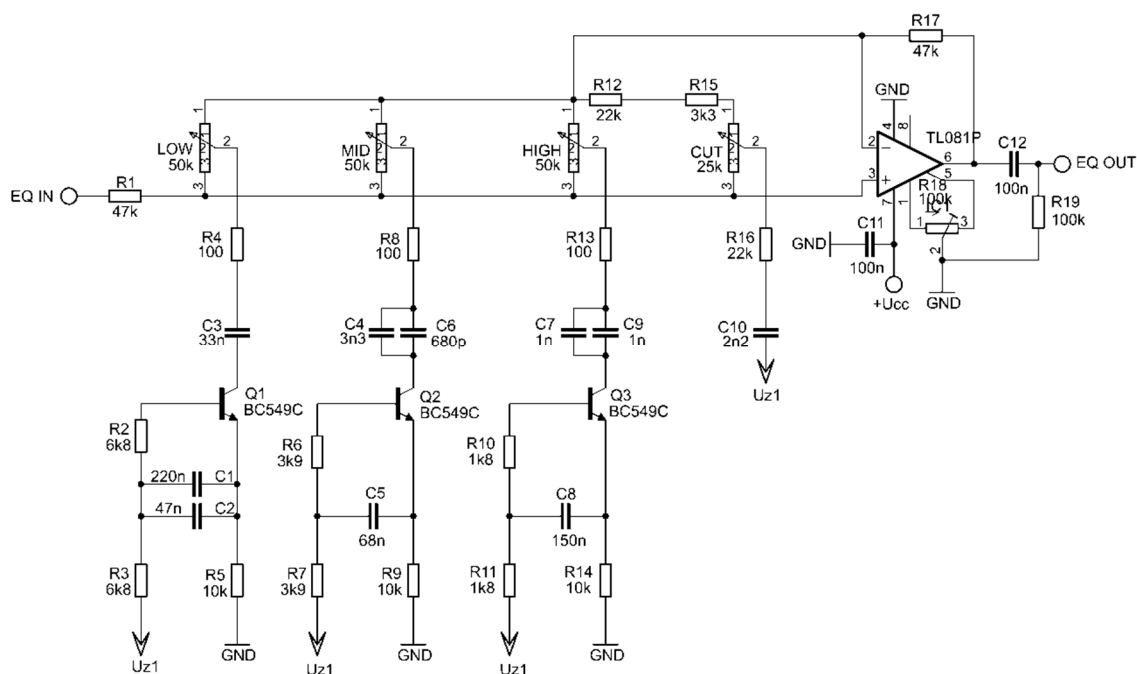
Hodnoty kapacit a odporů ve vztazích 5.4 až 5.9 odpovídají značení ve schématu na obrázku 5.2. Vypočtené hodnoty součástek obsahuje tabulka 5.2, hodnoty reálných součástek dosažených z řady jsou uvedeny v tabulce 5.3. Simulované modulové kmitočtové charakteristiky navrženého ekvalizéru jsou na obrázcích 5.4 až 5.7.

Tabulka 5.2: tabulka zadaných a vypočtených hodnot součástek rezonančních obvodů se syntetickými induktory

$f_0$ [Hz]	250	2500	5000
C [F]	3,30E-08	3,90E-09	2,00E-09
Q [-]	1,41	2,14	4,32
$R_s$ [ $\Omega$ ]	1,37E+04	7,63E+03	3,68E+03
L[H]	12,3	1,0	0,5
$R_{L1}, R_{L2}$ [ $\Omega$ ]	6791	3764	1792
$C_L$ [F]	2,66E-07	7,34E-08	1,58E-07

Tabulka 5.3: tabulka hodnot součástek po dosazení z řad a z nich vypočtené hodnoty středního kmitočtu a činitele jakosti

C [nF]	33	3,9	2
$R_{L1}, R_{L2}$ [k $\Omega$ ]	6,8	3,9	1,8
$C_L$ [nF]	220+47	68	150
$f_0$ [Hz]	249,3	2505,9	5104,9
Q [-]	1,41	2,06	4,21



Obrázek 5.3: Schéma zapojení navrženého ekvalizéru

Hodnoty rezistorů R1 a R17 byly určeny experimentálně pomocí simulace tak, aby ekvalizér poskytoval potřebný rozsah přenosu jednotlivých pásem +/-12dB.

Mezní kmitočet dolní propusti je dán vztahem:

$$f_C = \frac{1}{2\pi \cdot (R_1 + R_{16}) \cdot C_{10}} \quad [-] \quad (5.10)$$

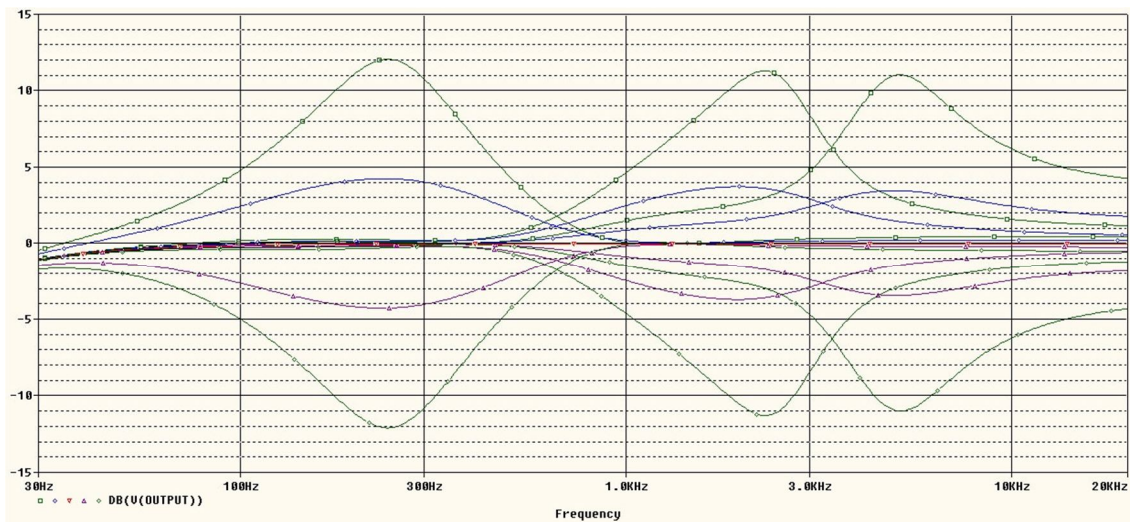
Byla zvolena hodnota mezního kmitočtu této dolní propusti  $f_C = 1$  kHz, pak

$$C_{10} = \frac{1}{2\pi \cdot (R_1 + R_{16}) \cdot f_C} = \frac{1}{2\pi \cdot (4,7 \cdot 10^4 + 2,2 \cdot 10^4) \cdot 10^3} = 2,3 \text{ nF}, \quad (5.11)$$

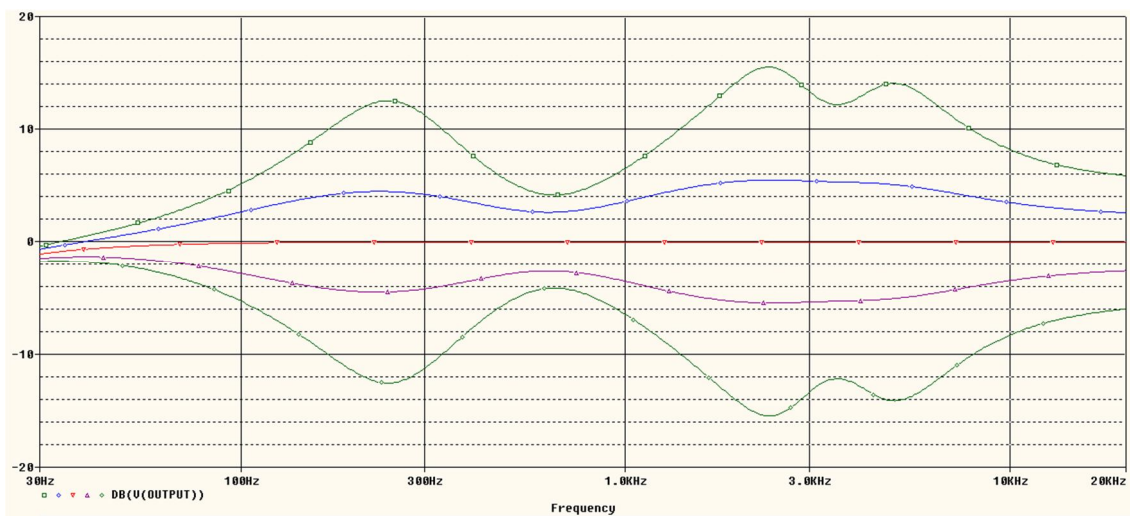
z řady bylo zvoleno  $C_{10} = 2,2$  nF.

Hodnoty součástek ve vztazích 5.10 a 5.11 odpovídají značení součástek ve schématu na obrázku 5.3.

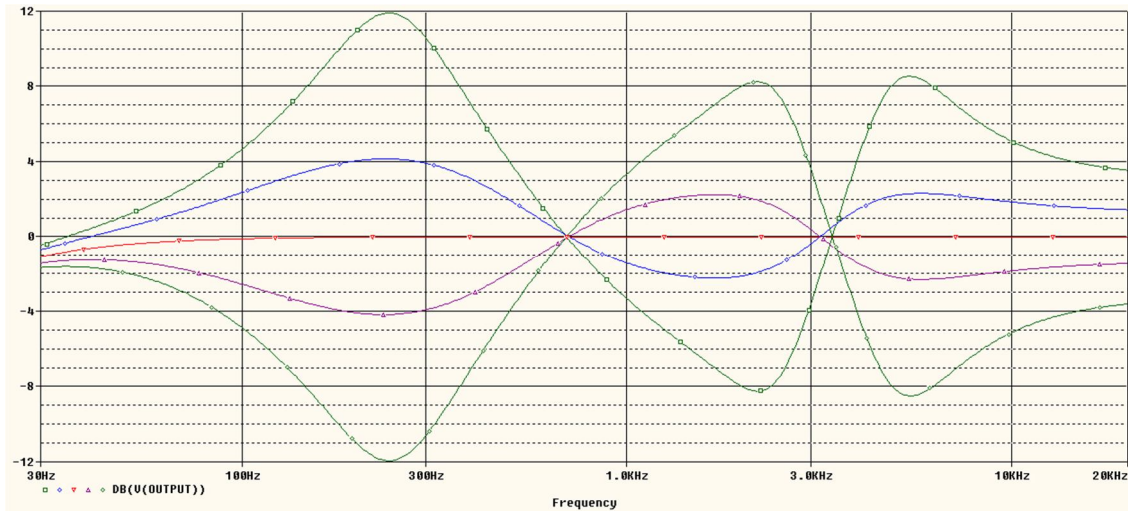
Obrázek 5.4: charakteristiky ekvalizéru při rozmítání jednotlivých pásem



Obrázek 5.5: charakteristiky při všech potenciometrech ve stejných polohách

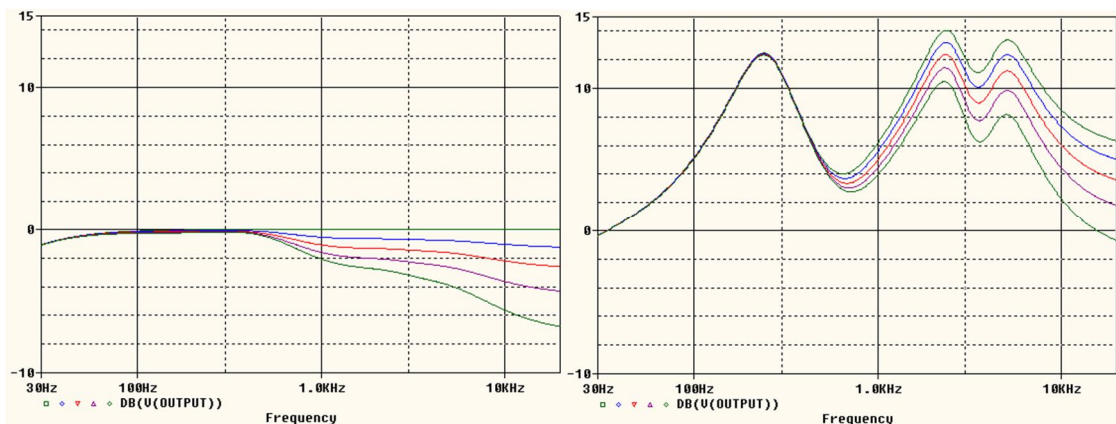


Obrázek 5.6: charakteristiky při sousedních pásmech v opačných polohách



Obrázek 5.7: charakteristika ekvalizéru při rozmítání

ovladače dolní propusti CUT s ostatními pásmy v nule (vlevo) a v maximu (vpravo)

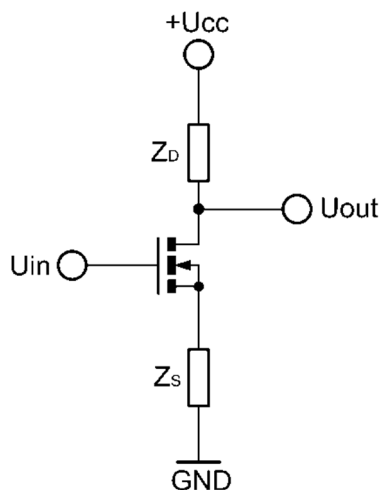


Na obrázku 5.4 je naznačeno rozmístění jednotlivých pásem ekvalizéru. Je zřejmé, že hodnot přenosu  $\pm 12$  dB dosahuje pouze u pásma 250 Hz, u vyšších pásem jsou tyto hodnoty o cca 1 dB nižší. Na obrázku 5.5 jsou charakteristiky ekvalizéru při rozmítání všech potenciometrů pásmových propustí do stejných poloh. Pásma 2,5 kHz a 5 kHz jsou u sebe dosti blízko, v tomto nastavení se tedy navzájem mírně ovlivňují. Obdobně na obrázku 5.6 jsou charakteristiky ekvalizéru v nastavení, kdy ovladače sousedních pásem jsou v opačných polohách – opět pro posouzení vzájemného ovlivňování sousedních pásem. Na obrázku 5.7 je rozmítán ovladač dolní propusti CUT. Ten slouží k potlačení nežádoucích vyšších kmitočtů. Dochází tím k ovlivňování přenosu i v pásmech 2,5 kHz a 5 kHz – cílem je tedy potlačit nežádoucí vyšší kmitočty a zároveň mít možnost přesto zdůraznit významné střední kmitočty 2,5 kHz a 5 kHz.

## 6 BOOSTER

Jako poslední stupeň v kaskádě je zařazen lineární zesilovač spínatelný samostatným nožním přepínačem. Tento zesilovač může být použit pro vybuzení elektronkového nástrojového zesilovače, a to jak samostatně, tak při sepnutém ekvalizéru nebo některém ze zkreslovacích efektů (zvláště těch s malou vlastní mírou zkreslení, typicky overdrive). Časté použití těchto boosterů je také pro dočasné zesílení v průběhu hry například pro kytarové sólo.

Pro tento účel byla zvolena jednoduchá konstrukce zesilovače s jedním tranzistorem MOSFET s indukovaným kanálem typu N se společnou elektrodou SOURCE ve třídě A. Inspirací mi byl AMZ Mosfet Booster [19]. Aby bylo možné se s tímto boosterem prosadit v mixu ostatních nástrojů při živém hraní i bez použití ekvalizéru, byla zavedena ještě možnost zdůraznit pásmo středních kmitočtů (viz obr. 6.5).



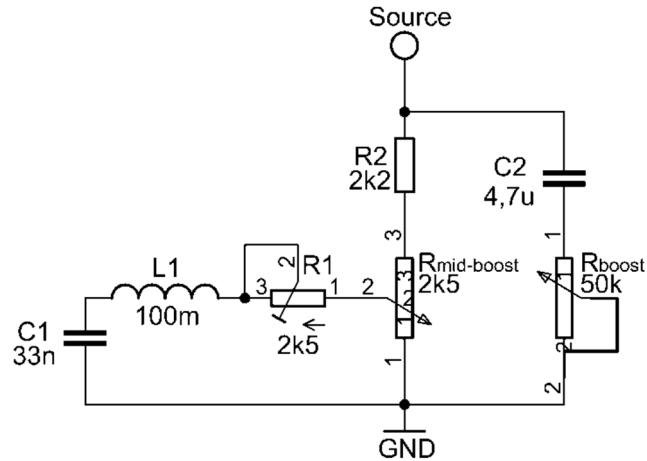
Obrázek 6.1: Principiální zapojení zesilovače s tranzistorem MOSFET v zapojení se společnou elektrodou source

Podle [20] je napět'ové zesílení zesilovače se společnou elektrodou source (obr. 6.1) dáno vztahem:

$$K_U = -\frac{g_m \cdot Z_D}{1 + g_m \cdot Z_S} [-] \quad (6.1)$$

kde  $g_m$  je strmost hradla tranzistoru MOSFET,  $Z_D$  je impedance v obvodu drainu a  $Z_S$  impedance v obvodu source.

Pro minimalizaci zkreslení tohoto stupně je vhodné, aby byla stejnosměrná složka výstupního napětí rovna polovině napájecího napětí. Toho je docíleno tím, že reálné části impedancí  $Z_D$  a  $Z_S$  jsou stejné, tedy  $R_S = R_D$ . Bylo zvoleno  $R_S = R_D = 4,7 \text{ k}\Omega$ . Změny zesílení střídavých signálů je docíleno změnou hodnoty impedance ve větvi source  $Z_S$ .



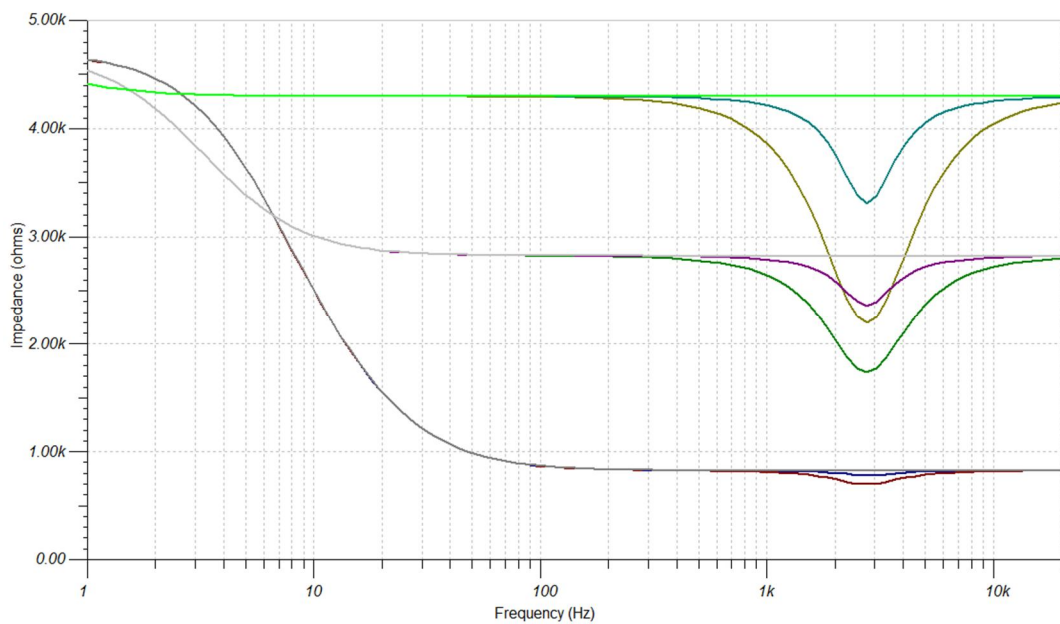
Obrázek 6.2: schéma zapojení impedance v obvodu source

Část potenciometru  $R_{\text{mid-boost}}$  lze pomocí polohy jeho jezdce přemostit seriovým rezonančním obvodem tvořeným prvky  $R_1$ ,  $L_1$  a  $C_1$ . To slouží k přidávání středních kmitočtů ve výsledném signálu. Trimmer  $R_1$  slouží k nastavení činitele jakosti, střední kmitočtů rezonančního obvodu je z Thomsonova vztahu [8]:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1 C_1}} = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{0,1 \cdot 33 \cdot 10^{-9}}} = 2770 \text{ Hz} \quad (6.2)$$

kde  $L_1$  a  $C_1$  jsou indukčnost cívky a kapacita kondenzátoru na obrázku 6.2.

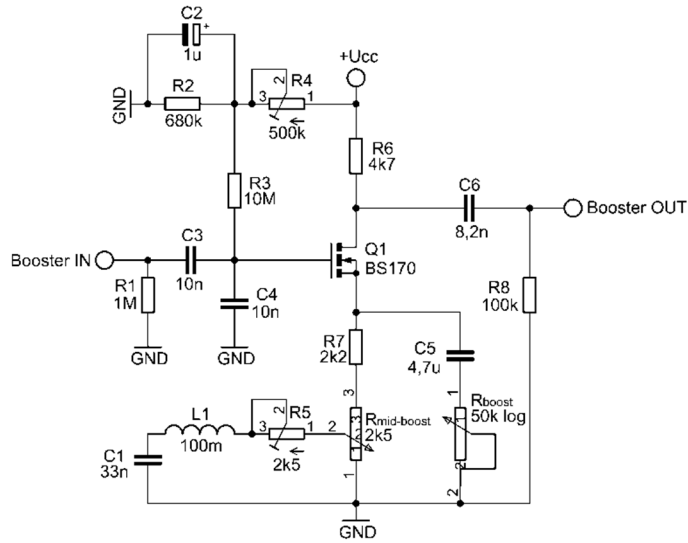
Potenciometrem  $R_{\text{boost}}$  s logaritmickým průběhem lze regulovat celkové zesílení střídavých signálů. Průběh impedance v source v závislosti na kmitočtu je na obrázku 6.3.



Obrázek 6.3: Závislost impedance  $Z_S$  na kmitočtu

Impedance v obvodu drainu je čistě reálný odpor. Ze vztahu 6.1 a obrázku 6.3 je zřejmé, že průběh zesílení v závislosti na kmitočtu bude mít tvar inverzní k tvaru

závislosti impedance  $Z_S$  na kmitočtu.



Obrázek 6.4: Schéma zapojení boosteru

Jako aktivní prvek byl použit běžně používaný a dostupný BS170 [21]. Stejnosemnná složka výstupního napětí je:

$$U_{out(0)} = U_{cc} - I_{D(0)} \cdot R_D \text{ [V]} \quad (6.3)$$

kde  $U_{CC}$  je napájecí napětí,  $I_{D(0)}$  klidový proud drainu a  $R_D$  odpor v obvodu drainu. Pak:

$$I_{D(0)} = \frac{U_{cc} - U_{out(0)}}{R_D} = \frac{9 - 4,5}{4,7 \cdot 10^3} = 957 \mu\text{A} \quad (6.4)$$

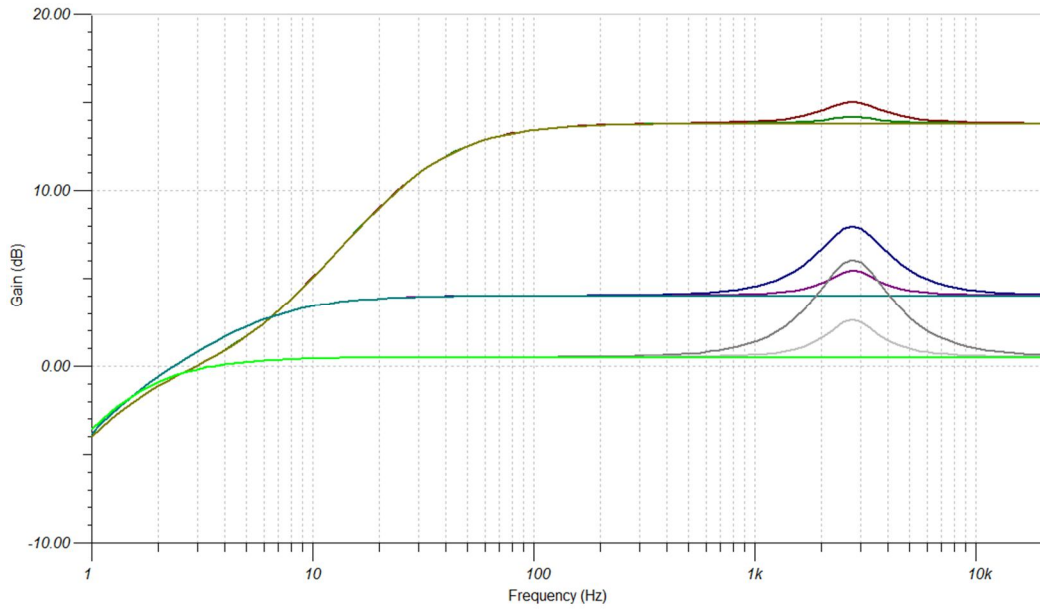
Pro BS170 [21] je uvedena typická hodnota strmosti  $g_m = 200 \text{ mS}$ . Stejnosemnná složka napětí na hradle tedy musí být [8]:

$$U_{G0} = U_{GS(th)} + U_{S(0)} + \frac{I_{D(0)}}{g_m} = 1,9 + 4,5 + \frac{9,57 \cdot 10^{-4}}{0,2} = 6,405 \text{ V} \quad (6.5)$$

kde  $U_{GS(th)}$  je prahové napětí tranzistoru MOSFET a  $U_{S(0)}$  je klidové napětí na elektrodě source.

Protože se hodnoty prahového napětí hradla  $U_{GS(th)}$  u jednotlivých kusů tohoto typu tranzistoru pohybují mezi 0,8 až 3 V [21], je předpětí hradla nastavitelné trimrem R4.





Obrázek 6.5: Průběh zesílení boosteru v závislosti na kmitočtu při rozmítání potenciometrů Rboost a Rmid-boost

Pro simulace boosteru byl místo programu OrCAD Pspice použit program Tina [6], který umožňuje současné rozmítání více parametrů najednou.

## 7 POZNÁMKY KE KONSTRUKCI

Výrobek je umístěn v hliníkové krabici o rozměrech 190x110x60 mm [22]. Celý obvod je umístěn na jedné desce plošného spoje přišroubované přes distanční sloupky ke spodnímu víčku krabice, ovládací prvky jsou upevněny v horní stěně krabice a jsou k plošnému spoji připojeny pomocí konektorů se zámkem. Stejným způsobem jsou k desce připojeny napájecí a signálové konektory (standardní mono 6,3mm jacky) v bočních stěnách krabice. Zem obvodu je ke krabici připojena v jediném místě, kterým je výstupní signálový konektor jack.

Potenciometry fuzz a gain jsou kvůli úspoře místa sloučeny do jednoho tandemového potenciometru, stejně tak oba potenciometry warp nebo tónové clony pro fuzz a pro overdrive/distortion. Na horní straně krabice je tedy umístěno 10 potenciometrů, 3 páčkové přepínače (1 pro volbu mezi fuzzem a overdrive+distortion, druhý pro volbu mezi overdrive a distortion, třetí slouží jako vypínač tónové clony), 2 posuvné 3-polohové přepínače pro volbu clippingových diod a také 3 nožní spínače doplněné signalizačními LED.

Deska plošného spoje je jednostranná, bylo použito 12 drátových propojek. Rozměry desky jsou 172x82 mm.

Operační zesilovače používané v obvodu jsou TL081 [23] a TL082 [24]. Použité bipolární tranzistory jsou nízkošumové BC549C [25], tranzistory MOSFET jsou BS170 [21]. Kondenzátory v signálové cestě jsou až na pár výjimek foliové, k blokování a filtraci napájecího napětí byly použity keramické kondenzátory o kapacitě 100nF a elektrolytické kondenzátory 100uF.

## 8 MĚŘENÍ EKVALIZÉRU

### 8.1 Metoda měření

Vstupním signálem ekvalizéru byl harmonický signál konstantní amplitudy, kmitočet byl přeladován dle potřeby. Na výstupu ekvalizéru byla poté měřena úroveň signálu o odpovídajícím kmitočtu. Kmitočtové kroky byly přizpůsobovány průběhům měřených charakteristik jednotlivých pásem, proto jsou hodnoty kmitočtů v tabulkách pro jednotlivá měřená pásma různé. Vzhledem ke stěhování školních laboratoří bylo měření prováděno v domácích podmínkách na PC pomocí externí zvukové karty Lexicon Alpha [26] a programu TrueRTA [27]. Naměřené hodnoty jsou uvedené v tabulkách 8.2 až 8.5, grafické znázornění charakteristik je na obrázcích 8.1 a 8.2.

### 8.2 Tabulky změřených hodnot

Tabulka 8.1 : Tabulka změřených hodnot pro potenciometry pásmových propustí ve středních polohách

<b>f [Hz]</b>	<b>20</b>	<b>50</b>	<b>70</b>	<b>80</b>	<b>90</b>	<b>100</b>	<b>200</b>	<b>500</b>
<b>K<sub>U</sub> [dB]</b>	-21,2	-5,1	-2,0	-1,2	-0,7	-0,4	0,2	-0,1
<b>f [Hz]</b>	<b>1000</b>	<b>2000</b>	<b>5000</b>	<b>10000</b>	<b>12000</b>	<b>15000</b>	<b>20000</b>	
<b>K<sub>U</sub> [dB]</b>	-0,1	-0,3	-0,5	-1,3	-1,8	-2,2	-3,3	

Tabulka 8.2: Tabulka změřených hodnot pro pásmo 250 Hz

<b>f [Hz]</b>	<b>20</b>	<b>50</b>	<b>80</b>	<b>100</b>	<b>150</b>	<b>200</b>	<b>250</b>	<b>300</b>	<b>350</b>
<b>K<sub>Umax</sub> [dB]</b>	-21	-3,2	2,1	4,4	8,4	11,0	11,9	10,6	9,0
<b>K<sub>Umin</sub> [dB]</b>	-21,7	-7,1	-5,1	-5,9	-8,7	-10,8	-12,2	-10,9	-8,9
<b>f [Hz]</b>	<b>400</b>	<b>500</b>	<b>700</b>	<b>1000</b>	<b>2000</b>	<b>5000</b>	<b>10000</b>	<b>15000</b>	<b>20000</b>
<b>K<sub>Umax</sub> [dB]</b>	7,2	3,9	0,9	-0,7	-0,5	-0,3	-1,0	-2,2	-3,0
<b>K<sub>Umin</sub> [dB]</b>	-6,8	-3,8	-0,8	0,4	-0,4	-0,7	-1,5	-2,6	-3,5

Tabulka 8.3: Tabulka změřených hodnot pro pásmo 2,5 kHz

<b>f [Hz]</b>	<b>20</b>	<b>50</b>	<b>80</b>	<b>100</b>	<b>200</b>	<b>500</b>	<b>800</b>	<b>1000</b>	<b>1500</b>
<b>K<sub>Umax</sub> [dB]</b>	-21,8	-5,0	-0,9	-0,4	0,7	0,6	3,2	4,7	7,6
<b>K<sub>Umin</sub> [dB]</b>	-21,9	-5,5	-1,8	-0,9	0,6	-0,5	-3,4	-4,5	-7,9
<b>f [Hz]</b>	<b>2000</b>	<b>2500</b>	<b>3000</b>	<b>4000</b>	<b>5000</b>	<b>8000</b>	<b>10000</b>	<b>15000</b>	<b>20000</b>
<b>K<sub>Umax</sub> [dB]</b>	10,0	11,0	7,7	3,7	2,0	1,2	0,3	-1,0	-2,4
<b>K<sub>Umin</sub> [dB]</b>	-10,5	-11,4	-8,5	-4,2	-3,0	-2,6	-2,6	-3,3	-4,2

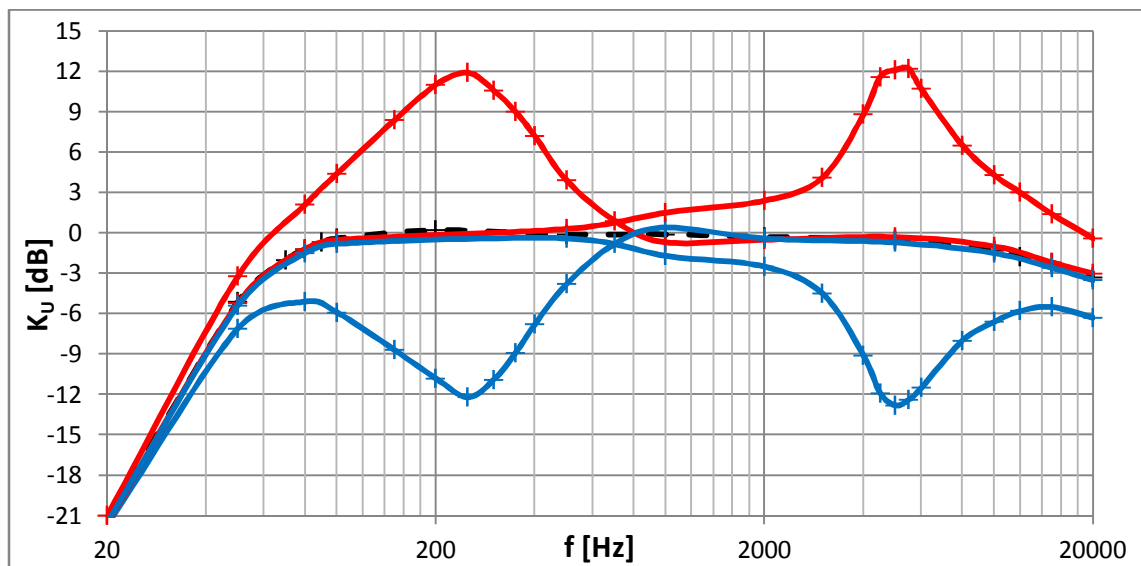
Tabulka 8.4: Tabulka změřených hodnot pro pásmo 2,5 kHz

<b>f [Hz]</b>	<b>20</b>	<b>50</b>	<b>80</b>	<b>100</b>	<b>500</b>	<b>1000</b>	<b>2000</b>	<b>3000</b>	<b>4000</b>
<b>K<sub>Umax</sub> [dB]</b>	-21,6	-5,2	-1,2	-0,5	0,3	1,5	2,4	4,1	8,8
<b>K<sub>Umin</sub> [dB]</b>	-21,5	-5,4	-1,5	-0,8	-0,4	-1,7	-2,5	-4,5	-9,1
<b>f [Hz]</b>	<b>4500</b>	<b>5000</b>	<b>5500</b>	<b>6000</b>	<b>8000</b>	<b>10000</b>	<b>12000</b>	<b>15000</b>	<b>20000</b>
<b>K<sub>Umax</sub> [dB]</b>	11,6	12,1	12,2	10,7	6,5	4,3	3,0	1,4	-0,4
<b>K<sub>Umin</sub> [dB]</b>	-11,9	-12,8	-12,4	-11,5	-8,0	-6,6	-5,8	-5,5	-6,3

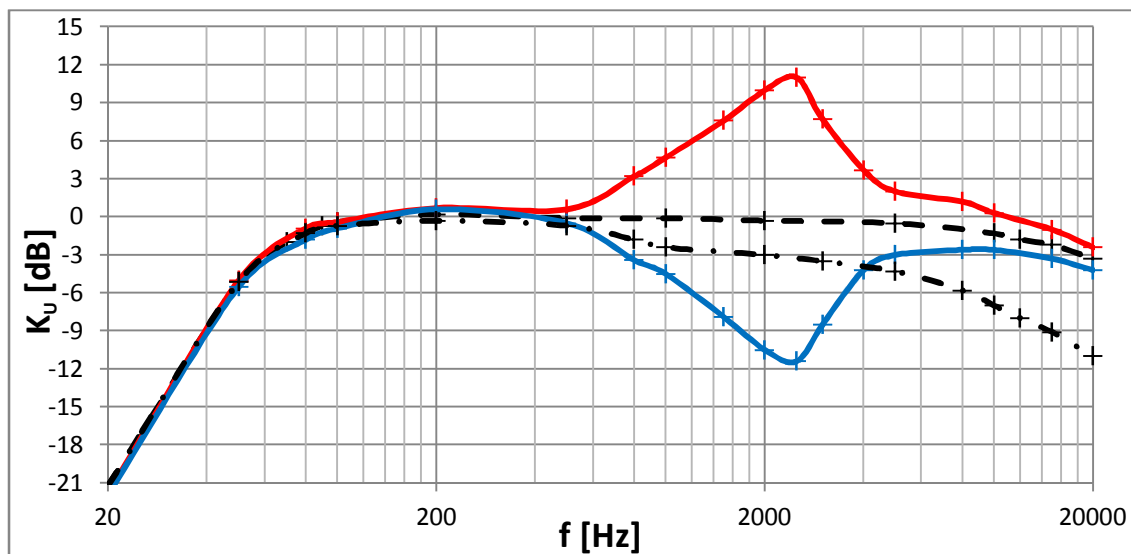
Tabulka 8.5: Tabulka změřených hodnot dolní propusti v ekvalizéru

<b>f [Hz]</b>	<b>20</b>	<b>50</b>	<b>80</b>	<b>100</b>	<b>200</b>	<b>500</b>	<b>800</b>	<b>1000</b>
<b>K<sub>U</sub> [dB]</b>	-21,2	-5,1	-1,3	-0,7	-0,3	-0,7	-1,8	-2,4
<b>f [Hz]</b>	<b>2000</b>	<b>3000</b>	<b>5000</b>	<b>8000</b>	<b>10000</b>	<b>12000</b>	<b>15000</b>	<b>20000</b>
<b>K<sub>U</sub> [dB]</b>	-3,0	-3,5	-4,3	-5,8	-7,0	-8,0	-9,1	-11,0

### 8.3 Naměřené charakteristiky ekvalizéru



Obrázek 8.1: Modulové kmitočtové charakteristiky ekvalizéru při rozmítání pásem 250 Hz a 5 kHz



Obrázek 8.2: Modulové kmitočtové charakteristiky ekvalizéru při rozmítání pásma 2,5 kHz a dolní propusti

## 8.4 Zhodnocení měření

Vzhledem k měření efektu jako celku se v modulových charakteristikách projevuje vstupní filtr, aktivní horní propust s mezním kmitočtem  $f_c=60$  Hz. Maximální a minimální hodnoty přenosů jednotlivých pásem se mírně liší, zejména pásmo 2,5 kHz má mírně nižší hodnoty přenosů v mezních polohách příslušného potenciometru. Z charakteristik je zřejmé, že každé pásmo má jinou šířku, tak jak bylo zamýšleno v návrhu. Z průběhů charakteristik pro rozmítání pásem 2,5 kHz a 5 kHz na obr. 8.1 a 8.2 je zřejmé, že tato sousední pásma se mírně ovlivňují. U pásma 5 kHz dochází k ovlivňování i vyšších kmitočtů v oblasti nad 10 kHz, zesílením těchto kmitočtů může docházet k nežádoucímu nárůstu šumu a rušení. Tento jev se dá částečně kompenzovat dolní propustí zařazenou do ekvalizéru. Takovýto ekvalizér by pro Hi-Fi použití byl nedostatečně kvalitní, pro tento účel však postačuje.

## 9 ZÁVĚR

Vstupní filtr sice potlačuje síťový kmitočet dostatečně, ale ve zvuku jsou přesto v některých případech (zejména při velkých nastavených hodnotách zesílení některého ze stupňů) slyšitelné jeho vyšší harmonické složky, které již zasahují do spektra užitečného signálu.

Obvod overdrive produkuje nejnižší úroveň harmonického zkreslení ze všech použitých efektů, jeho zvuk je dostatečně dynamický a díky frekvenční charakteristice obvodu tónové clony také dosti průrazný. Je vhodný pro použití v měkčích hudebních stylech jako je blues-rock, ve kterých je žádoucí velká čitelnost, transparentnost a průraznost elektrických kytar.

Efekt distortion nabízí poměrně širokou škálu zkreslených zvuků, použitelných v měkčích i tvrdších subžánrech rockové hudby. Při jeho spojení s tónovou clonou efektu Tubescreamer je jeho zvukový projev měkčí a temnější, bez tónové clony s ním lze dosáhnout spíše tvrdších a agresivnějších zvuků, jejichž charakter se dá velkou měrou ovlivnit ekvalizérem.

Možnost volby limitačních diod se jeví jako dosti zbytečná, změny ve zvuku jsou malé a dost těžko postřehnutelné. To se dalo předpokládat již ze simulací provedených v rámci návrhu, přesto byla tato možnost nakonec do výrobku zařazena pro splnění zadání. Jako užitečnější se mi jeví možnost zavádění asymetrie, tzv. warp control, kde je rozdíl mezi zvuky v krajních polohách potenciometru warp znatelnější.

Tónová clona převzatá z efektu Tubescreamer má rozhodně významný vliv na zvuk elektrické kytary díky charakteru pásmové propusti s přeladitelným horním mezním kmitočtem. Potlačuje tak oblast kmitočtů do cca 600 Hz, kmitočty v této oblasti jsou často označovány za původce „zahuhlanosti“ zvuku. Osobně se mi nejvíce líbí její použití s obvodem overdrive opět inspirovaným Tubescreamerem při ovladači tone úplně vpravo.

Efekt fuzz na bázi komparátoru má velmi hrubý a agresivní zvukový projev, dokážu si jeho použití představit v hudbě se zvukem typickým pro alternativní kapely 90. let. Stejně jako u efektu distortion se dobře doplňuje s použitým ekvalizérem. Poměrně nepříjemnou vlastností tohoto efektu je fakt, že když zahrají nějaký dlouhý tón a nechám ho doznívat, hlasitost se po dobu znění tónu víceméně nemění, ke konci doby doznívání je v tónu slyšet několikeré zapraskání a poté nastává ticho. Tento jev je způsoben poklesem amplitudy vstupního signálu komparátoru pod jeho komparační hladinu. Při rychlejší a agresivnější hře však k tomuto neduhu nedochází. Nepříjemné ruchy ve zvuku vznikají také při maximálním nastaveném zkreslení při nedokonalých přehmatech či nechtěném kontaktu se strunami či rozvibrování těla nástroje.

Pásma u ekvalizéru byla zvolena dobře, zejména střední pásmo (2,5 kHz) má významný vliv na zvukový charakter jak čistého, tak zkresleného kytarového zvuku. Zařazení dolní propusti do ekvalizéru se také osvědčilo, lze s ní totiž potlačit vysoké kmitočty vznikající zejména při větších zkresleních, zvuk je pak dostatečně tvrdý, ale méně nepříjemný pro lidský sluch. Při zdůrazňování pásem 2,5 kHz a 5 kHz dochází k nepříjemnému nárůstu šumu na výstupu, proto je třeba volit jejich nastavení obezřetně.

Obvod booster také plní svůj úkol, jeho zařazení na konec řetězce efektů těsně před nástrojový zesilovač má za následek možnost lepšího využití potenciálu

elektronkového zesilovače i při nižších nastavených hlasitostech. Je však třeba dávat pozor na nastavení jeho zesílení, zejména pokud je před ním zapojen některý z obvodů s velkou mírou vlastního zkreslení.

Pokud bych opět stavěl podobné zařízení, určitě bych změnil koncept konstrukce. Zde je použita hluboká hliníková krabice, v její horní straně jsou zabudovány jednotlivé potenciometry a přepínače. Deska plošného spoje je přišroubována ke spodnímu víčku krabice a potenciometry a přepínače se k ní připojují konektory se zámkem. Vzhledem k velkému počtu těchto ovládacích prvků je kabeláž uvnitř dosti nepřehledná, připojení všech prvků k plošnému spoji vyžaduje trpělivost, opatrnost a jistou dávku zručnosti. Plošný spoj je navíc při zavírání krabice mírně mechanicky namáhán průhybem způsobeným tlakem dosti vysokých použitých konektorů. Tomuto bych se příště určitě rád vyhnul, ovládací prvky bych umístil přímo na desku plošného spoje, popřípadě alespoň na samostatný subpanel který by se k hlavnímu plošnému spoji připojoval podstatně menším počtem konektorů, než je počet všech ovládacích prvků. Tím by klesly i nároky na hloubku použité krabice a zmenšil by se tak nevyužitý prostor. Stínící efekt krabice je dostatečný, i přes velký počet samostatně nestíněných kabelů uvnitř není míra šumu a rušení výrazně vyšší, než u jednodušších kupovaných efektů, které vlastním.

## 10 SEZNAM POUŽITÉ LITERATURY

- [1] CARTER, Bruce. Texas Instruments Application Report: A Single-Supply Op-Amp Circuit Collection. In: . *Op-Amp Applications, High Performance Linear Products* [online]. 2000 [cit. 2013-04-27]. Dostupné z: <https://instruct1.cit.cornell.edu/courses/bionb440/datasheets/SingleSupply.pdf>
- [2] Fulltone 3PDT Stomp Switch. Stewart-MacDonald: *Everything for building and repairing stringed instruments*[online]. 2003 [cit. 2013-04-29]. Dostupné z: <http://www.stewmac.com/freeinfo/Electronics/Switches/i-1561.html>
- [3] Jak řadit kytarové efekty za sebe. *GVR: www.guitarvolumeright.com* [online]. 2010 [cit. 2013-04-29]. Dostupné z: [http://www.guitarvolumeright.com/index.php?option=com\\_content&task=view&id=44&Itemid=30](http://www.guitarvolumeright.com/index.php?option=com_content&task=view&id=44&Itemid=30)
- [4] PRANGE, Kurt. The Audible Frequency Range and Describing Tone. *AmplifiedParts* [online]. 2013 [cit. 2013-05-02]. Dostupné z: [http://www.amplifiedparts.com/tech\\_corner/the\\_audible\\_frequency\\_range\\_and\\_describing\\_tone](http://www.amplifiedparts.com/tech_corner/the_audible_frequency_range_and_describing_tone)
- [5] DOSTÁL, T. a AXMAN, V. *Elektrické filtry (Electrical Filters). Electronic textbook of Brno University of Technology*, Brno 2002. ISBN REL 002.
- [6] Tina: The Complete Electronics Lab. DESIGNSOFT. *DesignSoft: Excellence in Computer Aided Design and Education Software* [online]. 2013 [cit. 2013-05-27]. Dostupné z: <http://www.tina.com/English/tina/>
- [7] SALMINEN, Rikupetteri. Cook your own distortion. *General Guitar Gadgets* [online]. 2000 [cit. 2013-05-03]. Dostupné z: <http://www.generalguitargadgets.com/richardo/distortion/>
- [8] BRANČÍK, Lubomír a Tomáš DOSTÁL. *Analogové elektronické obvody: přednášky* [online]. 1. vyd. Brno: VUT FEKT, 2007, 125 s. [cit. 2013-05-05]. ISBN 978-80-214-3525-4. Dostupné z: [https://www.vutbr.cz/www\\_base/priloha.php?dpid=21221](https://www.vutbr.cz/www_base/priloha.php?dpid=21221)
- [9] KEEN, R.G. The Technology of the Tube Screamer. *GEO: The Guitar Effects Oriented Web Page* [online]. 1998 [cit. 2013-05-05]. Dostupné z: [http://www.geofex.com/article\\_folders/TStech/tsxfram.htm](http://www.geofex.com/article_folders/TStech/tsxfram.htm)
- [10] TOPAKTAŞ, Boğaç. Tube Screamer®'s Secret. *BTE Audio* [online]. 2005 [cit. 2013-05-05]. Dostupné z: <http://www.bteaudio.com/articles/TSS/TSS.html>
- [11] MTS-402, Miniature Toogle Switch, *GM Electronic* [online]. [cit. 2013-05-15]. Dostupné z: <http://www.gme.cz/dokumentace/631/631-394/dsh.631-394.1.pdf>
- [12] AUDE, Arlo J. Audio Quality Measurement Primer. In: *Intersil* [online]. 1998 [cit. 2013-05-07]. Dostupné z: <http://www.intersil.com/content/dam/Intersil/documents/an97/an9789.pdf>
- [13] ORMAN, Jack. Warp Controls: Producing Asymmetrical Clipping. *Amzfx* [online]. 2002 [cit. 2013-05-07]. Dostupné z: <http://www.muzique.com/lab/warp.htm>
- [14] *Fuzz Effect: the Fuzz Story & Photos* [online]. 2011 [cit. 2013-05-07]. Dostupné z: <http://www.fuzzeffect.com/>



- [15] Samoweb. *Komparátory s operačními zesilovači* [online]. 2000 [cit. 2013-05-12]. Dostupné z: <http://www.samoweb.wz.cz/elektronika/opzes3/opzes3.htm>
- [16] The Ultimate EQ Guide. In: *IDM Forums* [online]. 2008 [cit. 2013-05-10]. Dostupné z: <http://www.idmforums.com/showthread.php?t=18237>
- [17] Tontechnik-Rechner. *Sengpielaudio* [online]. 1999 [cit. 2013-05-27]. Dostupné z: <http://www.sengpielaudio.com/calculator-bandwidth.htm>
- [18] 5 band audio equalizer. BELZA, Jaroslav. *Elektronika: zapojení, návody a konstrukce* [online]. 2000 [cit. 2013-05-11]. Dostupné z: <http://www.belza.cz/audio/eq5b.htm>
- [19] ORMAN, Jack A. AMZ Mosfet Booster. *Amzfx* [online]. 2001 [cit. 2013-05-20]. Dostupné z: <http://www.muzique.com/schem/mosfet.htm>
- [20] NEAMEN, Donald A. *Electronic Circuit Analysis and Design: Basic FET Amplifiers* [online]. 2. vyd. McGraw-Hill Education, 2000 [cit. 2013-05-27]. ISBN 0072409576. Dostupné z: <http://www.mhhe.com/engcs/electrical/neamen01/ch06.pdf>
- [21] BS170, N-channel vertical D-MOS transistor. *GM electronic*, [online]. 1995 [cit. 2013-05-20]. Dostupné z: <http://www.gme.cz/dokumentace/213/213-008/dsh.213-008.1.pdf>
- [22] 5000 Series, MULTI-PURPOSE DIECAST. *Boss Enclosures*, [online]. 2008 [cit. 2013-05-22]. Dostupné z: [http://www.boss-enclosures.co.uk/documents/categories\\_download/49.PDF](http://www.boss-enclosures.co.uk/documents/categories_download/49.PDF)
- [23] TL081, GENERAL PURPOSE J-FET SINGLE OPERATIONAL AMPLIFIERS, *DatasheetCatalog* [online]. 2001 [cit. 2013-05-22]. Dostupné z: <http://www.datasheetcatalog.org/datasheet/stmicroelectronics/2299.pdf>
- [24] TL082, General purpose JFET dual operational amplifiers, *ST Microelectronics* [online]. 2001 [cit. 2013-05-22]. Dostupné z: <http://www.st.com/web/en/resource/technical/document/datasheet/CD00000492.pdf>
- [25] BC549B,C, NPN Silicon Low Noise Transistors, *GM Electronic* [online]. 2001 [cit. 2013-05-22]. Dostupné z: <http://www.gme.cz/dokumentace/210/210-032/dsh.210-032.1.pdf>
- [26] Lexicon Alpha, 2x2x2 Desktop Recording Studio, *Lexicon* [online]. 2013 [cit. 2013-05-28]. Dostupné z: <http://www.lexiconpro.com/system/documents/844/original/LamOmegAlph.pdf?1330471348>
- [27] TrueRTA, Real Time Audio Spectrum Analyzer, *True Audio* [online]. 2011 [cit. 2013-05-28]. Dostupné z: [http://www.trueaudio.com/rta\\_abt1.htm](http://www.trueaudio.com/rta_abt1.htm)

# 11 SEZNAM SYMBOLŮ, VELIČIN A ZKRATEK

+Ucc	kladná svorka napájecího napětí
R	rezistor, odpor
C	kondenzátor
D	dioda
IC	integrováný obvod
OZ	operační zesilovač
GND	zemní svorka
Uz1	napětí virtuální nuly
Uz2	napětí virtuální nuly
SW	přepínač
FS	footswitch, nožní přepínač
HP	horní propust
3PDT	3 – pólový ON – ON přepínač
LED	luminiscenční dioda
Hz	hertz
$\Omega$	ohm
F	farad
H	henry
dB	decibel
V	volt
A	ampér
mm	milimetr
$B_0, B_1, B_2$	jmenovatelé normované přenosové funkce filtru
$K_U$	napět'ový přenos
$K_{Umin}$	minimální nastavitelná hodnota napět'ového přenosu
$K_{Umax}$	maximální nastavitelná hodnota napět'ového přenosu
$ K_U $	absolutní hodnota napět'ového přenosu
$K_{UdB}$	napět'ový přenos v decibelech
$U_{komp}$	rozhodovací úroveň napět'ového komparátoru
$H(s)$	přenosová funkce dvojbranu
Q	tranzistor
L	indukčnost

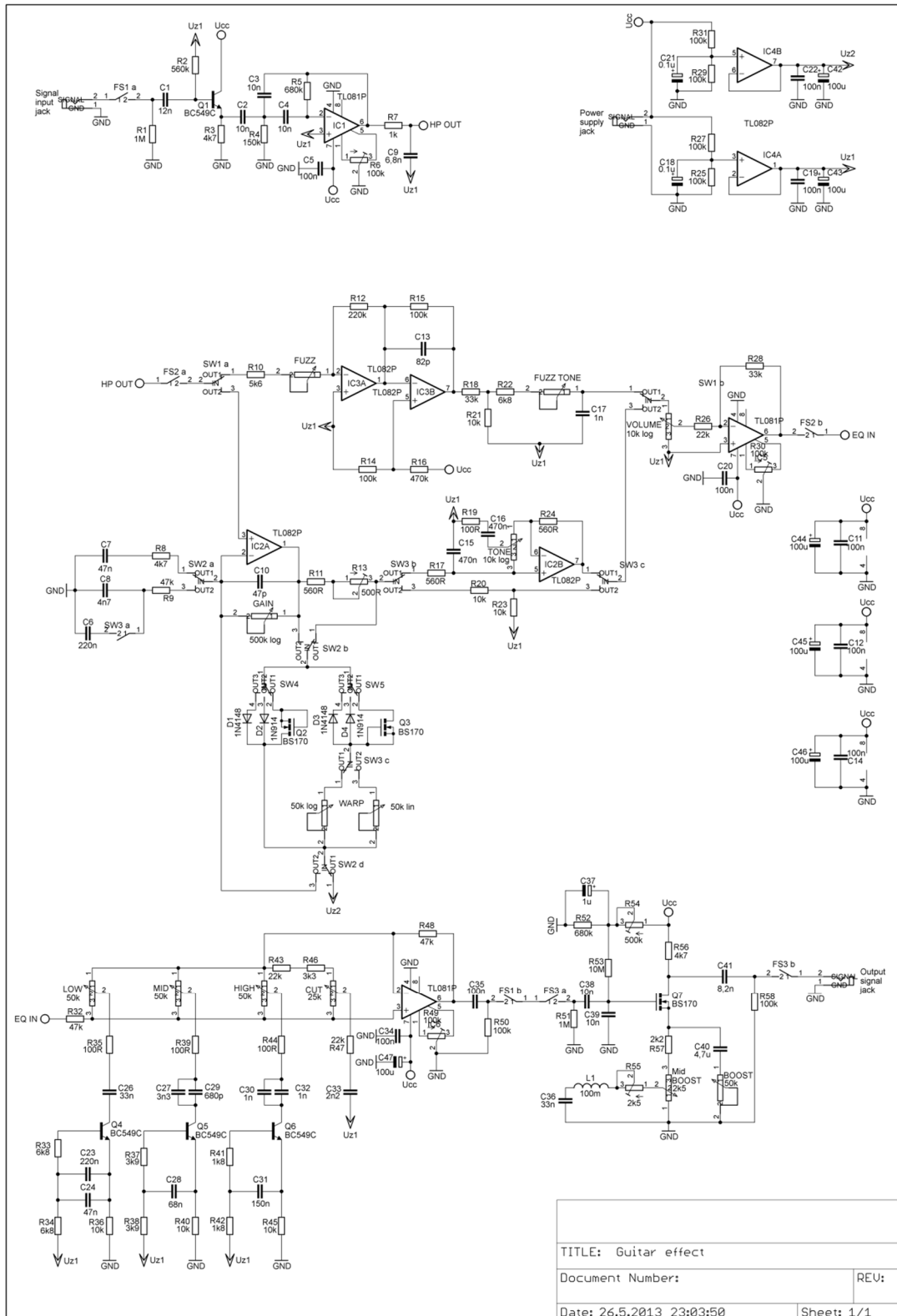
$R_S$	sériový odpor rezonančního obvodu
$R_L$	odpor cívky
$N$	šířka pásma v oktávách
$B$	šířka pásma v hertzích
$Q$	činitel jakosti rezonančního obvodu
$f$	kmitočet
$f_C$	mezní kmitočet filtru
$f_0$	rezonanční kmitočet
$C_L$	kapacita v syntetickém induktoru
$f_{TONEl}$	spodní mezní kmitočet tónové clony
$f_{TONEh}$	horní mezní kmitočet tónové clony
$g_m$	strmost hradla tranzistoru MOSFET
$U_{GS(th)}$	prahové napětí $U_{GS}$ tranzistoru MOSFET
$Z_S$	impedance v obvodu source
$Z_D$	impedance v obvodu drainu

## 12 SEZNAM PŘÍLOH

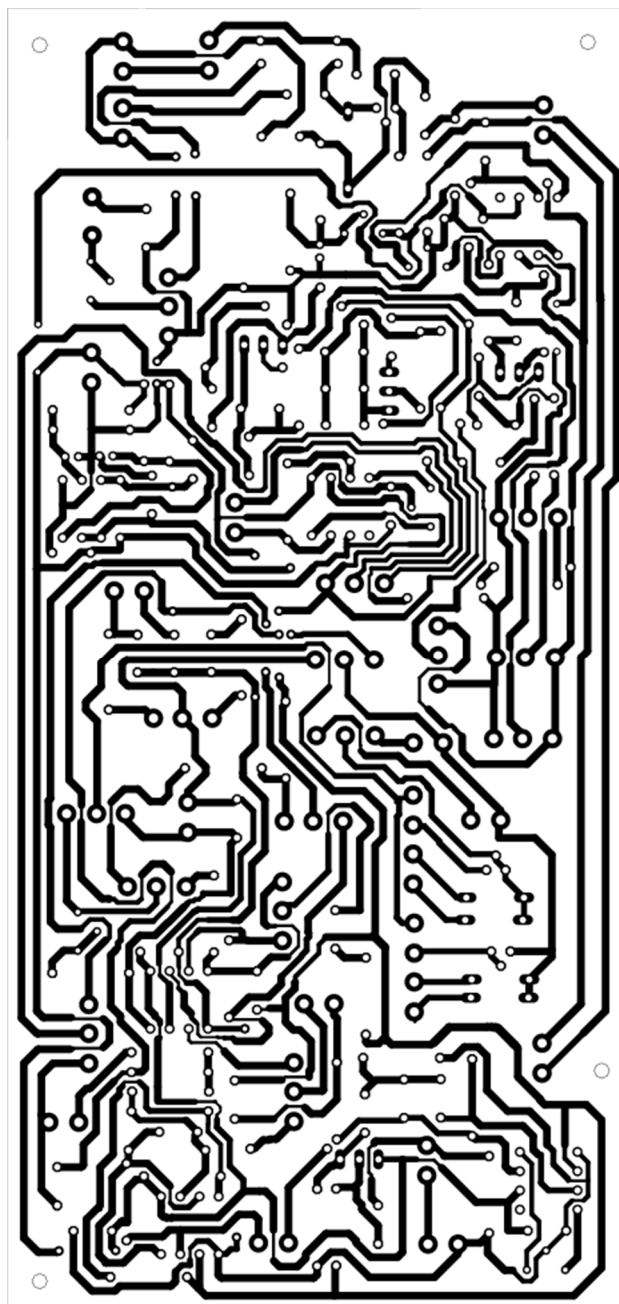
<b>A</b>	<b>Návrh zařízení</b>	<b>43</b>
A.1	Celkové schéma zapojení .....	43
A.2	Deska plošného spoje – inverted bottom.....	44
A.3	Osazovací plán – strana součástek .....	45
<b>B</b>	<b>Fotografie výrobku</b>	<b>46</b>

# A NÁVRH ZAŘÍZENÍ

## A.1 Celkové schéma zapojení

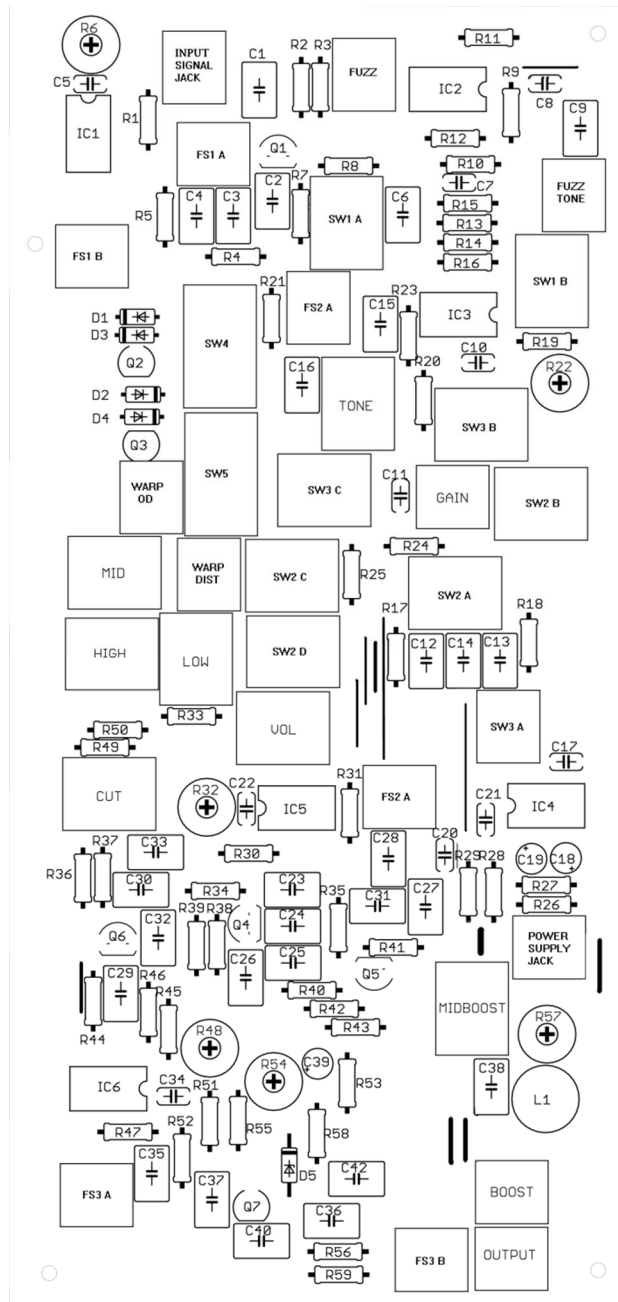


## A.2 Deska plošného spoje – inverted bottom



Rozměr desky 172x82 mm, měřítko M1:1

## A.3 Osazovací plán – strana součástek



Rozměr desky 172x82 mm, měřítko M1:1

## B FOTOGRAFIE VÝROBKU

