

VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

Fakulta elektrotechniky
a komunikačních technologií

BAKALÁŘSKÁ PRÁCE



VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION

ÚSTAV TELEKOMUNIKACÍ

DEPARTMENT OF TELECOMMUNICATIONS

KONSTRUKCE AUDIO EFEKTU SE ZPOŽĎOVACÍ LINKOU

AUDIO EFFECT DESIGN BASED ON DELAY LINE

BAKALÁŘSKÁ PRÁCE

BACHELOR'S THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

Ondrej Bilkovič

VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

doc. Ing. Kamil Říha, Ph.D.

BRNO 2021

Bakalářská práce

bakalářský studijní program **Audio inženýrství**
specializace Zvuková produkce a nahrávání
Ústav telekomunikací

Student: Ondrej Bilkovič

ID: 212550

Ročník: 3

Akademický rok: 2020/21

NÁZEV TÉMATU:

Konstrukce audio efektu se zpožďovací linkou

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

Navrhněte a hardwarově zkonstruuje efektové zařízení pracující se zpožďovací linkou. Proveďte analýzu dostupnosti vhodných obvodů a na jejím základě vyberte konkrétní typ. Zprovozněte funkční zapojení zpožďovací linky tak, aby realizovalo vybraný typ audio efektu. Elektrickou konstrukci včetně řešení napájení z baterie a standardního adaptéru realizujte v pevném pouzdru s ovládacím pedálem.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

- [1] MELEN, R., BUSS, D. Charge coupled devices: Technology and Applications. IEEE Press, New York, 1977
- [2] PUNČOCHÁŘ, J. Operační zesilovače v elektronice. BEN - technická literatura, Praha, 1996

Termín zadání: 1.2.2021

Termín odevzdání: 31.5.2021

Vedoucí práce: doc. Ing. Kamil Říha, Ph.D.

doc. Ing. Jiří Schimmel, Ph.D.
předseda rady studijního programu

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

Cieľom tejto práce je návrh a konštrukcia komerčného gitarového efektového pedálu typu delay, realizovaného analógovou technikou BBD. V rámci práce sú vysvetlené teoretické princípy, ktorých znalosť je nutná na vytvorenie tohto zariadenia. Taktiež sú v tejto práci vysvetlené postup návrhu jednotlivých častí zariadenia a následne sú otestované ich vlastností, rovnako ako aj vlastností celkového obvodu.

Kľúčové slová

BBD, Delay, Oneskorenie, Oneskorovacia linka, Hudobný efekt

Abstract

The aim of this thesis is the design and construct a commercial guitar delay stomp box, by implementing the analogue technology BBD. The thesis includes explanations of theoretical principles needed in order to design such device. The aim is also to elaborate on the process of designing the individual sections of the device and testing their properties, and testing the properties of the device as a whole.

Keywords

BBD, Delay, Delay line, Music effect

Bibliografická citácia

BILKOVIČ, Ondrej. *Konstrukce audio efektu se zpoždovací linkou*. Brno, 2021. Dostupné také z: <https://www.vutbr.cz/studenti/zav-prace/detail/133490>. Bakalářská práce. Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav telekomunikací. Vedoucí práce Kamil Říha.

Prohlášení autora o původnosti díla

Jméno a příjmení studenta: Ondrej Bilkovič
VUT ID studenta: 212550
Typ práce: *Bakalárska práca*
Akademický rok: 2020/2021
Téma závěrečné práce: Konstrukce audio efektu se zpožďovací linkou

Prohlašuji, že svou závěrečnou práci jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucí/ho závěrečné 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 závěrečné práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této závěrečné práce jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č. 40/2009 Sb.

V Brně dne:

.....
Podpis autora

Pod'akovanie

Ďakujem vedúcemu semestrálnej práce Ing. Kamilovi Říhovi, PhD. za účinnú, pedagogickú a odbornú pomoc. Taktiež ďakujem za rady Ing. Pavlovi Hanákovi, PhD. Rovnako sa chcem poďakovať kolegovi Matúšovi Pavlovičovi za poskytnutie meracích prístrojov, ako aj 3D tlačiarne.

V Brne dňa

.....

Podpis autora

Obsah

Zoznam Obrázkov.....	8
Úvod.....	9
1 Zvukové efekty s oneskorovacou linkou.....	10
1.1 Zvukové efekty s oneskorovacou linkou s konštantným oneskorením.....	10
1.2 Zvukové efekty s oneskorovacou linkou s variabilným oneskorením.....	11
2 Analógová realizácia efektov s oneskorovacou linkou	12
2.1 BBD zariadenie na princípe CCD.....	12
2.2 Limitácie BBD zariadení	13
2.2.1 Dynamická kompresia a expanzia	13
2.2.2 Anti-aliasingový a rekonštrukčný filter	14
3 Výber vhodných obvodov	15
3.1 Integrovaný obvod V3205	15
3.2 Integrovaný obvod CD4047.....	15
3.3 Integrovaný obvod NE570.....	16
3.4 Integrovaný obvod RC4558.....	16
4 Návrh zariadenia.....	17
4.1 Filtrácia	17
4.1.1 Anti-aliasingový filter.....	17
4.1.2 Rekonštrukčný filter.....	20
4.2 Dynamická úprava signálu.....	21
4.3 Nízko-frekvenčný oscilátor (LFO).....	24
4.3.1 Astabilný multivibrátor.....	24
4.3.2 Integrátor.....	25
4.4 Časovač	26
4.5 Obvody pre kalibráciu čipu V3205.....	27
4.6 Vstupné a výstupné obvody	28
4.7 Napájací blok	30
5 Orientačné meranie obvodov.....	31
5.1 Časovací obvod CD4047BE	31
5.2 Nízko-frekvenčný oscilátor (LFO).....	32
6 Návrh a zostrojenie DPS	33
6.1 Výber komponentov.....	33
6.2 Návrh DPS pomocou CAD softwaru	33
6.3 Zostrojenie zariadenia	35

6.4	Prototypovanie - úpravy a opravy chýb v návrhu	35
7	Merania.....	37
7.1	Kalibračné obvody	37
7.2	Priebehy časovacieho signálu a modulačného signálu LFO.....	39
7.3	Prenos antialiasingového filtra typu dolná prepust'	41
7.4	Celkové harmonické skreslenie	42
7.5	Funkcia komandéra NE570.....	44
7.6	Vlastný šum zariadenia	44
8	Návrh konštrukčnej skrinky	45
9	Záver.....	46

Zoznam Obrázkov

Obrázok 1.1 Schéma základného zapojenia zariadenia s oneskorovacou linkou. ..	10
Obrázok 2.1 Základná štruktúra BBD zariadenia.	12
Obrázok 2.2 Izolácia tetródovej štruktúry.	13
Obrázok 2.3 Zapojenie s komplementárnym výstupom.	13
Obrázok 2.4 Zapojenie dolnej prepusti Sallen-Key s operačným zosilňovačom. ..	14
Obrázok 3.1 Typické zapojenie BBD zariadenia.....	15
Obrázok 3.2 Blokový diagram obvodu MN31XX.....	16
Obrázok 4.1 Zapojenie anti-aliasingového filtra.	18
Obrázok 4.2 Frekvenčná charakteristika anti-aliasingového filtra.	19
Obrázok 4.3 Fázová charakteristika anti-aliasingového filtra.	19
Obrázok 4.4 Zapojenie rekonštrukčného filtra.	20
Obrázok 4.5 Frekvenčná charakteristika rekonštrukčného filtra.	20
Obrázok 4.6 Fázová charakteristika rekonštrukčného filtra.	21
Obrázok 4.7 Kompresia a expanzia obvodu NE570.....	22
Obrázok 4.8 Základné zapojenie obvodu NE570.	23
Obrázok 4.9 Zapojenie LFO.	25
Obrázok 4.10 Trojuholníkový priebeh LFO.	25
Obrázok 4.11 Zapojenie časovacieho obvodu.	26
Obrázok 4.12 Zapojenie prvého obvodu VC3205.	27
Obrázok 4.13 Zapojenie druhého obvodu VC3205.	28
Obrázok 4.14 Vstupné obvody.	29
Obrázok 4.15 Výstupné obvody.	29
Obrázok 4.16 Napájací blok.	30
Obrázok 5.1 Výstupný signál na pine 10.	31
Obrázok 5.2 Trojuholníkový priebeh LFO.	32
Obrázok 6.1 Vrstva Top.....	34
Obrázok 6.2 Vrstva Bottom.	34
Obrázok 6.3 Fotografia vrstvy bottom.....	36
Obrázok 6.4 Fotografia vrstvy top.	36
Obrázok 7.1 Obvod Biasingu pred kalibráciou.....	37
Obrázok 7.2 Obvod Biasingu po kalibrácii.....	38
Obrázok 7.3 Kompenzovanie straty amplitúdy v BBD.	38
Obrázok 7.4 Časovací obvod - minimálna frekvencia.....	39
Obrázok 7.5 Časovací obvod - prejavy parazitných vlastností.....	39
Obrázok 7.6 LFO Vibrato.	40
Obrázok 7.7 LFO Chorus.....	40
Obrázok 7.8 Saturácia na výstupe.....	43
Obrázok 7.9 FFT Analýza.....	43
Obrázok 7.10 Kompresia obvodu NE570.....	44
Obrázok 8.1 Pohľad na skrinku zvrchu.	45

Úvod

Stomp boxy alebo tzv. „krabičkové efekty“ sú obľúbeným doplnkovým zariadením pre mnohých muzikantov, primárne gitaristov. Efekty s oneskorovacou linkou, taktiež nazývané časové efekty, pracujú na princípe zapísania okamžitej úrovne spracovaného signálu a jeho následným oneskorením, ktorého hodnota závisí na frekvencii taktovacieho signálu. Tento signál môže byť taktiež modulovaný pomocou nízkofrekvenčného oscilátora (LFO) , ktorý mení dobu oneskorenia v čase. Oneskorený signál sa na výstupe sčíta s priamym signálom, prípadne sa vráti na vstup oneskorovacej linky cez spätnoväzobnú vetvu. Odvíjajúc sa od štruktúry oneskorovacej linky, prítomnosti a tvaru LFO signálu a doby oneskorenia sa tieto efekty delia do viacerých typov, napríklad vibrato, phlanger, echo, chorus,...

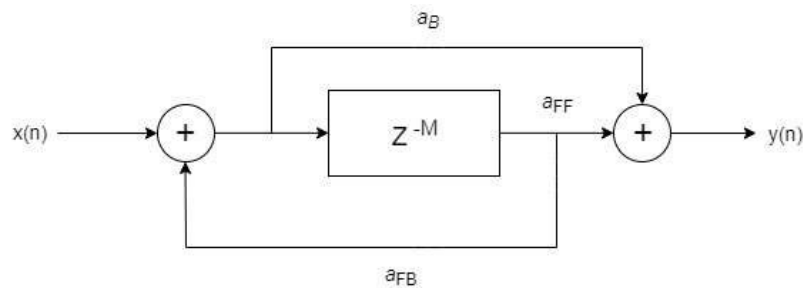
Efekt echo (taktiež nazývaný delay) vytvára individuálne „ozveny“ pôvodného signálu, ktoré sú sluchom rozoznateľné od priameho signálu. Má široké využitie v hudobnej produkcii, najčastejšie sa používa na obohatenie melodických liniek.

1 Zvukové efekty s oneskorovacou linkou

Základnou formou zvukového efektu využívajúceho oneskorovaciu linku je takzvaný univerzálny hrebeňový filter (vid' obr. 1.1).

Obsahuje štyri základné parametre: z^{-M} (oneskorenie), a_B (priama linka, *blend*), a_{FF} (oneskorená linka, *feed forward*), a_{FB} (spätná väzba, *feed back*).

Vstupný signál prechádza na výstup priamo cez linku a_B , kde je násobený konštantou a_B (*blend/mix*). Na výstupe sa sčíta s oneskorenou linkou a_{FF} , ktorá je oneskorená o M vzorkov. Signál z výstupu oneskorovacej linky sa vracia späť na vstup, cez spätnú väzbu a_{FB} . [3]



Obrázok 1.1 Schéma základného zapojenia zariadenia s oneskorovacou linkou.

Z toho pre výstup $y(n)$ platí

$$y(n) = a_B x(n) + (a_B a_{FB} + a_{FF}) * v(n - M) \quad (1.1)$$

$$v = x(n) + a_{FB} * v(n - M) \quad (1.2)$$

Kde $x(n)$ je vstupný signál, $v(n)$ je stavová premenná veličina. Prenosová funkcia $H(z)$ potom je

$$H(z) = \frac{a_B + (a_B a_{FB} + a_{FF} - a_{FB})z^{-M}}{1 - a_{FB}z^{-M}} \quad (1.3)$$

1.1 Zvukové efekty s oneskorovacou linkou s konštantným oneskorením

Základné delenie týchto efektov je dané rádom hrebeňového filtra, teda dobou oneskorenia. Dôvodom je spôsob akým je ľudské ucho schopné vnímať oneskorenie zvukového signálu.

1. Pre oneskorenia menšia ako 25 ms nazývame efekty *phase shifter* alebo *resonator*. Tu ľudské ucho nie je schopné vnímať pôvodný a oneskorený signál samostatne a teda vníma len ich interakciu danú posunom fáz.
2. Pre oneskorenia medzi približne 25 a 50 ms nazývame efekty *slapback echo* alebo *doubling*. Pre ľudské ucho sa nachádzame na hranici vnímania oneskoreného signálu ako samostatného zvuku. Toto vytvára dojem takzvaného *doublingu*, techniky nahratia zvukového signálu dva a viac krát do samostatných stôp, čím vznikajú jemné odchýlky v čase a intonácii.
3. Pre oneskorenia väčšie než 50ms efekty nazývame *echo* alebo *delay*. Takéto oneskorenie je ľudské ucho schopné jasne vnímať ako dva samostatné signály a tak vzniká efekt ozveny. Rôzne variácie tohto efektu majú široké využitie v audioinžinierstve. Jedno možné zapojenie je variácia so spätnou väzbou (takzvané *infinite echo*).

1.2 Zvukové efekty s oneskorovacou linkou s variabilným oneskorením

Princípom týchto zariadení je periodická modulácia oneskorenia signálu, najčastejšie pomocou LFO (Low Frequency Oscillator – Nízkofrekvenčný oscilátor). Kmitočet tohto oscilátora (štandardne medzi 0,1 a 10 Hz) určuje rýchlosť modulácie a amplitúda LFO signálu určuje hĺbku modulácie.

Efekty tohto typu sa najčastejšie delia do troch kategórií:

1. *Vibráto* – Vnímané ako periodická zmena výšky tónu. Vzniká pri nulovom zosilnení vo vetve spätnej väzby a priamej vetvy, a pri jednotkovom zosilnení oneskoreného signálu. Typicky je používané LFO so sínusovým priebehom a modulácia medzi 0 až 3 ms.
2. *Chorus* – Vnímaný ako „viachlasé unisono“. Pre tento efekt sa často využíva niekoľko oneskorovacích liniek (viacfázový chorus), ktoré sú na výstupe sčítané. Často sa taktiež využíva rozostrenie signálov do stera. Používajú sa všetky typy priebehu LFO. Vzniká pri nulovom zosilnení v spätnej väzbe a nenulovom zosilnení v priamej a oneskorenej vetve. Modulácia je typicky medzi 1 až 30 ms.
3. *Flanger* – Vnímaný ako hrebeňový filter s periodicky sa meniacim centrom. Vznikne pri nenulovom zosilnení všetkých vetiev a modulácii typicky medzi 1 až 2 ms. Najčastejšie sa používa sínusový priebeh LFO.

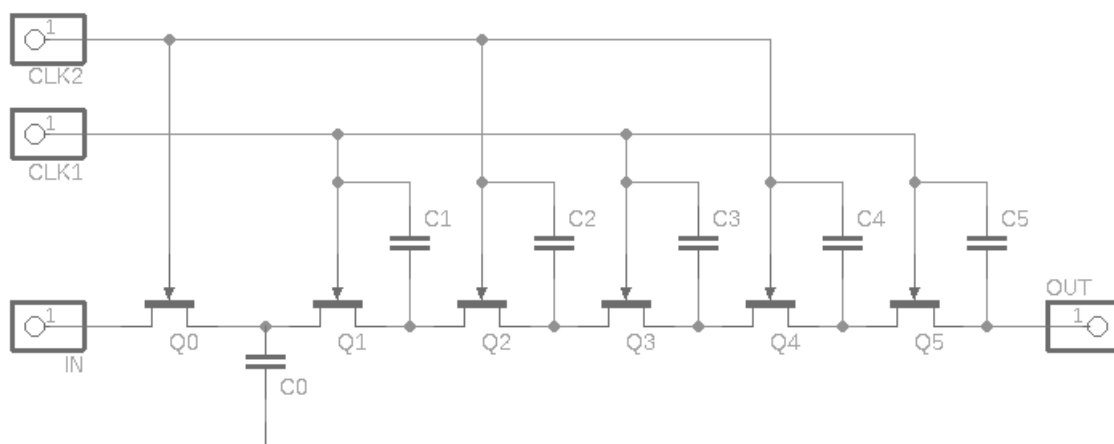
2 Analógová realizácia efektov s oneskorovacou linkou

Zatiaľ čo novšie digitálne technológie umožňujú omnoho väčšie oneskorenie so súčasným zachovaním kvality signálu, analógové zariadenia sú stále žiadané. Podobne ako napríklad pre elektrónkové zosilňovače je to práve pre ich charakteristické vlastnosti - nedostatky.

2.1 BBD zariadenie na princípe CCD

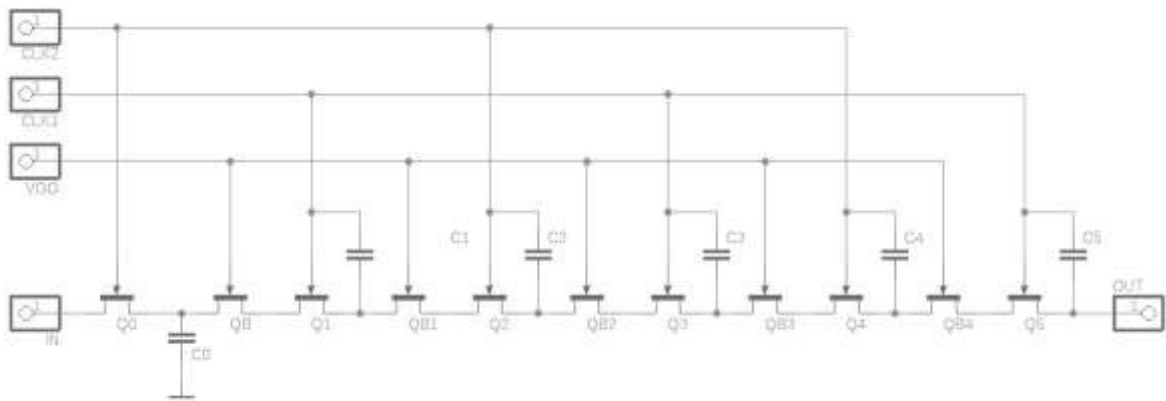
Srdcom analógových zariadení s oneskorovacou linkou je posuvný register BBD (Bucket Brigade Device). Tento obvod pracuje na princípe CCD (Charged Coupled Devices – nábojovo viazané štruktúry). Skladá sa zo sérií kondenzátorov, ktoré si postupne posúvajú vstupný signál, čím vznikne na výstupe oneskorenie. Toto je realizované spínacími tranzistorami, ktoré sú riadené spravidla externým časovačom (v niektorých integrovaných obvodoch je tento časovač vstavaný).

Pri hladine High na uzle CLK2 je vstupný signál tranzistorom Q0 prenesený do kondenzátora C0, ktorý napätie drží, až kým poklesne hladina CLK2 a stúpne hladina CLK1. Vtedy je náboj ďalej prenesený cez Q1 do kondenzátora C1. Tento proces sa opakuje skrz celý obvod až na výstup. V závislosti na rýchlosti zmeny napätí uzlov časovača CLK1 a CLK2 sa vstupný signál na výstupe oneskorí. Oneskorenie je teda nepriamo úmerné kmitočtu časovacieho obvodu a priamo úmerné počtu pamäťových segmentov. [8]



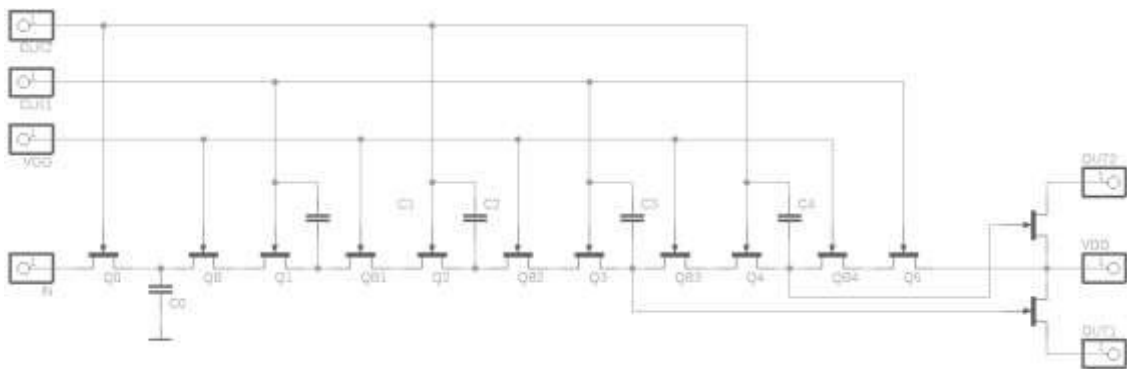
Obrázok 2.1 Základná štruktúra BBD zariadenia.

Avšak pre aplikáciu v zvukových zariadeniach bolo nutné túto základnú štruktúru zefektívniť. Prvým pokrokom bola izolácia tetródovej štruktúry pomocou NMOS tranzistorov oddelujúcich každý segment (viď obr. 2.2). Toto znateľné zlepšenie účinnosti prenosu umožnilo aplikáciu BBD zariadení v audio technike.



Obrázok 2.2 Izolácia tetródovej štruktúry.

Ďalším dôležitým vývojom bolo použitie dvoch tranzistorov v zapojení so spoločným kolektorom, pre vytvorenie komplementárneho výstupu (viď obr. 2.3). Použitie týchto dvoch výstupov umožňuje čistejšiu rekonštrukciu signálu na výstupe a zamedzuje prenosu rušivých impulzov z časovacieho obvodu.



Obrázok 2.3 Zapojenie s komplementárnym výstupom.

2.2 Limitácie BBD zariadení

Aj napriek vylepšeniam zapojení uvedených v kapitole 2.1, BBD zariadenia majú široké limitácie vyplývajúce z ich neefektívnosti prenosu, vzorkovacej frekvencie, THD,... Preto je nutná dodatočná úprava vstupného a výstupného signálu. Nutnými časťami sú kompresia a expanzia dynamického rozsahu signálu, a anti-aliasingový a rekonštrukčný filter. [1]

2.2.1 Dynamická kompresia a expanzia

Pre zaistenie čo najlepšieho odstupu signálu od šumu je nutné vstupný signál udržiavať v hladinách blízkych maximálnej povolenej vstupnej úrovni. Aby sme zároveň zabránili prebudeniu a možnému poškodeniu zariadenia, pre tento účel sa používajú obvody znižujúce dynamickú úroveň signálu, teda kompresory. Nutnosť tohto zapojenia rastie s množstvom pamäťových segmentov BBD zariadenia, teda s jeho maximálnym možným oneskorením. Preto sa vo väčšine efektov typu *vibrato*, *chorus*, *flanger* dynamická kompresia nepoužíva. [1]

Pre čiastočné spätné rozšírenie dynamickej úrovne sa na výstupe BBD obvodu použije expandér. Vo väčšine zvukových efektov je táto manipulácia dynamického rozsahu signálu realizovaná integrovanými obvodmi – *componder*. V niektorých prípadoch sú kompresia a expanzia realizované mimo anti-aliasingového a rekonštrukčného filtra, v iných priamo na vstupe a výstupe BBD čipu. [8]

2.2.2 Anti-aliasingový a rekonštrukčný filter

Obvody BBD vykonávajú analógové vzorkovanie vstupného signálu. Pri vzorkovaní je nutné dodržať Nyquist-Shannonov teorém:

$$f_{\text{vzorkovanie}} > 2 \cdot f_{\text{signál}} \quad (2.1)$$

Toto zamedzí aliasingu, teda nesprávnemu navzorkovaniu na vysokých kmitočtoch. Vzorkovacia frekvencia vychádza z kmitočtu časovača riadiaceho BBD čip a teda aj z celkového oneskorenia spracovaného signálu, pričom platí:

$$\text{oneskorenie} = \frac{N}{2f_{\text{CLK}}} \quad (2.2)$$

Kde: N = počet pamäťových stupňov

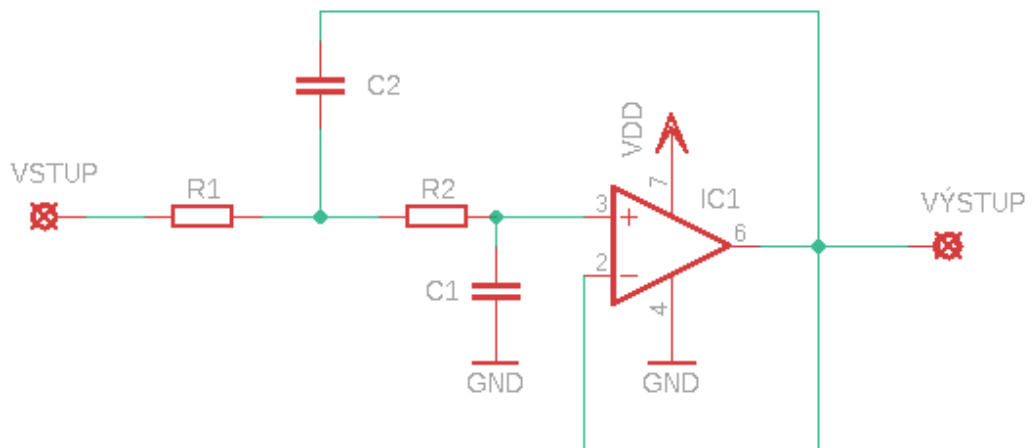
f_{CLK} = kmitočet časovača

Vychádzajúc z vedomosti, že audio signály majú frekvenčný rozsah od 20Hz do 20kHz a že oneskorenia pre efekty typu *echo* sú v rádoch stoviek milisekúnd, je nutné na vstupný signál aplikovať filter typu dolná prepusť, teda anti-aliasingový filter. Je nutné si uvedomiť, že fundamenty gitarového signálu síce spravidla neprekračujú 2kHz, avšak ich vyššie harmonické sa bez problému vyšplhajú na frekvencie, ktoré je nutné filtrovať.

Typickým prípadom je použitie jedného 4096 stupňového BBD registra pre dosiahnutie maximálneho oneskorenia 300 ms. Z toho vyplýva vzorkovacia frekvencia 6826.67 Hz a teda kmitočet vstupného signálu musí byť limitovaný na 3416.33 Hz. [1]

Vo väčšine BBD zariadení je filtrácia realizovaná zapojením Sallen-Key s použitím tranzistora alebo operačného zosilňovača [1]. Typické je použitie filtra tretieho rádu pre anti-aliasingovú filtráciu a filter tretieho rádu nasledovaný korekčným filtrom druhého rádu pre rekonštrukčný filter. Rekonštrukčný filter je, rovnako ako anti-aliasingový, filter typu dolná prepusť. Slúži na zaistenie čistej rekonštrukcie navzorkovaného signálu.

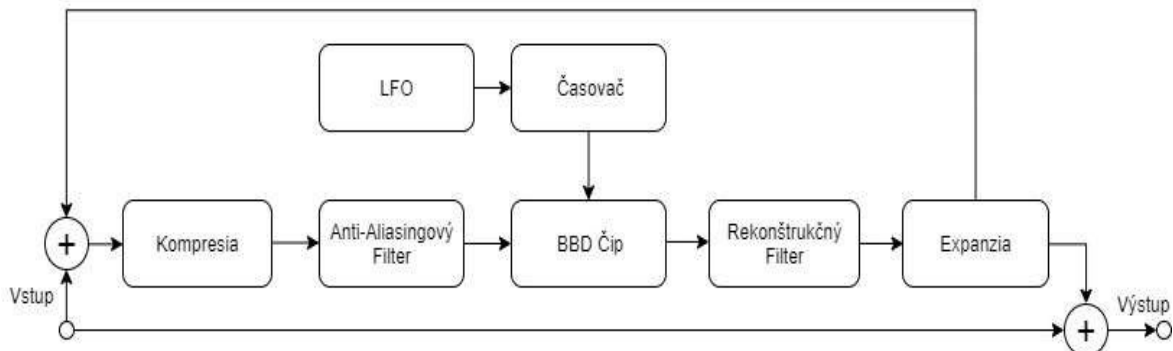
Toto má za následok drastické obmedzenie frekvenčného rozsahu výstupného signálu. Tento na prvý pohľad negatívny efekt je však cenený a často modelovaný aj v digitálnych iteráciách efektov s oneskorovacou linkou.



Obrázok 2.4 Zapojenie dolnej prepusti Sallen-Key s operačným zosilňovačom.

3 Výber vhodných obvodov

Na základe uvedených poznatkov môžeme odvodiť blokovú schému typického zapojenia BBD posuvného registra pre audio signály. Výber konkrétnych prvkov a ich realizácia priamo podliehajú našim požiadavkám na zariadenie. Problémom však je dostupnosť potrebných obvodov na trhu. Veľa z týchto obvodov už nachádza svoje využitie len vo *vintage* technike, teda v zariadeniach, ktoré sa snažia napodobiť nedokonalosti a charakteristiky zastaralých technológií. V tejto kapitole sa pokúsime o zdôvodnenie výberu daných prvkov na základe ich ceny, dostupnosti a ich kvalitatívnych vlastností.



Obrázok 3.1 Typické zapojenie BBD zariadenia.

3.1 Integrovaný obvod V3205

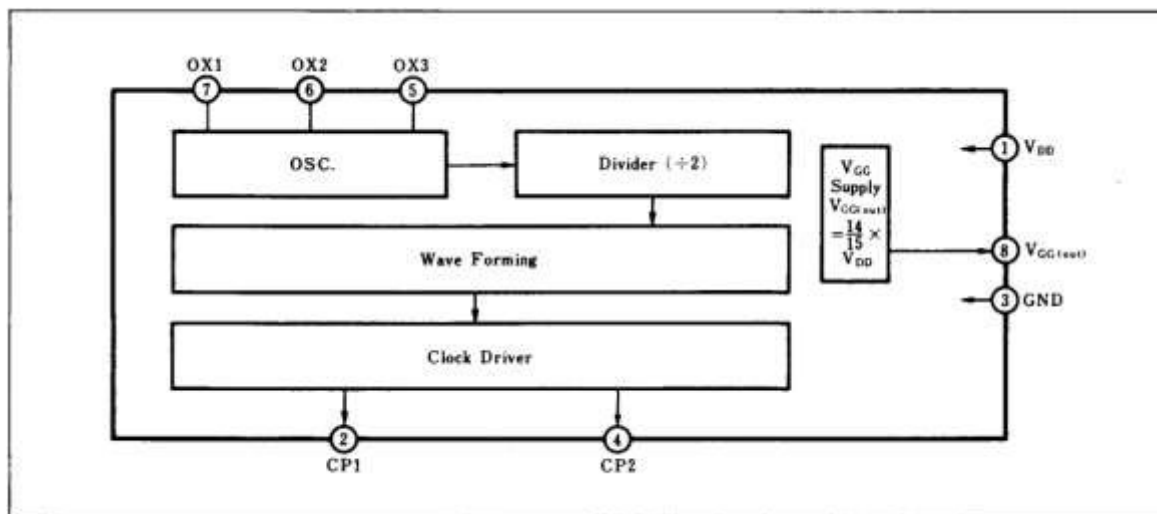
Zo vzťahov (2.1) a (2.2) vyplýva, že pre dosiahnutie dostatočného oneskorenia a súčasného zachovania kvality signálu je nutné použiť BBD obvod s veľkým počtom pamäťových segmentov. Vhodný je integrovaný obvod MN3005 alebo MN32005. Tieto obvody, pôvodne vyrábané firmou Panasonic, sú však už cez 20 rokov vyradené z produkcie. To má za následok veľmi nízku dostupnosť a vysokú cenu (často približne 50 USD za kus). Na trhu je dostupný klon MN3005 od firmy Xvive Audio. Jeho kusová cena je však stále relatívne vysoká – k 15. 10. 2020 je to 21,34 €. Pre naše účely potom zostáva jediná možnosť – klon V3205 od firmy Coolaudio. V porovnaní s čipom od Xvive má menší headroom a horšie prenosové vlastnosti, avšak veľkou výhodou pre náš projekt je menej ako štvrtinová cena.

Obvod V3205 obsahuje 4096 pamäťových segmentov, vďaka čomu je možné dosiahnuť oneskorenia 200-300 ms. V našom zariadení by sme však chceli dosiahnuť ešte vyšších hodnôt, keďže je to žiadúca vlastnosť *echo* efektov. Preto sme sa rozhodli použiť sériové zapojenie dvoch týchto čipov. Z toho plynie dvojnásobný počet pamäťových segmentov (8192), čo nám umožní dosiahnuť potrebné nižšie frekvencie časovača, bez výrazného zhoršenia kvality spracovaného signálu.

3.2 Integrovaný obvod CD4047

Na riadenie oneskorenia je nutný časovací obvod. K dispozícii sú obvody série MN31XX, ktoré sú „šité na mieru“ obvodom od Panasonicu a Xvive. Vhodný je obvod MN3101, ktorý je schopný riadiť čip s 8192 segmentami, respektíve dva čipy MN3005. Dostupnosť tohto produktu je však mizivá. Jeho činnosť však nie je úzko špecializovaná a ak sa pozrieme na jeho štruktúru, zistíme, že ide o astabilný multivibrátor (viď Obr 3.2). Túto funkciu môže zastúpiť viacero iných integrovaných obvodov. Analýzou dostupných schém efektov s podobnými vlastnosťami sme zistili, že je najčastejšie používaný čip CD4047.

Jediná výhoda použitia čipu série MN31XX je, že interne realizuje napätie V_{GG} , ktoré je potrebné pre správnu funkciu BBD čipu. Toto napätie je rovné $14/15 V_{DD}$, čo dokážeme jednoducho dosiahnuť externými obvodmi – napäťovým deličom.



Obrázok 3.2 Blokový diagram obvodu MN31XX.

3.3 Integrovaný obvod NE570

Pre zvýšenie efektivity spracovania signálu je nutná kompresia vstupného signálu a následná expanzia výstupného signálu. Je možné použiť dva oddelené integrované obvody, avšak čipy NE570 a NE571 ponúkajú obe funkcie v jednom puzdre. Obvod obsahuje dvojcestné usmerňovače a napätím riadené zosilňovače. Viac o tomto integrovanom obvode v kapitole 4.2.

3.4 Integrovaný obvod RC4558

Na účely anti-aliasingovej a rekonštrukčnej filtrácie a na vytvorenie LFO pre moduláciu oneskorenia signálu sme zvolili obvod RC4558, ktorý je vhodný pre aplikácie v zvukovej technike. Ide o duálny operačný zosilňovač, ktorý je podobný dvom obvodom $\mu A741$.

4 Návrh zariadenia

Opierajúc sa o typické zapojenia uvedené v data sheetoch integrovaných obvodov, a o dostupné schémy zapojení gitarových efektov typu *echo* využívajúcich technológiu BBD, sa budeme usilovať o návrh vlastného zariadenia, ktoré bude pracovať na uvedených princípoch.

Našimi požiadavkami sú zachovanie kvality pôvodného signálu (nízke celkové harmonické skreslenie systému a dobrý odstup signálu od šumu), dosiahnutie oneskorení v rádoch stoviek milisekúnd (ideálne do 500ms), realizácia dodatočnej modulácie oneskoreného signálu efektami *vibrato* a *chorus*.

Ďalšou dôležitou požiadavkou je možnosť napájania pomocou externého adaptéra, ale aj pomocou 9V batérie. Našou predstavou je konštrukcia užívateľsky atraktívneho a prístupného „komerčného“ produktu. Budeme sa teda snažiť aj o zachovanie menších rozmerov, zrozumiteľnosti ovládacích prvkov a jednoduchým fyzickým prístupom k nim.

4.1 Filtrácia

V našom zariadení použijeme hneď niekoľko aktívnych filtrov typu dolná prepust'. Tie budú realizované pomocou zapojenia Sallen-Key s použitím operačných zosilňovačov integrovaného obvodu RC4558. Toto zapojenie volíme z kvôli relatívnej jednoduchosti návrhu a menšej finančnej náročnosti. Aproximácia týchto filtrov je podľa Butterwortha. [4]

4.1.1 Anti-aliasingový filter

Podľa uvedených nárokov na naše zariadenie a podľa vzťahov (2.1) a (2.2) je nutné zaviesť anti-aliasingový filter typu dolná prepust' s medzným kmitočtom minimálne 4096Hz. Z praktického hľadiska však zvolíme medzný kmitočtet približne 3kHz. Postačujúci je filter tretieho rádu, teda strmosti -60dB/dek. Tretí rád filtra typu Sallen-Key dosiahneme sériovým zapojením pasívneho RC filtra prvého rádu a aktívneho filtra Sallen-Key druhého rádu. [2]

Pre pasívny RC filter platí:

$$f_c = \frac{1}{2\pi RC} \quad (4.1)$$

$$\text{Ak } C = 33 \text{ nF a } f_c = 3 \text{ kHz, tak } R = \frac{1}{2\pi C f_c} = 1607,63 \text{ } \Omega$$

Takže zvolíme odpor $R = 1,6 \text{ k}\Omega$ z radu E24.

Pre Sallen-Key filter druhého rádu platí:

$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}} \quad (4.2)$$

$$Q = \frac{\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}}{R_1 C_1 (1-K) + R_1 C_2 + R_2 C_2} \quad (4.3)$$

Pričom podľa Butterwortha

$$Q = 1$$

$$f_c = 1,272 * 3kHz$$

Zvolíme teda kondenzátory radu E6: $C_1 = 10 \text{ nF}$ a $C_2 = 2,2 \text{ nF}$.

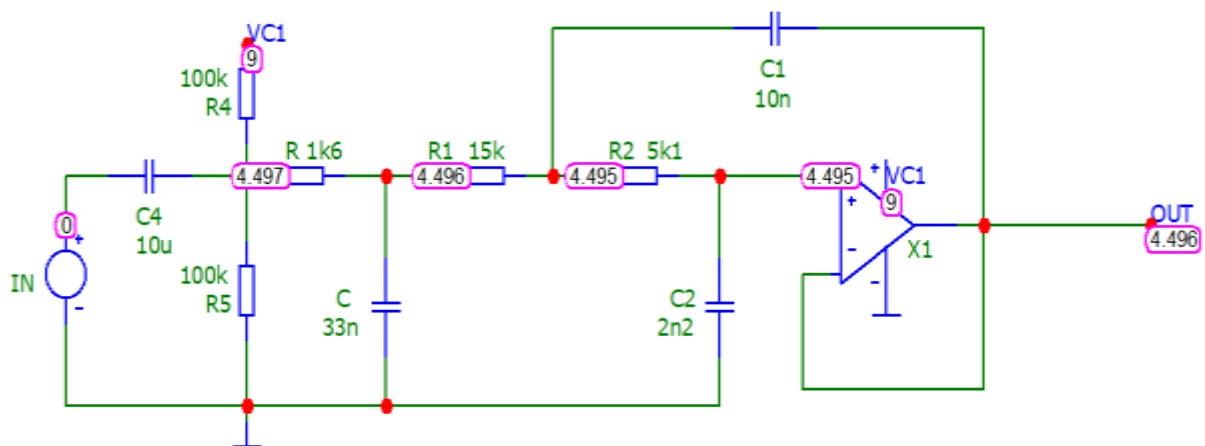
Z toho platí:

$$R_1 R_2 = \frac{1}{(2\pi f_c)^2 C_1 C_2} = 79,07 * 10^{-6}$$

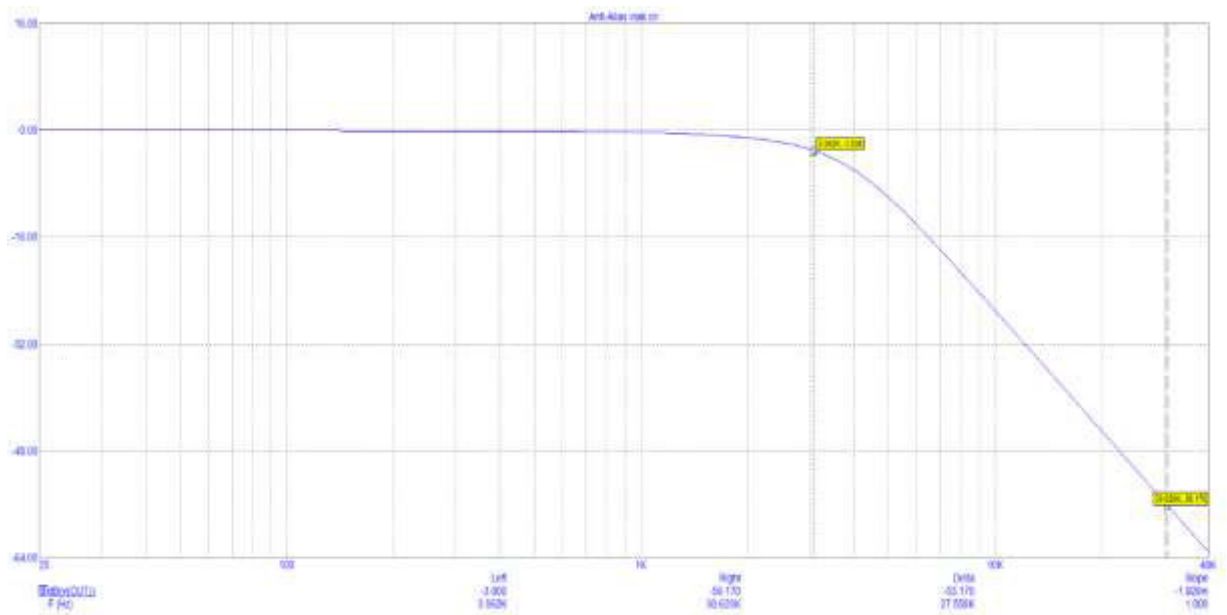
Ak zvolíme $R_1 = 15 \text{ k}\Omega$, tak $R_2 = 5271,20 \Omega$

Vyberieme teda $R_2 = 5,1 \text{ k}\Omega$ z radu E24

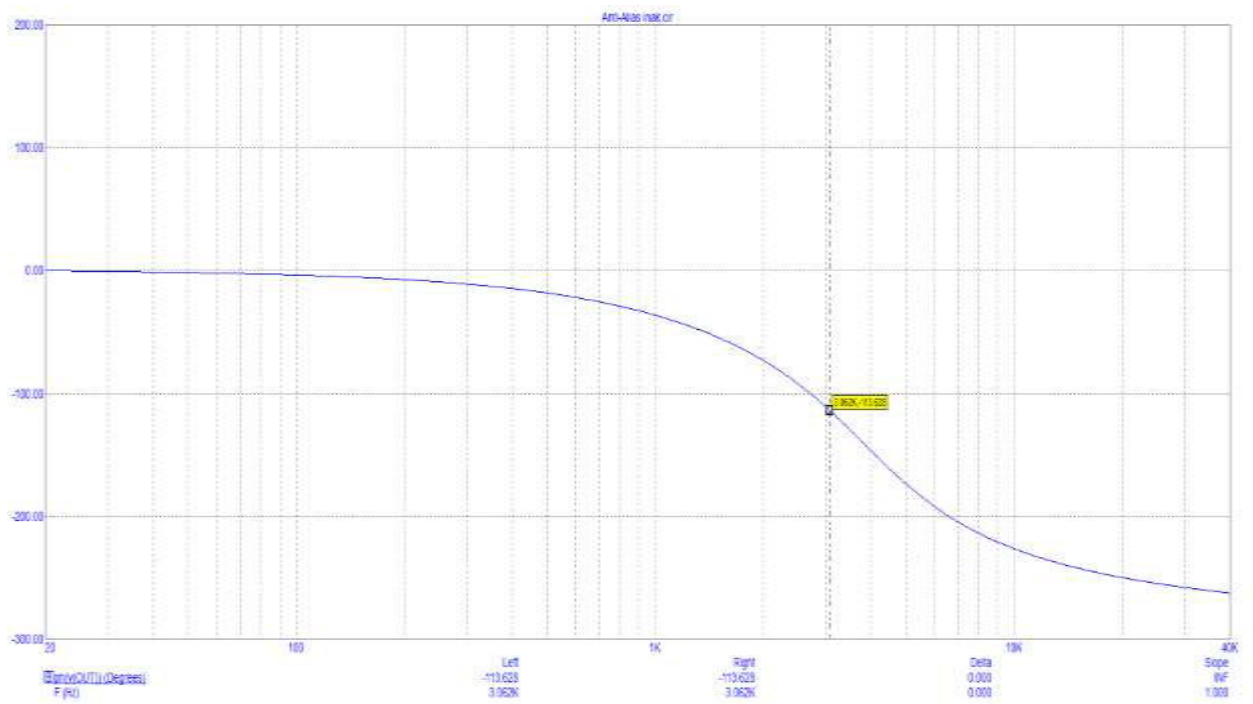
Na schéme zapojenia (vid' obr. 4.1) pre simuláciu pôsobia R_4 a R_5 ako napäťový delič na napätie $\frac{V_c}{2}$, keďže používame unipolárne napájanie operačného zosilňovača. C_4 je blokovací kapacitor.



Obrázok 4.1 Zapojenie anti-aliasingového filtra.



Obrázok 4.2 Frekvenčná charakteristika anti-aliasingového filtra.

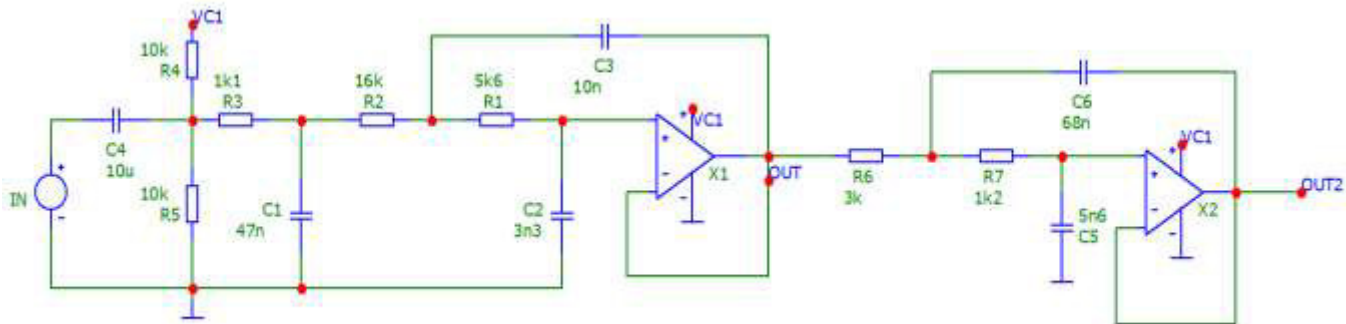


Obrázok 4.3 Fázová charakteristika anti-aliasingového filtra.

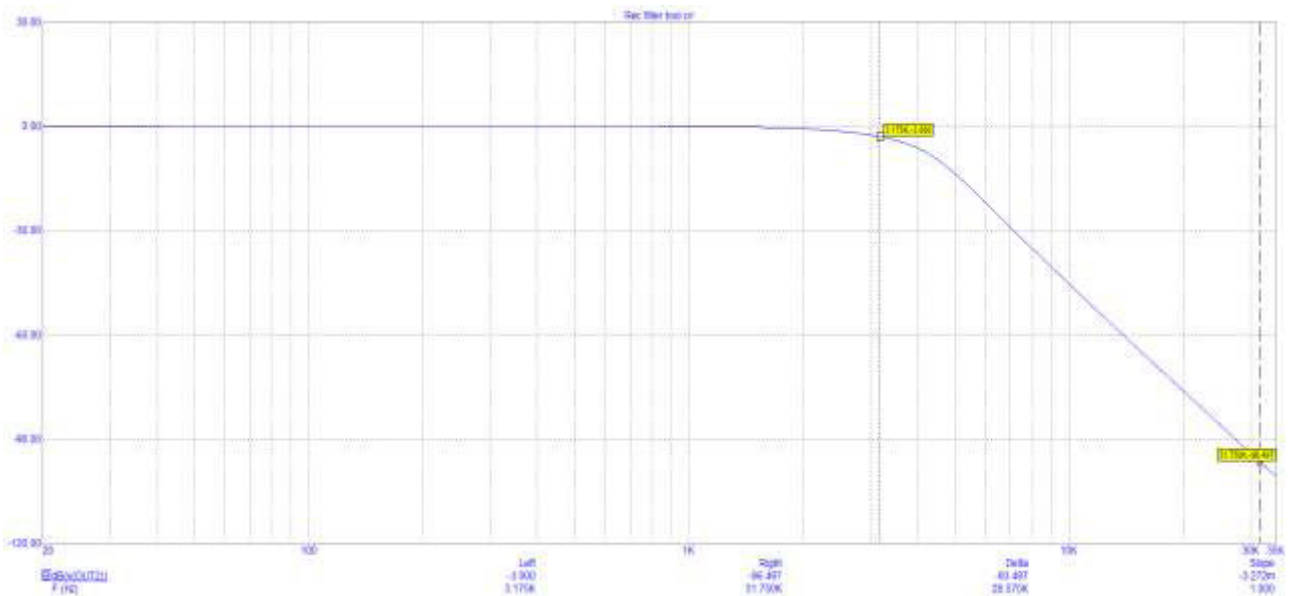
4.1.2 Rekonštrukčný filter

Keďže výstupom BBD zariadenia sú diskrétné hodnoty, je nutné odfiltrovať vyššie frekvencie, aby sme dosiahli spojité signály, bez aliasingu [2]. Taktiež je nutné si uvedomiť, že na výstupný signál preniká hodinový impulz z časovača, riadiaceho oneskorenie. Toto je nebezpečné hlavne pri vysokých hodnotách oneskorenia, kedy v našom zariadení kmitočet tohto signálu spadne na približne 8kHz. Preto sú nároky na rád filtra vyššie než pri anti-aliasingovom filtri. Filter zostrojíme ako filter piateho rádu, kombináciou pasívneho RC filtra prvého rádu a dvoch aktívnych filtrov druhého rádu, aproximáciou podľa Butterwortha a s využitím zapojenia Sallen-Key.

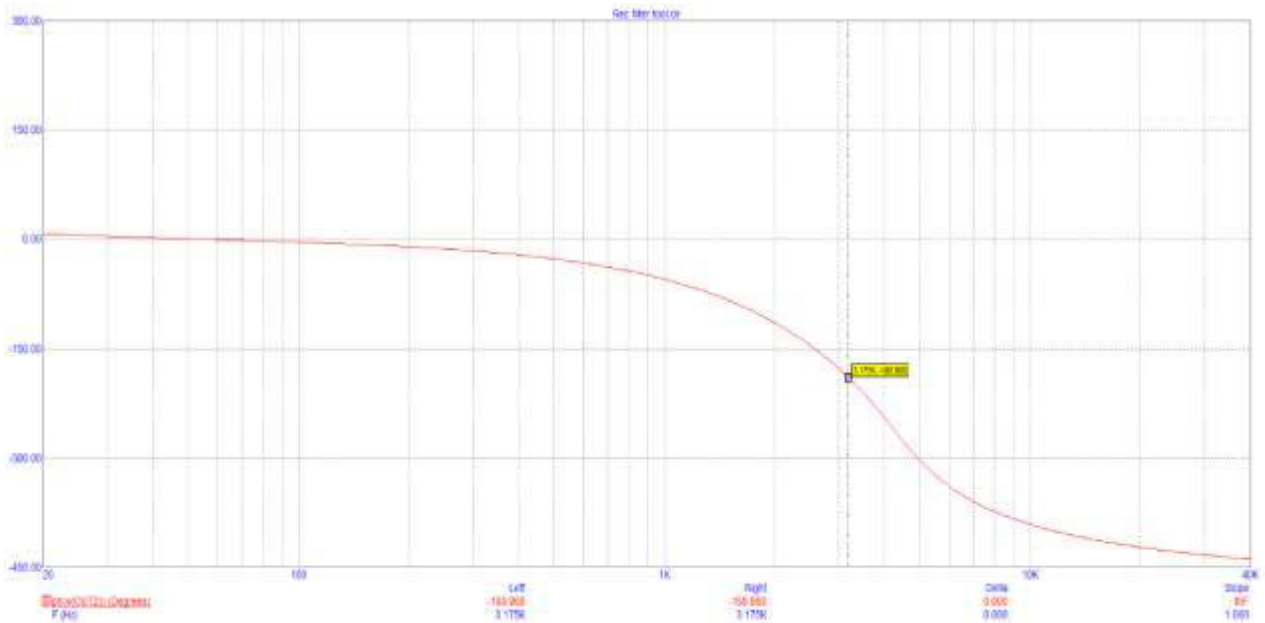
Podobným postupom ako pri anti-aliasingovom filtri navrhne hodnoty komponentov.



Obrázok 4.4 Zapojenie rekonštrukčného filtra.



Obrázok 4.5 Frekvenčná charakteristika rekonštrukčného filtra.



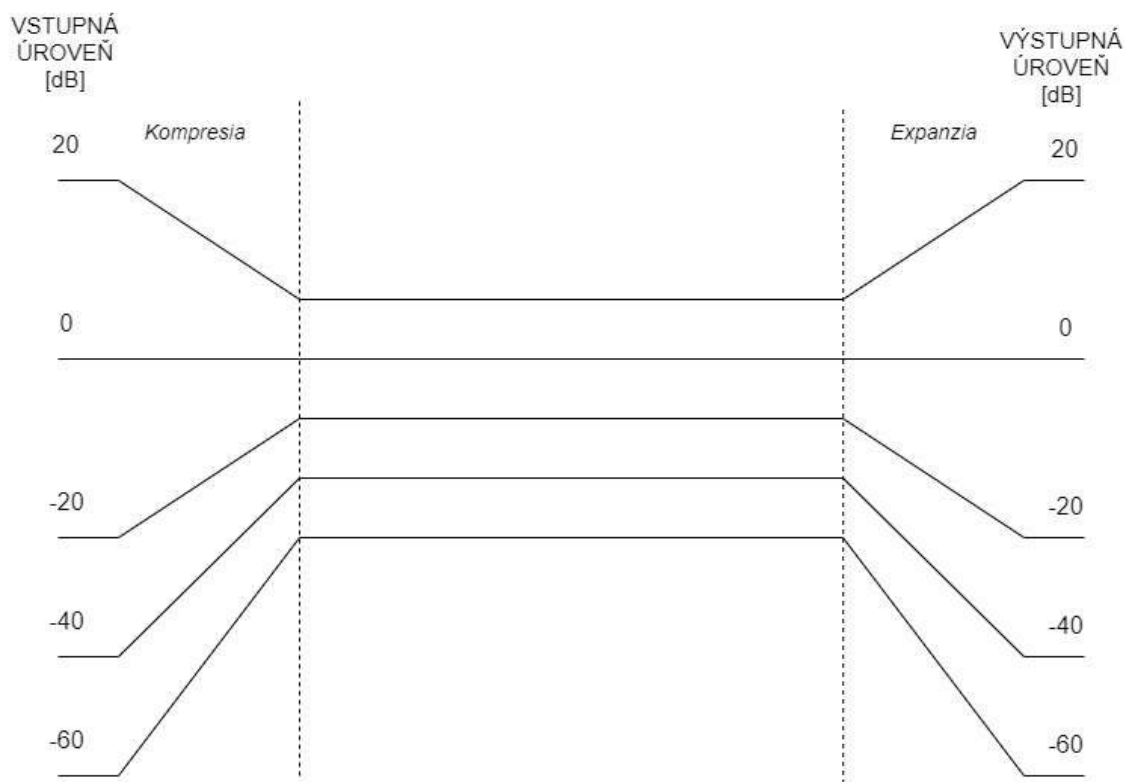
Obrázok 4.6 Fázová charakteristika rekonštrukčného filtra.

4.2 Dynamická úprava signálu

Keďže naše zariadenie navrhujeme pre spracovanie signálu elektrickej gitary, musíme brať do úvahy aj dynamický charakter vstupného signálu. V závislosti od štýlu hry, od typu snímača a od nastavenia potenciometrov na nástroji sa môže užitočný výstupný signál elektrickej gitary pohybovať medzi 60 mV_{pp} a $1,5 \text{ V}_{pp}$. Pre zachovanie vysokého odstup signálu od šumu na výstupe BBD je vhodné pomocou kompresie znížiť dynamický rozsah tohto signálu. Tým docielime to, že aj signály nižšej úrovne budú korektne spracované v oneskorovacej linke. Avšak dynamika je v hudobnom signáli dôležitá a je nežiaduce, aby sme obmedzili dynamickú úroveň. Preto je vhodné zaviesť na výstupe expanziu, pomocou ktorej opäť rozšírime dynamický rozsah. Týmto dosiahneme podstatne lepší odstup od šumu a zároveň zachováme dynamické kvality signálu.

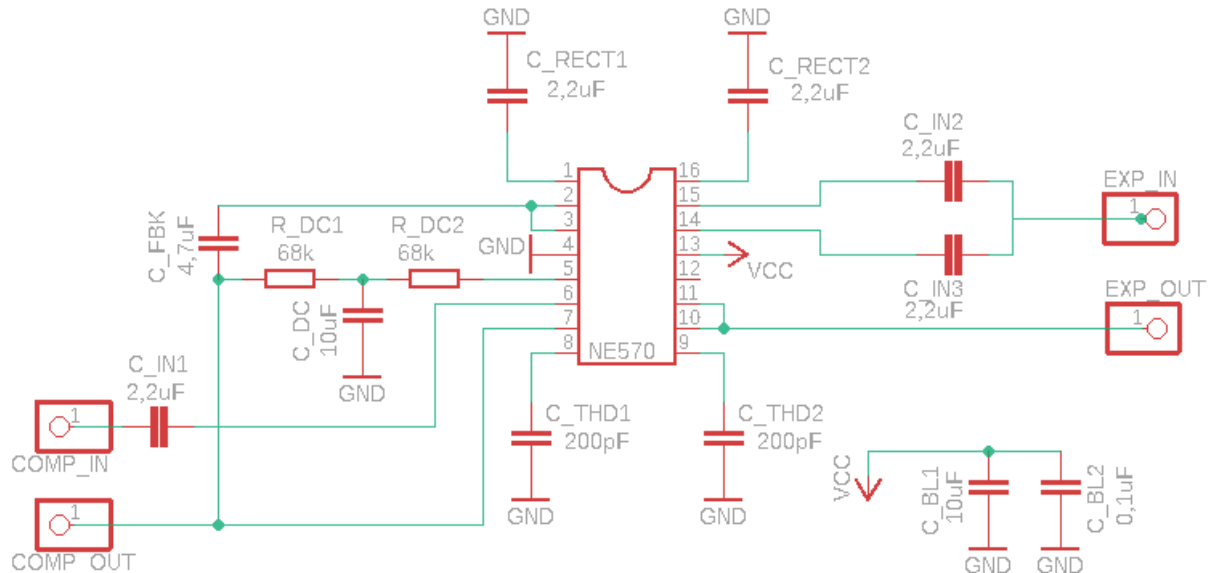
Realizácia týchto efektov je možná samostatnými obvodmi, avšak na trhu existujú praktické integrované obvody NE570. V minulosti boli využívané pre úpravu signálov v telefónnych systémoch pre zlepšenie SNR. Boli navrhnuté pre použitie s unipolárnym napájaním, čo je pre náš projekt výhodné. Tento integrovaný obvod vykoná kompresiu a expanziu v pomere 2:1 (respektíve 1:2) (viď obr. 4.7).

Obvod obsahuje dva bloky, ktoré pracujú na princípe dvojcestného usmerňovača, ktorý pomocou ovládacieho prúdu I_G ovláda zosilnenie variabilného zosilňovača. Prúd I_G je pred vstupom na variabilný zosilňovač priemerovaný pomocou externého kapacitora C_{RECT} . Hodnota tohto kapacitora je priamo úmerná rýchlosti reakcie usmerňovača (teda *attack*). Avšak s nízkou kapacitou dochádza k nedostatočnej filtrácii na nízkych frekvenciách a zapríčiňuje harmonické skreslenie. Vo variabilnom zosilňovači je zabudovaný kompenzačný obvod, ktorý zaručuje nezávislosť na teplote a zároveň odrušuje nepárne harmonické skreslenie. Jediné skreslenie, ktoré integrovaný obvod spôsobuje je teda na párnych harmonických a je možné ho kompenzovať pomocou externých kondenzátorov C_{THD} . V stavbe integrovaného obvodu nasleduje operačný zosilňovač, na ktorého neinvertujúci vstup je privedené referenčné napätie U_{REF} . Na invertujúci vstup je potom privedený výstup variabilného zosilňovača a pin na pripojenie externého obvodu. Zosilnenie je možné realizovať výhradne pomocou interných rezistorov R_3 a R_4 . [12]



Obrázok 4.7 Kompresia a expansia obvodu NE570.

Na obrázku 4.8 je vidieť základné zapojenie pre komandér [12], na ktorom budeme stavať pri našom návrhu. Pre zapojenie expandéra je vstupný signál privádzaný zároveň na usmerňovač a variabilný zosilňovač. Kondenzátory C_{IN} slúžia na odstránenie jednosmernej zložky.



Obrázok 4.8 Základné zapojenie obvodu NE570.

Pre zosilnenie platí:

$$G = \left(\frac{2R_3 U_{IN}(Avg.)}{R_1 R_2 I_B} \right)^2 \quad (4.4) [12]$$

Pričom $I_B = 140 \mu A$

Zapojenie kompresora je v podstate expandér zapojený v spätnej väzbe operačného zosilňovača. Variabilný zosilňovač zabezpečuje len striedavú zložku spätnej väzby, takže je nutné priviesť jednosmernú zložku cez rezistory R_{DC} a kondenzátor C_{DC} . Pričom pre jednosmernú zložku výstupu platí:

$$U_{OUT_DC} = \left(1 + \frac{R_{DC1} + R_{DC2}}{R_4} \right) U_{REF} \quad (4.5) [12]$$

Pričom $R_4 = 30 \text{ k}\Omega$

$U_{REF} = 1,8 \text{ V}$

Pre zosilnenie platí:

$$G = \left(\frac{R_1 R_2 I_B}{2R_3 U_{IN}(Avg.)} \right)^2 \quad (4.6) [12]$$

4.3 Nízko-frekvenčný oscilátor (LFO)

Keďže v našom zariadení budeme realizovať súčasne efekt *delay* a jeden z efektov *chorus/vibrato*, je nutné vytvoriť obvod, ktorý bude modulovať dobu oneskorenia signálu. Toto je dané charakterom a spôsobom vytvorenia efektov *chorus/vibrato*.

Riešením je nízkofrekvenčný oscilátor, zapojený do vetvy určujúcej dobu oneskorenia na integrovanom obvode časovača. Tento obvod je možné vytvoriť spravidla dvomi zapojeniami a to zapojením astabilného multivibrátora a integrátora alebo zapojením Shmittovho klopného obvodu a integrátora. Pre naše použitie je vhodnejšia prvá možnosť, keďže pri schmittovom klopnom obvode je nutný komparátor s hysterézou, teda ďalšia položka na našom nákupnom liste. Pre vytvorenie LFO použijeme v našom zariadení dva operačné zosilňovače integrovaného obvodu RC4558.

Zapojenie je inšpirované dostupnou schémou obvodu Electro Harmonix Deluxe Memory Man. [13]

4.3.1 Astabilný multivibrátor

Táto časť obvodu slúži na vytvorenie obdĺžnikového priebehu so striedou 50%. Operačný zosilňovač je pre aplikácie s nízkymi frekvenciami výstupného signálu výhodný (pre aplikácie s vyššími frekvenciami je vhodnejší komparátor, z dôvodu rýchlejšieho nábehu) [7].

Podstatným parametrom je dĺžka periódy tohto signálu, ktorá bude určovať kmitočet výsledného modulačného signálu a teda rýchlosť modulácie, tzv. *rate*. Dĺžka periódy je priamo úmerná časovej konštante τ a teda hodnotám R_1 a C_2 , respektíve C_3 .

Platí:

$$T = \frac{R_5}{R_6} 4R_1 C_n \quad (4.7) [6]$$

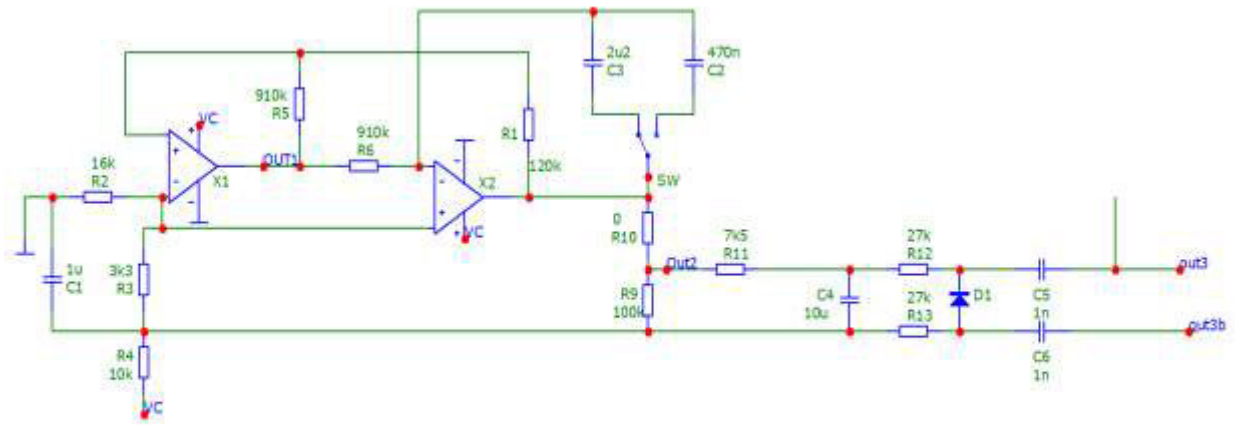
V návrhu volíme $R_5 = R_6$. Chceme dosiahnuť pre moduláciu typu *chorus* frekvenciu 1Hz a volíme $C_3 = 2.2 \mu\text{F}$, potom zo vzťahu $R_1 = 113636,4 \Omega$. Volíme teda odpor 120 k Ω z radu E24.

Pre moduláciu typu *vibrato* chceme dosiahnuť frekvenciu 5 Hz. Zo vzťahu vyplýva $C_2=520 \text{ nF}$. Volíme najbližšiu nižšiu hodnotu z radu E6, teda 470 nF.

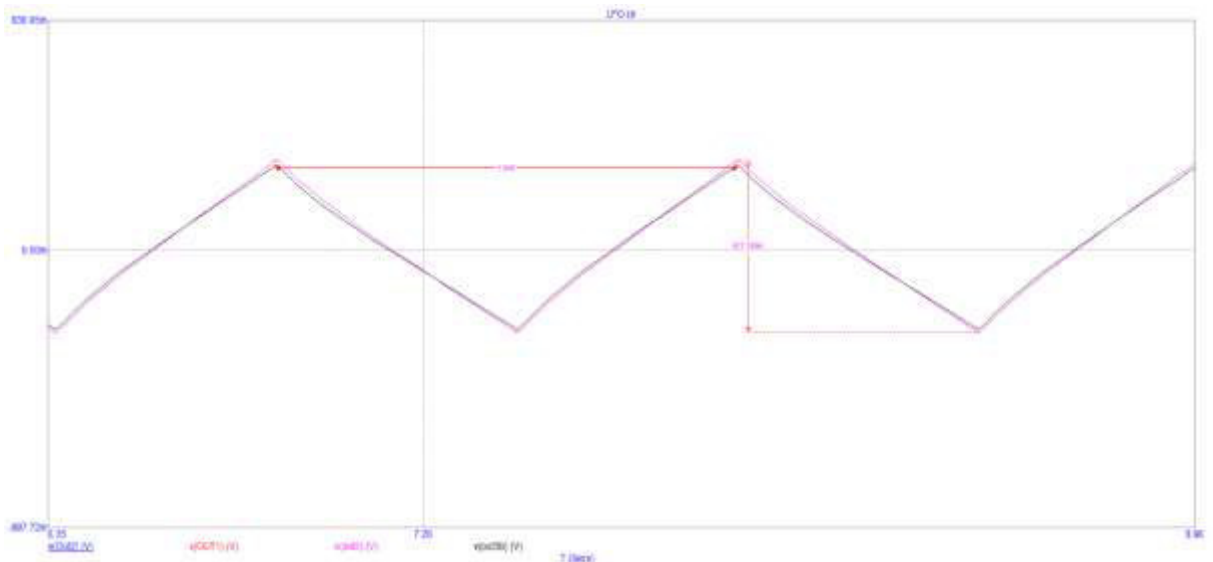
4.3.2 Integrátor

Táto časť obvodu vytvorí zo štvorcového priebehu astabilného multivibrátora trojuholníkový priebeh. Dôležitý parameter je amplitúda výstupného signálu, keďže určuje hĺbku modulácie, teda *depth*. Tú budeme na výstupe integrátora korigovať pomocou potenciometra, ktorý predstavujú rezistory R_9 a R_{10} . Spolu s R_{11} nám celkový rozsah $107,5\text{ k}\Omega$ poskytne široké spektrum modulácie.

Výstupný trojuholníkový priebeh je privedený na piny R, C a RC common na časovači CD4047. V zapojení na obr. 4.9 slúžia na synchronizáciu týchto priebehov rezistory R_{12} a R_{13} , kapacitor C_4 a dióda D_1 . Na odstránenie jednosmernej zložky sú použité kondenzátory C_5 a C_6 .



Obrázok 4.9 Zapojenie LFO.



Obrázok 4.10 Trojuholníkový priebeh LFO.

4.4 Časovač

Azda najdôležitejšia časť zariadenia (okrem samotného BBD) je časovač, ktorý bude vysielat' nepretržitý časovací signál, ktorý bude spúšťať jednotlivé pamäťové segmenty BBD čipu a teda riadiť dĺžku oneskorenia, ktorá v zariadení vznikne.

BBD čip V3205 vyžaduje dva rovnaké, navzájom invertované časovacie signály. Toto je pomocou čipu CD4047 dosiahnuteľné veľmi ľahko zapojením externého rezistora a kondenzátora. Rezistor R je pripojený medzi pin 2 (R – Timing) a pin 3 (RC Common) a kapacitor C medzi pin 1 (C – Timing) a pin 3 (RC Common). Časovacie signály budú vysielané na pinoch 10 a 11 a pre ich frekvenciu platí:

$$f = \frac{1}{4,4RC} \quad (4.8) [9]$$

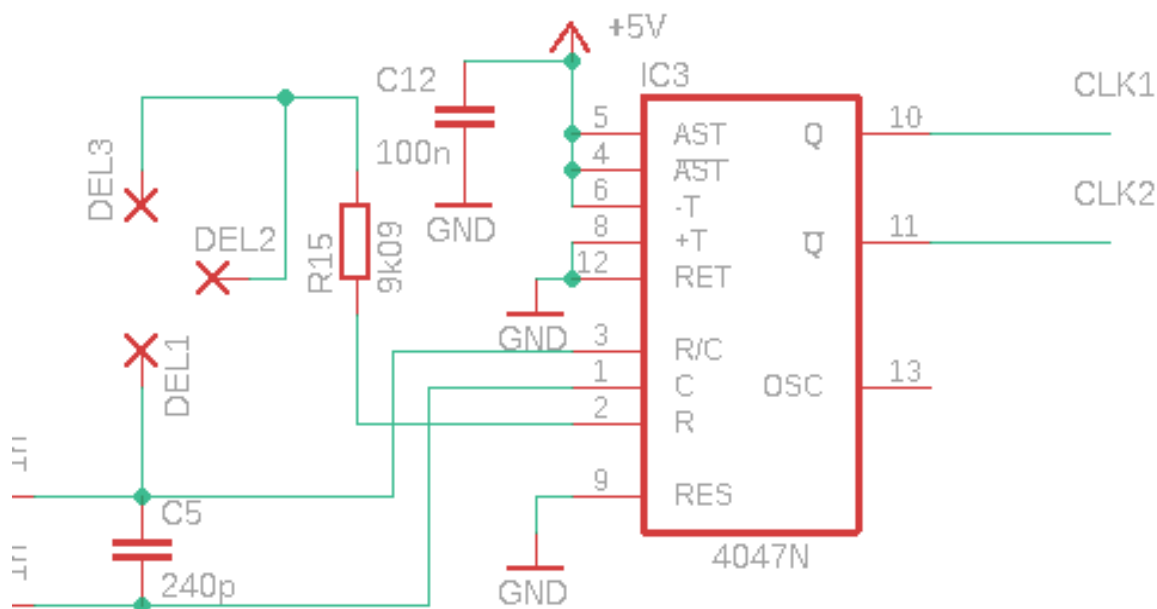
Ak chceme dosiahnuť minimálne oneskorenie približne 35ms (pre vytvorenie efektu *slapback*) a maximálne oneskorenie približne 500ms, okrajové frekvencie časovacieho signálu budú:

$$f_{\min} = 8192 \text{ Hz} , f_{\max} = 117,028 \text{ kHz (podľa vzťahu 4.8)}$$

Pre presnosť použijeme kondenzátor 240 pF z radu E24 (tolerancia 5%).

Použitím odporu 9,09 k Ω z radu E48 a lineárneho potenciometra 100 k Ω dosiahneme rozsah frekvencií približne $f_{\min} = 8680 \text{ Hz}$, $f_{\max} = 104,177 \text{ kHz}$, teda oneskorenia približne 472 ms až 39 ms.

Na obr. 4.11 môžeme vidieť zapojenie obvodu CD4047. Svorky DEL predstavujú plochy pre vývody potenciometra 100 k Ω . Kondenzátor C_{12} slúži ako blokovací kondenzátor.



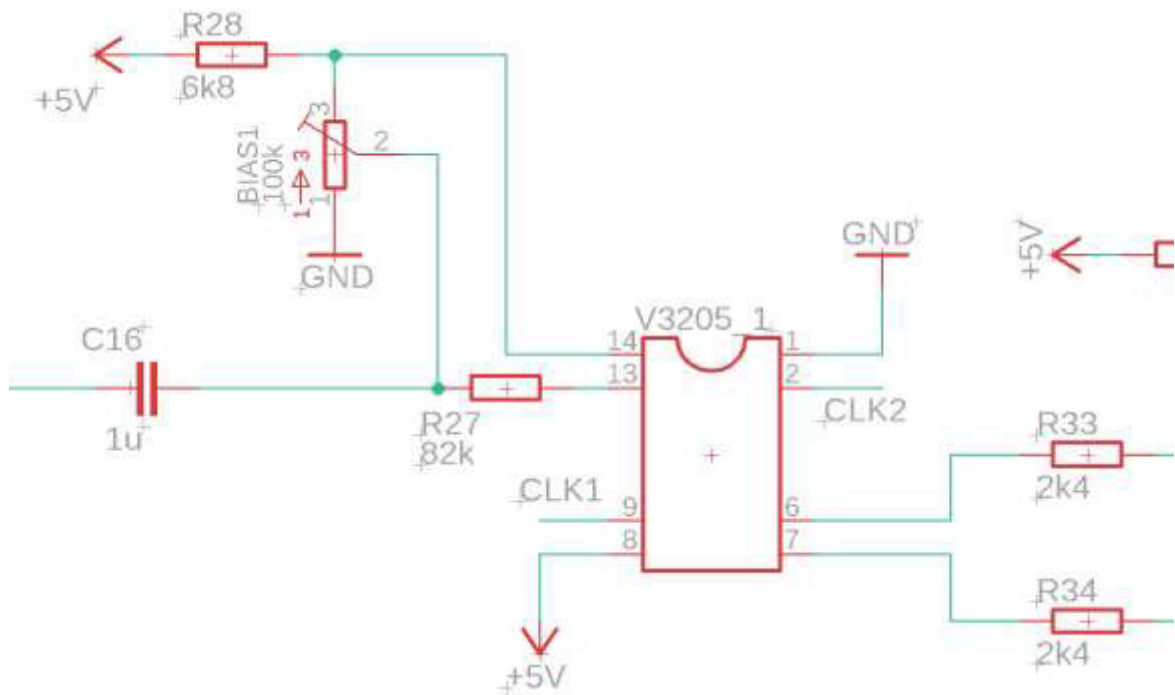
Obrázok 4.11 Zapojenie časovacieho obvodu.

4.5 Obvody pre kalibráciu čipu V3205

Keďže BBD čip V3205 je napájaný nesymetricky, je nutné pre čisté spracovanie signálu správne nastaviť pracovný bod, teda tzv. DC Bias. Keďže náš návrh využíva dva integrované obvody V3205, je nutné tento úkon robiť pre každý čip samostatne.

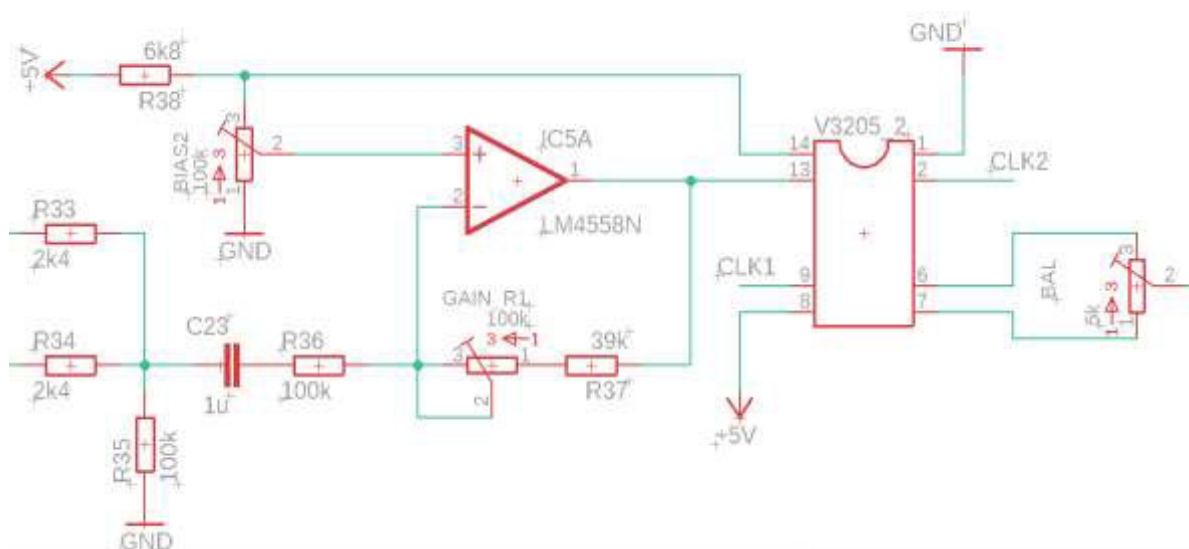
V prípade prvého obvodu DC bias vytvárajú rezistor R_{27} a trimmer BIAS1 (viď obr. 4.12), ktoré tvoria napäťový delič pripojený na napájacie napätie +5 V. Na pin 14 je privádzané napätie $V_{GG} = \frac{14}{15} V_{DD} = 4,667 V$, čo je stanovené v datasheete obvodu [10].

Signál spracovaný prvým BBD čipom je rozdelený na dve polvlny, ktoré sú privedené na dva samostatné výstupy (pin 6 a pin 7). Tie sú privedené cez rezistory R_{33} a R_{34} k ďalšiemu stupňu oneskorovacej linky.



Obrázok 4.12 Zapojenie prvého obvodu VC3205.

Pre druhý stupeň oneskorovacej linky je DC biasing realizovaný pomocou trimmra BIAS2 a neinvertujúceho vstupu operačného zosilňovača IC5A (viď obr. 4.13). Zároveň invertujúci vstup tohto zosilňovača slúži ako zosilňovač pre posilnenie signálu z predchádzajúceho stupňa, čím sa kompenzujú straty na amplitúde signálu. Toto zosilnenie ovláda trimmer GAIN_R1. Vstup je opäť privedený na vstupný pin a na pin V_{GG} je opäť privedené potrebné napätie, podobne ako pri predchádzajúcom stupni. Výstupom sú opäť dva uzly, tentokrát však zapojené na potenciometer BAL, pomocou ktorého je nutné správne nastaviť pomer týchto signálov tak, aby boli čo najvyrovnanejšie a teda aby výsledný signál bol čo najčistejší. Následne je opäť pripojený na invertujúci zosilňovač s trimmrom GAIN_R2 na kompenzáciu strát signálu v druhom stupni oneskorovacej linky.

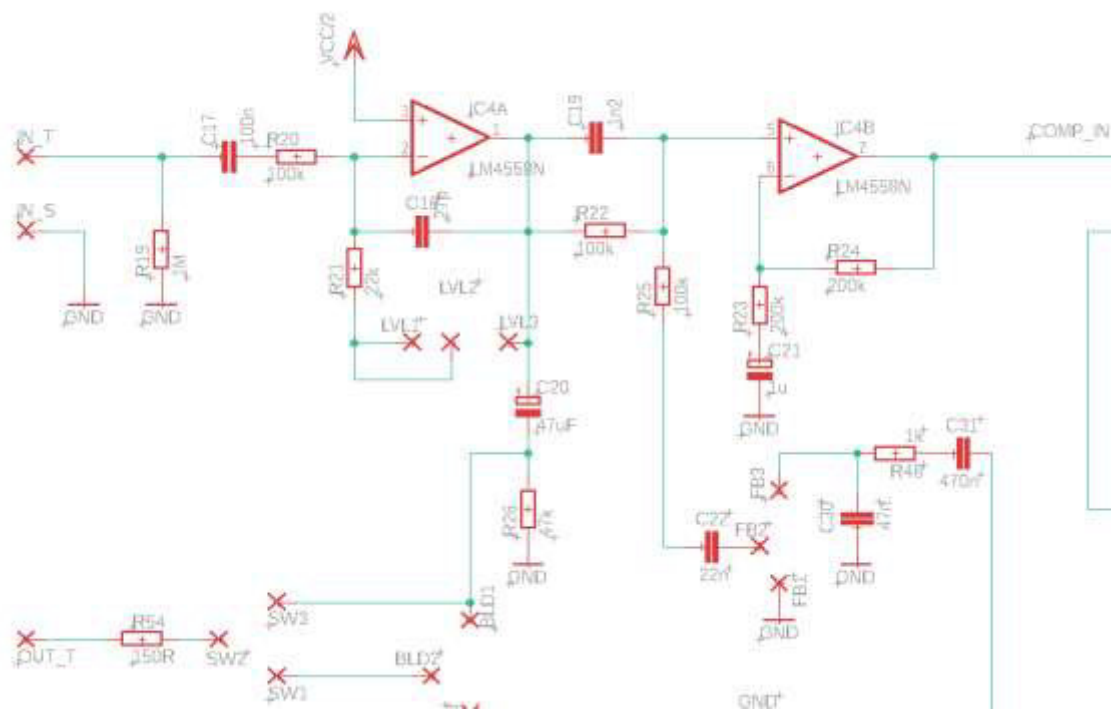


Obrázok 4.13 Zapojenie druhého obvodu VC3205.

4.6 Vstupné a výstupné obvody

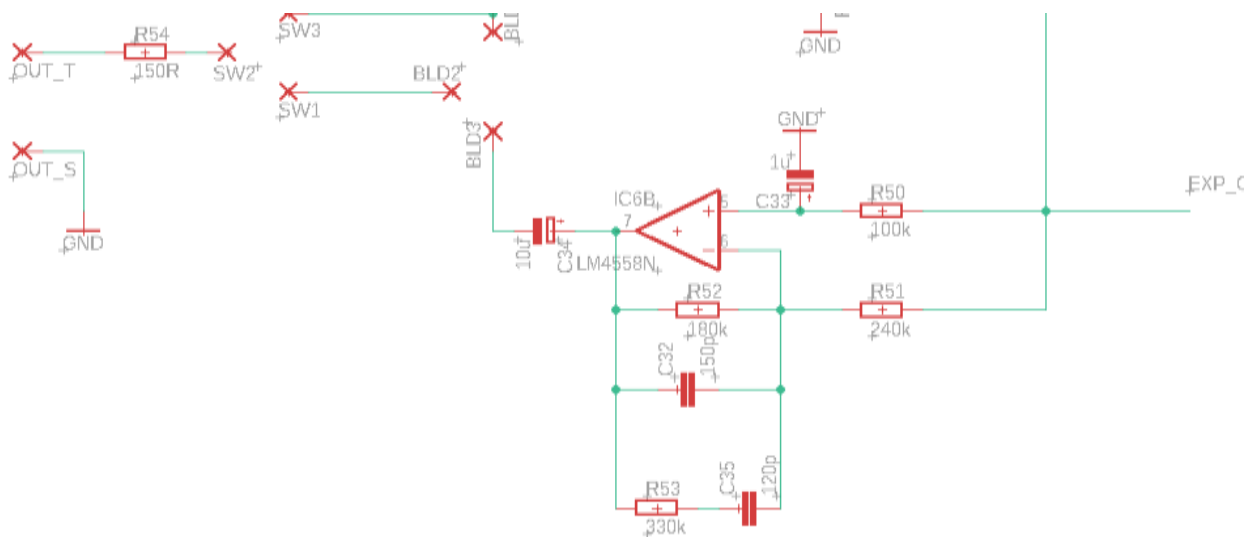
Na vstup pre TS jack je pripojený rezistor R19, ktorý slúži ako jednoduchá ochrana pred „lupnutím“ pri pripájaní konektora. Za ním nasleduje operačný zosilňovač, ktorý slúži ako inverujúci zosilňovač gitarového signálu s nastaviteľným zosilnením. Zosilnenie je nastavované pomocou potenciometra LVL 500 kA. Je vhodné, aby tento potenciometer mal logaritmický priebeh, keďže ľudské ucho vníma hlasitosť logaritmicky. Pre hodnotu 500 k Ω takto dosiahneme približne päťnásobné zosilnenie. Zosilňovač je vybavený aj kondenzátorom C₁₈ s hodnotou 27 pF. Ten obmedzuje vrchnú hranicu frekvenčného spektra zosilňovača a zamedzuje jeho rozkmitaniu. (vid' obr. 4.13)

Výstup operačného zosilňovača je cez väzobný kapacitor C₁₉ privádzaný na napäťový sledovač, z ktorého signál pokračuje na obvody komandéra. Zároveň je výstup zosilňovača privedený ako „priama vetva“ na výstup, respektíve na hlavný prepínač zariadenia a na potenciometer BLD, ktorý blenduje – zmiešava efektovaný signál s priamou vetvou. Takýto mixovací potenciometer je lepšie voliť lineárny – volíme 10 k Ω . Na vstup spomínaného napäťového sledovača je privedený efektovaný signál cez potenciometer FBK. Toto zabezpečuje možnosť feedbacku – spätnej väzby. Vďaka tomu je možné produkovať viaceré opakovania jedného impulzu vstupného signálu. Ich množstvo je definované útlmom, ktorý kontroluje práve potenciometer FBK. Pre lepšie rozlíšenie volíme logaritmický potenciometer 10 k Ω . Je dôležité, aby mal potenciometer vyššie rozlíšenie na začiatku priebehu. To nám totiž dovolí nastaviť počet opakovaní na jedno, dve, tri, atď. Pri viacerých opakovaniach (napr. 10) už nie je nutné nastavovať tak presne. V krajnej polohe sa potom vieme dostať do nekonečnej spätnej väzby. Táto zdanlivo nežiaduca vlastnosť je však hudobne hodnotná a použiteľná a mnohými entuziastmi milovaná.



Obrázok 4.14 Vstupné obvody.

Vo výstupných obvodoch je signál z výstupu expandéra privádzaný na potenciometer FBK a na operačný zosilňovač. Jeho úlohou je ďalej filtrovať signál filtrom typu dolná prepusť a slúžiť ako tvrdý zdroj pre samotný výstup. Jeho výstupný pin je cez blokovací kapacitor pripojený na potenciometer BLD, cez ktorý sa pri prepnutí hlavného spínača dostáva blendovaný signál na výstupný konektor. (viď obr. 4.15)



Obrázok 4.15 Výstupné obvody.

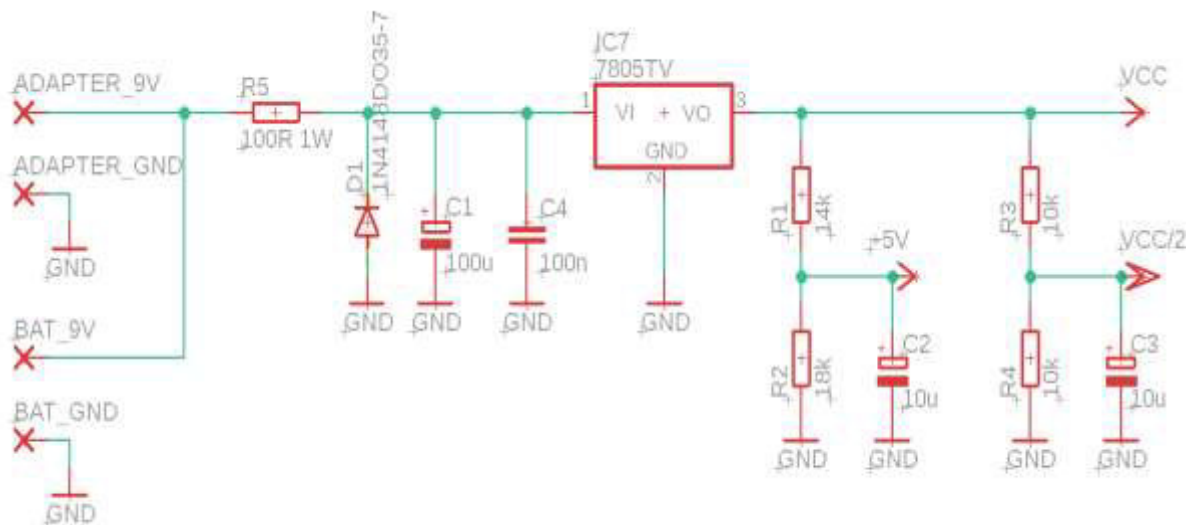
4.7 Napájací blok

Pre integrované obvody je v našom zariadení potrebných niekoľko rôznych úrovní jednosmerného napájacieho napätia, menovite +4,5 V, +5 V a +9 V. Preto je nutné navrhnuť napájací blok, kde tieto napätia odvodíme a odkiaľ ich budeme privádzať do jednotlivých aktívnych komponentov.

Ako spôsob napájania sme sa rozhodli použiť 12V DC sieťový adaptér. Dôvodom je lepšia stabilita v kombinácii so stabilizátorom napätia 7809. Pri prototypovaní a meraní sme zistili, že napájanie z 9V batérie alebo 9V DC adaptéra nie je schopné spoľahlivo dodať potrebnú hodnotu napätia a teda na hlavnej 9V vetve klesá až k 8V. Toto narúša správnu funkčnosť niektorých obvodov a znižuje saturačnú úroveň operačných zosilňovačov, ktorá už tak nie je veľmi vysoká.

Z dôvodu napájania z externého adaptéra neznámej kvality je tiež vhodné použiť stabilizátor napätia na +9V DC. Pre odvodenie napätí +4,5 V a +5 V sme použili dva jednoduché napäťové deliče s rezistormi.

Ďalej sme použili diódu 1N4148 v závernom smere, pre ochranu pred opačnou polaritou napájacieho napätia. Taktiež sme do napájacieho bloku, podľa konštrukčných zásad [11] zaradili blokovacie kapacity, pre kompenzáciu krátkodobých zmien prúdového odberu v zariadení. (viď obr. 4.16)



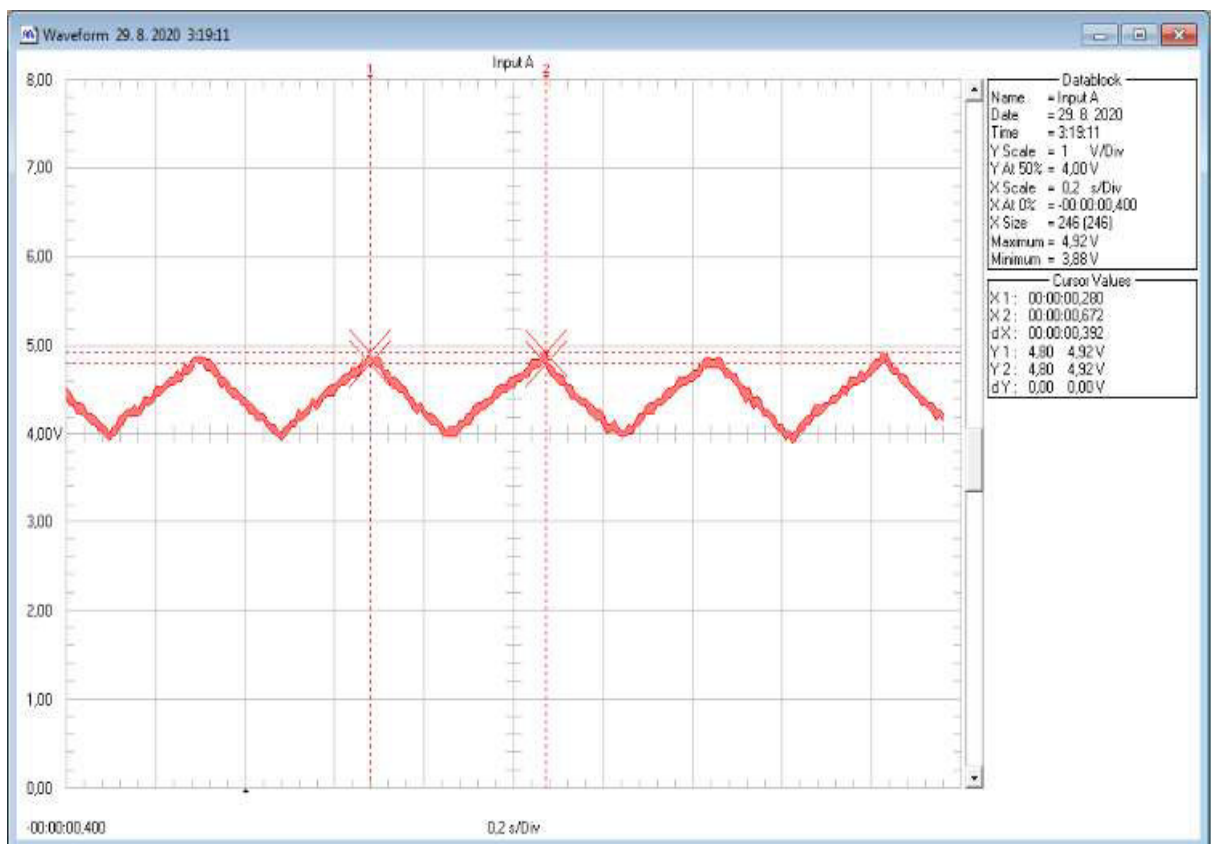
Obrázok 4.16 Napájací blok.

5.2 Nízkofrekvenčný oscilátor (LFO)

Pre realizáciu modulácie oneskorenia (teda efektu chorus a vibrato) použijeme LFO na základe zapojenia operačných zosilňovačov ako astabilný multivibrátor a integrátor. Pre meranie sme použili hodnoty rezistorov čo najbližšie k hodnotám v návrhu. Pre časť obvodu riadiacu frekvenciu oscilátora sme použili sériovú kombináciu rezistorov 100 k Ω a 20 k Ω . Ďalej sme použili kapacitor s nameranou hodnotou $C = 0,818 \mu\text{F}$.

Potom podľa rovnice (4.7) je predpokladaná dĺžka periódy signálu $T=0,39264 \text{ s}$. Nameraná hodnota (viď obr. 5.2) je 0,392 s, takže náš obvod odpovedá očakávaniam.

Nameraný signál obsahuje jednosmernú zložku približne 4,5V, ktorá bude pred privedením na časovací obvod odfiltrovaná. Amplitúda tohto signálu bude taktiež pred privedením kontrolovaná potenciometrom a na základe jej hodnoty sa bude meniť hĺbka modulácie.



Obrázok 5.2 Trojuholníkový priebeh LFO.

6 Návrh a zostrojenie DPS

Na základe našich požiadaviek na zariadenie sme stanovili kritériá pre dosku plošných spojov, a to konkrétne:

- Čo možno najmenšie rozmery, dobrý odstup signálu od šumu, minimalizácia útlmu signálu, minimalizácia vplyvu parazitných vlastností, potlačenie presluchoch.
- Pre dosiahnutie týchto kritérií je nutné dodržiavať konštrukčné zásady [11], ako napríklad:
Skrátenie paralelných spojov, celkové skrátenie spojov, použitie širších spojov pre dôležité signály, obmedzenie ostrých uhlov spojov, umiestnenie blokovacích kondenzátorov blízko puzdra IO s krátkym spojom, atď.

6.1 Výber komponentov

Pri výbere súčiastok sme dbali na minimalizáciu rozmerov, avšak súčasne sme sa snažili zachovať rozmery, ktoré sú relatívne ľahko pájkovateľné rukou. Volili sme teda pre pasívne komponenty SMD puzdrá 1206 a 0805 podľa momentálnej dostupnosti a doby dodania obchodníkom Farnell a GM Electronics.

V drôtovom prevedení sú, pre menšiu cenu a väčšiu dostupnosť, elektrolytické kondenzátory (taktiež je výhodou, že môžeme na uzloch +5V a VCC/2 viesť spoje v oboch vrstvách, bez použitia prekovených spojov – vid' obr. 4.14). Ďalej sú v THT prevedení všetky integrované obvody (opäť pre väčšiu dostupnosť, pričom obvod V3205 nie je v SMD prevedení vyrábaný vôbec), rezistor 100R/1W, diódy 1N4148 a všetky trimre. Pre jednoduchšiu manipuláciu pri konštrukcii sú potenciometre a spínač 3PDT na DPS pripojené pomocou káblov do prekovených spojov a upevnené na vrhnej stene vonkajšej skrinky. Rovnako pre možnosť jednoduchej výmeny nie sú integrované obvody osadené priamo na DPS, ale do päťíc.

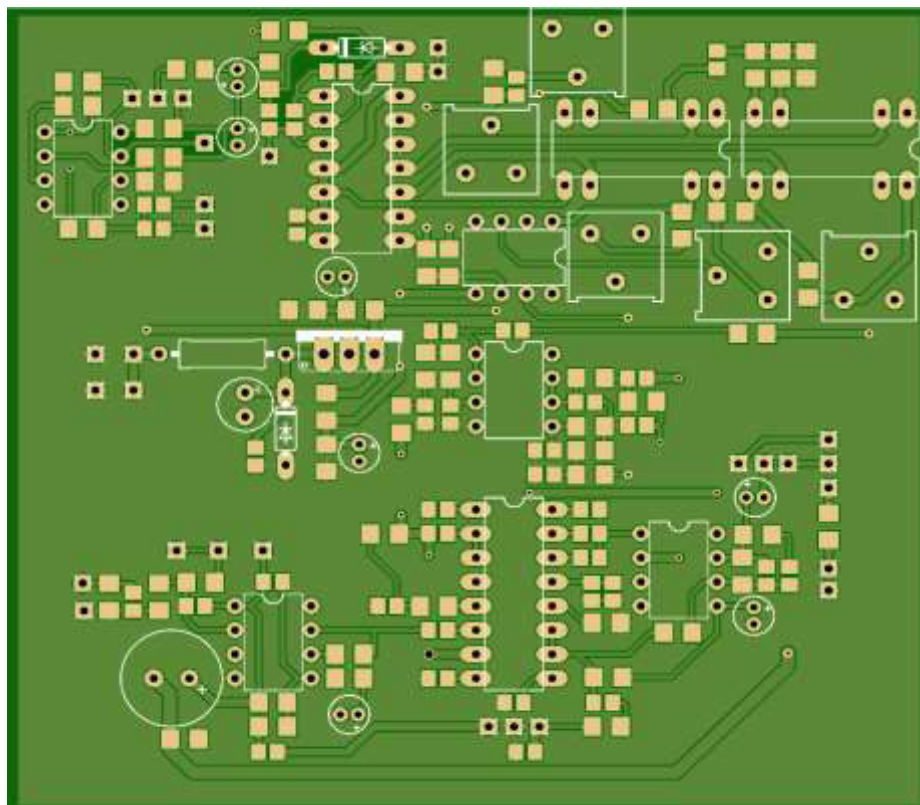
6.2 Návrh DPS pomocou CAD softwaru

Na navrhnutie dosky plošných spojov sme použili CAD software Eagle. V dizajne sme vychádzali z nami zostrojenej schémy na základe typických zapojení a dostupných analýz obvodov analógových BBD efektov typu delay. Počas návrhu sme obvod rozdelili na jednotlivé bloky (LFO + časovač, napájanie, komandér,...) ktoré sme následne umiestnili so snahou o čo najlepšie využitie priestoru. Dbali sme na už spomenuté konštrukčné zásady a na technologické možnosti výrobcu.

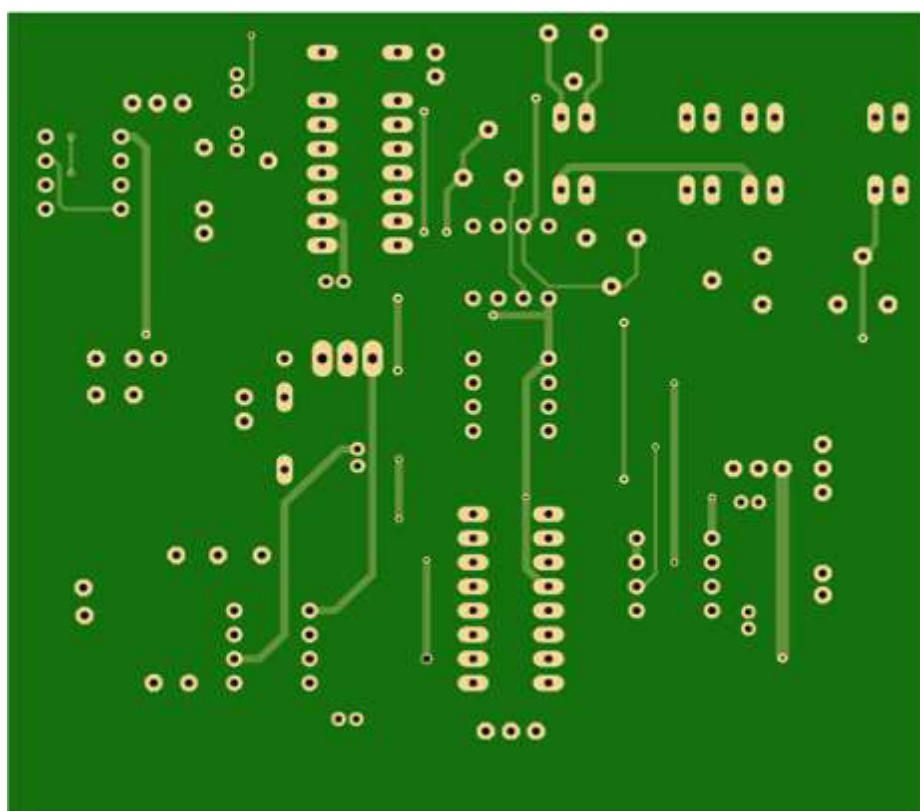
Výsledkom je dvojvrstvová doska s prekovenými spojmi (vid' obr 6.1 a obr. 6.2) Produkt sme objednali v spoločnosti JLCPCB, ktorá vyrába DPS v Číne. Ponúka výrobu piatich kusov dvojvrstvovej dosky menšej ako 100x100 mm za cenu 1,65 €, čo je absolútne bezkonkurenčné. V cene je zahrnutá možnosť výberu materiálu spojov (bezolovnatý HASL, olovnatý HASL, ENIG), strojové sondovanie spojov na predídanie skratom a studeným spojom alebo aj farbu povrchovej úpravy DPS.

Farbu sme zanechali na štandardnú zelenú, keďže iné prevedenia sú za cenu dlhšej výroby produktu. Pre materiál spojov sme vybrali olovnatý HASL, ktorý je síce vďaka malým nerovnostiam menej vhodný pre SMD súčiastky, avšak je vhodnejší pre opätovné pájkovanie, ktoré vďaka našej neskúsenosti očakávame.

Cenu navyšuje len poplatok za dopravu (nami zvolený spôsob činí 9,60 €). Ponúkané nadštandardné možnosti zahŕňajú napríklad osadenie SMD súčiastok, zmenu hrúbky dosky, zmenu hrúbky medenej vrstvy a iné.



Obrázok 6.1 Vrstva Top.



Obrázok 6.2 Vrstva Bottom.

6.3 Zostrojenie zariadenia

Všetky komponenty boli osadené ručne pomocou mikropájky a spájky Sn60Pb40. Toto v spojení s menšou skúsenosťou v pájkovaní prinieslo niekoľké nedostatky v kvalite osadenia, avšak celková funkčnosť ostáva týmto faktorom neovplyvnená. Kvalita samotnej DPS bola prekvapivo dobrá a bez akýchkoľvek znateľných závad. Vodivé cesty, rovnako ako nevodivá krycia vrstva, mali dobrú odolnosť voči opätovnému pájkovaniu a dlhšiemu vystaveniu teplu.

6.4 Prototypovanie - úpravy a opravy chýb v návrhu

Všetky chyby v návrhu boli po zistení ich prítomnosti opravené, a teda v obrázkoch a prílohách tejto práce sú už v korektnej podobe, rovnako ako optimalizačné úpravy hodnôt a podobne.

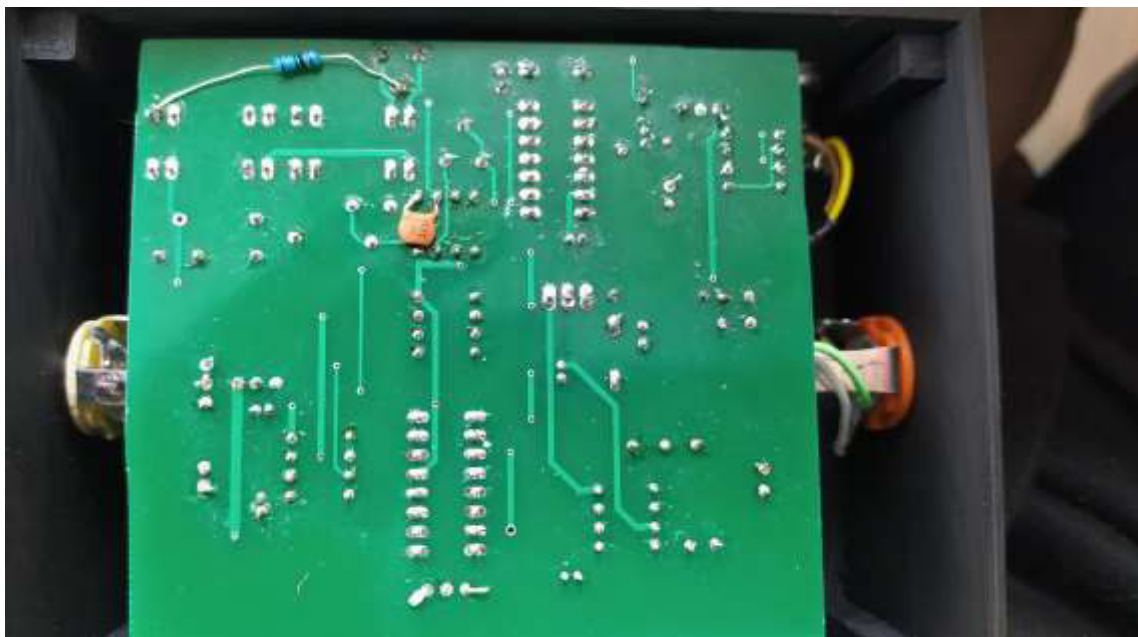
Prvou úpravou bola náhrada výkonového rezistora R_5 (viď obr. 4.16) na vstupe napájacej vetvy za drôtový prepoj. Na rezistore bol väčší úbytok napätia a stabilizátor 7809 sa bez neho nezahrieva.

V napájacom bloku sme sa taktiež rozhodli zmeniť napájacie napätie na 12 V DC, nakoľko s napájaním 9 V adaptéra alebo 9 V batérie sme nedosiahli stabilných úrovní napätia potrebných pre integrované obvody – tým boli najviac ovplyvnené čipy V3205. Vyššie napätia by boli tiež vhodné pre zvýšenie saturačného napätia, čím by sme sa chceli zaoberať v neskoršom dodatočnom prototypovaní mimo rozsah tejto práce.

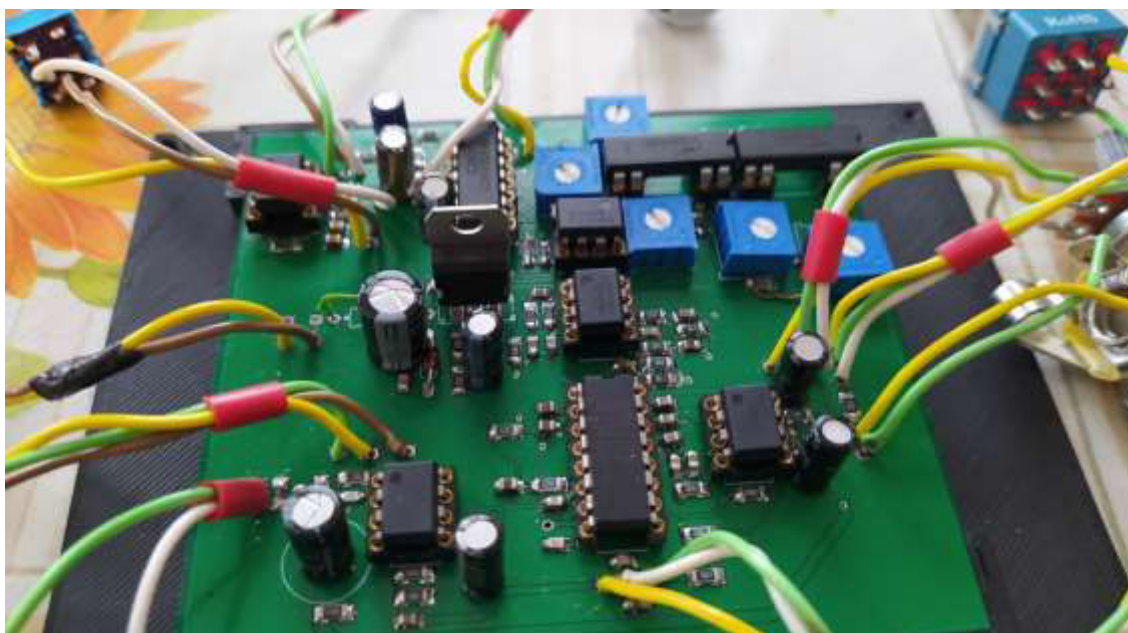
Ďalšie úpravy boli nutné opravy omylov v návrhu obvodov a DPS. Prvou je zlé umiestnenie rezistora R_{27} (viď obr. 4.12), ktorý sme v návrhu nesprávne zaradili pred pin 2 trimra BIAS_1 a nie zaň, ako je viditeľné na obrázku schémy zapojenia. Toto sme vyriešili fyzickým otočením trimra o 180° a drôtovým prepojením pinu 2 trimra s uzlom R_{27} C_{16} . Pri prvotných meraniach sme identifikovali chybné zapojenie RC článku za pinom 2 trimra BAL, v ktorom bol rezistor nesprávne radený pred kondenzátorom. Toto sme napravili použitím drôtového rezistora pripojeného na spodnej strane dosky.

Ďalej sme pri meraniach zaznamenali rozkmitanie operačného zosilňovača IC5A v kompenzačnom obvode pre prvý stupeň oneskorovacej linky. Do zapojenia sme pridali kondenzátor C_{36} s hodnotou kapacity 51 pF zapojený medzi výstup zosilňovača a jeho neinvertujúci vstup. Toto sme na doske realizovali pomocou drôtového kondenzátora pájkovaného na spodnú stranu dosky.

Oproti pôvodnému návrhu sme tiež zmenili hodnoty rezistorov nastavujúcich zosilnenie zosilňovačov IC5A a IC5B, ktoré realizujú kompenzáciu straty úrovne signálu za oneskorovacími linkami. Pri meraní sa pôvodné maximálne zosilnenia prejavili ako nedostačujúce, a preto sme zmenou hodnôt rezistorov zabezpečili pre oba operačné zosilňovače zosilnenie v rozsahu 0 – 6 dB, respektíve 1 – 2 násobok. Takéto zosilnenie už bolo pre potrebnú kompenzáciu dostatočné.



Obrázok 6.3 Fotografia vrstvy bottom.



Obrázok 6.4 Fotografia vrstvy top.

7 Merania

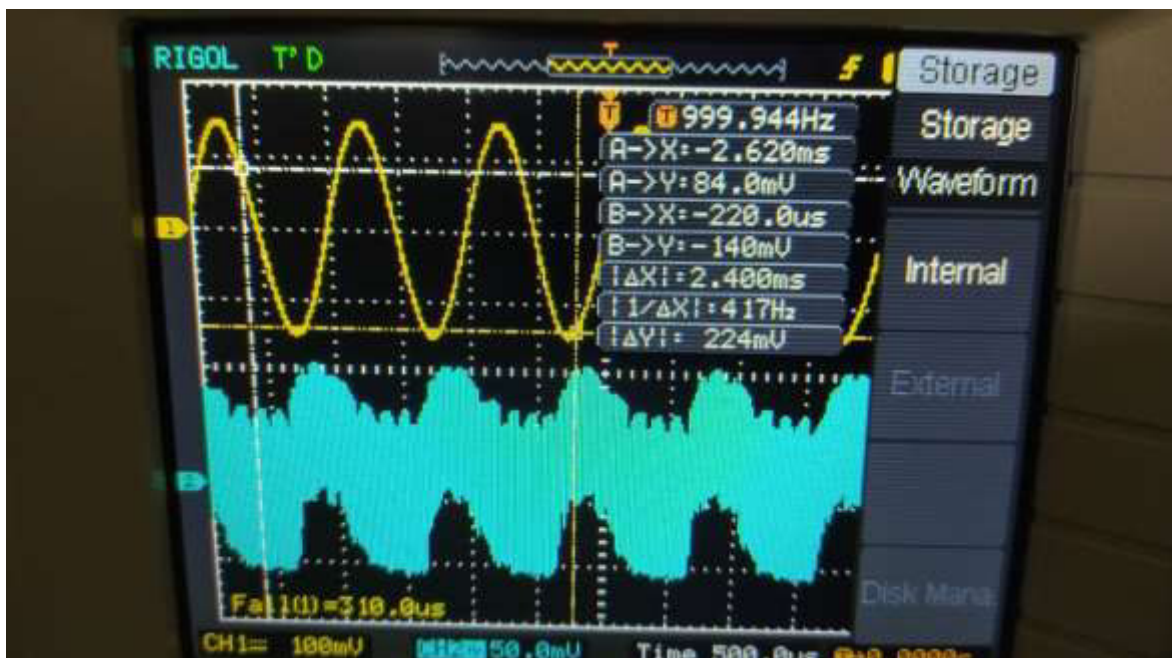
Merania boli realizované pomocou osciloskopu Rigol DS1052E a generátora harmonického signálu AXIO AX-DG105

7.1 Kalibračné obvody

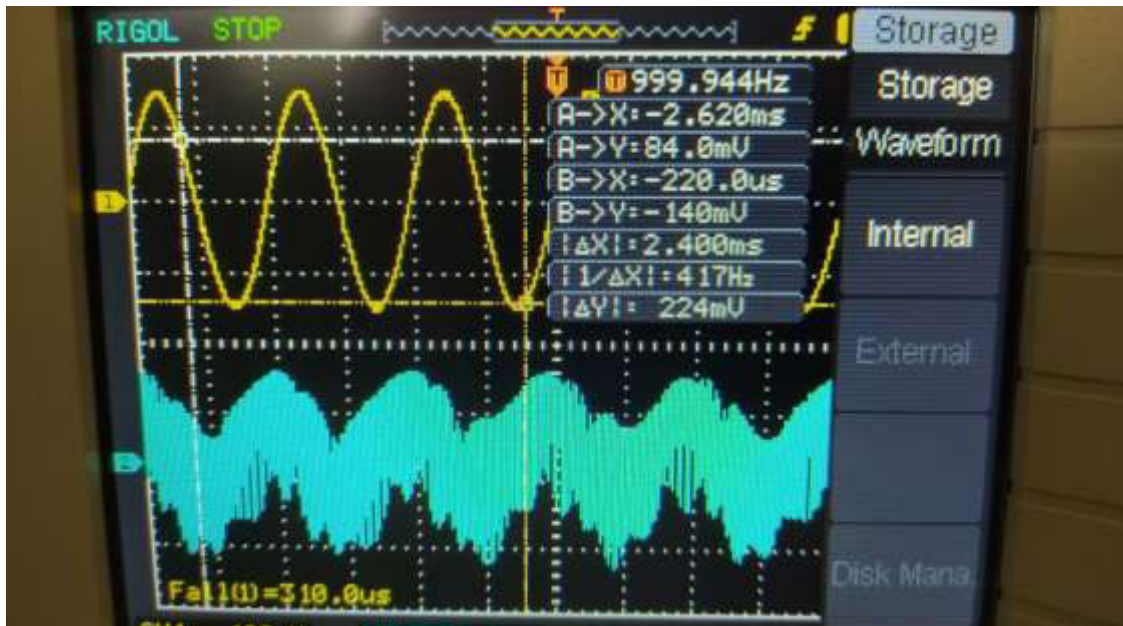
V tomto meraní pozorujeme správanie kalibračných obvodov popísaných v kapitole 4.5. Pomocou pozorovania priebehu signálu na osciloskope nastavíme potrebné hodnoty na trimroch, ktoré kalibračné obvody ovládajú.

Na obrázku 7.1 pozorujeme priebeh na osciloskope pre výstupný harmonický signál z generátora o kmitočte 1 kHz a amplitúdou 300 mV_{pp} (kanál č. 1) a signál na výstupnom pine prvého stupňa oneskorovacej linky BBD (kanál č. 2). Správnym nastavením trimra BIAS_1 (viď obr. 4.12) sa snažíme docieľiť rovnaký tvar priebehu na kanále 2 ako na kanále 1. Môžeme si povšimnúť, že priebeh na kanále 2 je extrémne „zašumený“, čo je dané presluchom časovacieho signálu z čipu CD4047 vo vnútorných obvodoch čipu V3205 na jeho výstup. Tento obdĺžnikový signál s kmitočtami nad 9 kHz je však typický pre BBD čipy a bude filtrovaný nasledujúcimi kmitočtovými filtermi za ich výstupom. Na nastavenie správneho tvaru je „nosná frekvencia“ 1 kHz dostatočne viditeľná a na obrázku 7.2 môžeme pozorovať už kalibrovaný priebeh signálu na rovnakom uzle. Zatiaľ čo priebeh na obrázku 7.1 tvarom pripomína priebeh pílového signálu, priebeh viditeľný na obrázku 7.2 už tvarom viac odpovedá vstupnému sinusovému signálu. Taktiež môžeme pozorovať fázový, respektíve časový, posun, ktorý je daný oneskorením vznikajúcim na BBD linke, a teda je samotnou funkciou zariadenia.

Rovnaký postup je nutné aplikovať na druhý kompenzačný obvod, ktorý prislúcha nasledujúcemu stupňu oneskorenia (viď obr. 4.13).



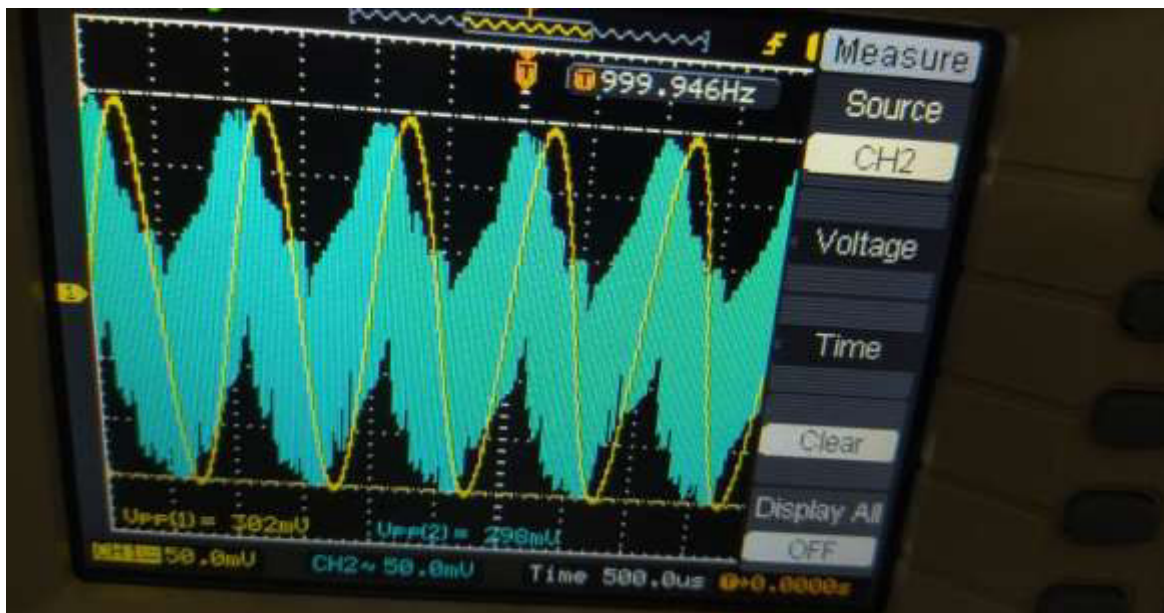
Obrázok 7.1 Obvod Biasingu pred kalibráciou.



Obrázok 7.2 Obvod Biasingu po kalibrácii.

Ďalšie meranie ukazuje nastavenie kalibračných obvodov pre kompenzáciu straty amplitúdy signálu v BBD linke (viď Kapitola 4.5). Tu je nutné pomocou trimrov GAIN_1 a GAIN_2 nastaviť také zosilnenie operačných zosilňovačov, aby sme stratu amplitúdy minimalizovali, teda aby bola výstupná amplitúda za BBD linkou rovná amplitúde vstupnej.

Na obrázku 7.3 vidíme už kompenzovaný priebeh za prvým stupňom BBD linky. Opäť ako pri predoslej kompenzácii je nutné rovnaký postup opakovať aj na zosilňovači kompenzujúcom výstup druhého čipu V3205.

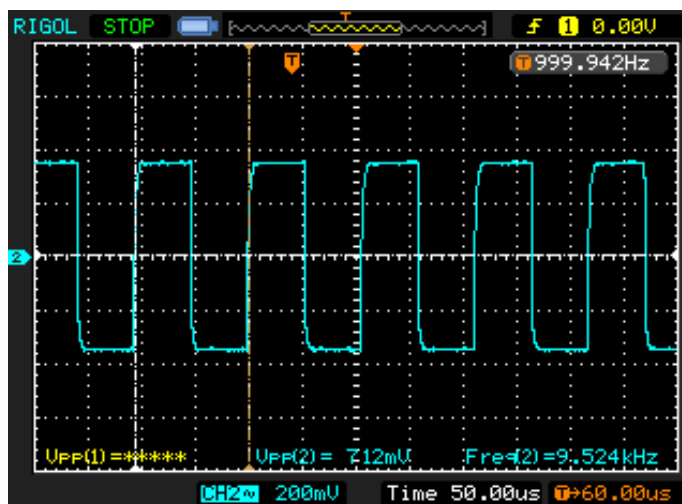


Obrázok 7.3 Kompenzovanie straty amplitúdy v BBD.

7.2 Priebehy časovacieho signálu a modulačného signálu LFO

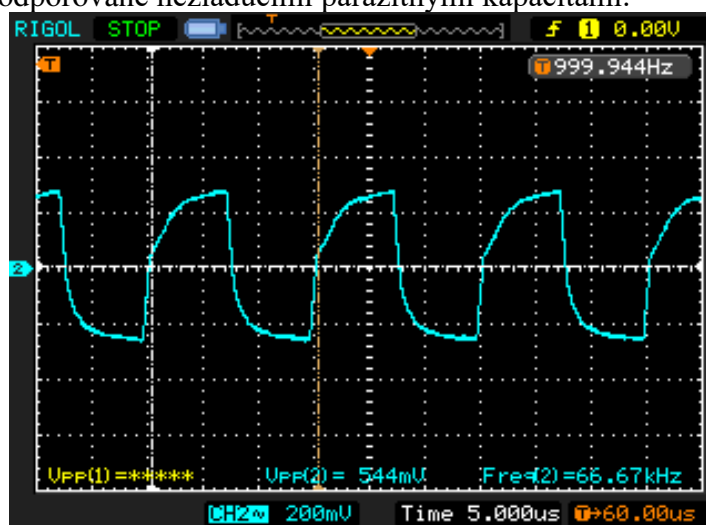
Na obrázku 7.4 pozorujeme priebeh signálu pre nastavenie najnižšej frekvencie, respektíve najväčšieho oneskorenia. Podľa predpokladov z kapitoly 4.4 by táto hodnota mala odpovedať približne 8,7 kHz. Avšak v meraní pozorujeme reálnu hodnotu približne 9,5 kHz. Tento pokles je pravdepodobne daný parazitnými vlastnosťami vznikajúcimi pri návrhu DPS, a to hlavne parazitnou kapacitou a odporom, vznikajúcimi vedením relatívne dlhých vodičov pre výstupné signály časovača. Rovnako tiež tolerancie komponentov môžu mať veľký vplyv na dosiahnuté hodnoty a to hlavne tolerancie uhlíkových potenciometrov, ktoré majú typicky tolerancie 20 %.

Toto spôsobí výsledné zníženie maximálneho oneskorenia dosiahnuteľného naším zariadením z predpokladaných 472 ms na približne 430 ms.



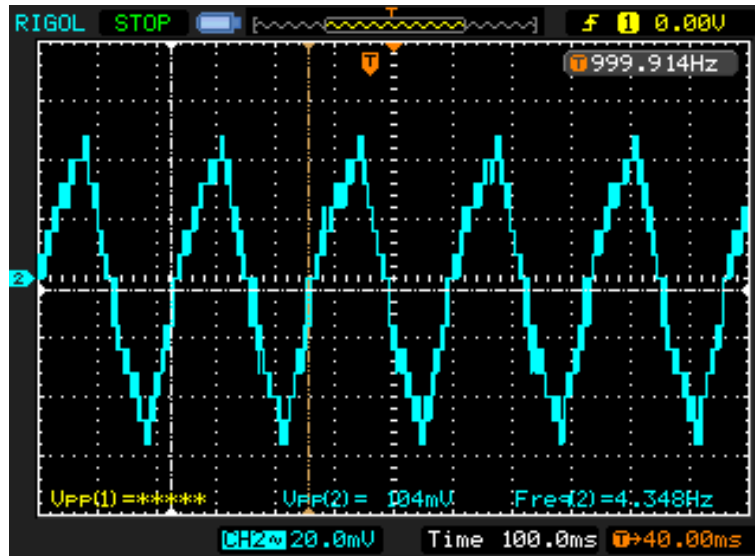
Obrázok 7.4 Časovací obvod - minimálna frekvencia.

Na obrázku 7.5 pozorujeme priebeh pre nastavenie vyššieho kmitočtu časovacieho signálu. Tu sa taktiež prejavujú nežiaduce vlastnosti. Môžeme si povšimnúť podstatné zníženie amplitúdy signálu z 712 mV_{pp} na 544 mV_{pp}, ktoré je spôsobené primárne už spomínanými parazitnými vlastnosťami DPS. Taktiež pozorujeme tranzientné intermodulačné skreslenie úrovňami high a low, ktoré je čiastočne spôsobené vlastnosťami čipu CD4047 [9] a podporované nežiaducimi parazitnými kapacitami.

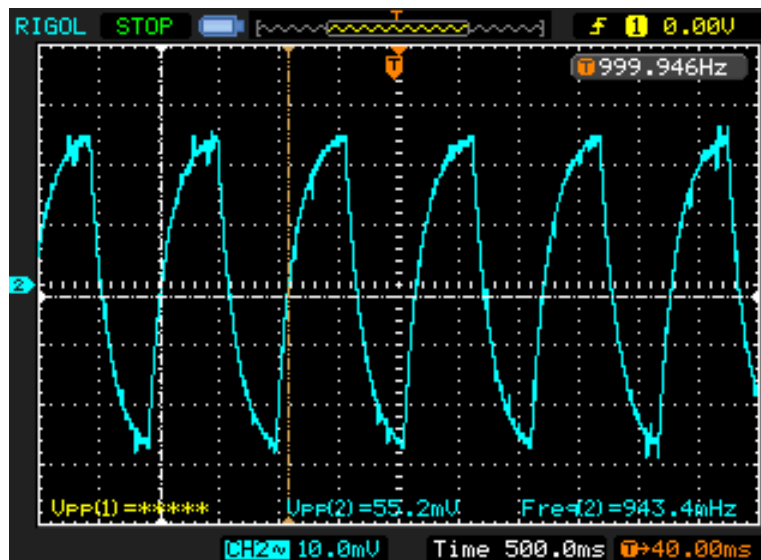


Obrázok 7.5 Časovací obvod - prejavy parazitných vlastností.

Na obrázku 7.6 vidíme priebeh modulačného signálu z nízko-frekvenčného oscilátora pre dosiahnutie efektu typu vibrato a na obrázku 7.7 potom priebeh pre dosiahnutie efektu typu chorus. Pre efekt vibrato sme podľa teoretických výpočtov a simulácií predpokladali frekvenciu 5 Hz a pre efekt chorus frekvenciu 1 Hz (viď Kapitola 4.3). Na meraní pozorujeme pokles oboch hodnôt, a to menovite na 4,35 Hz a 0,94 Hz. Toto je opäť zapríčinené toleranciami komponentov a to primárne toleranciami použitých kondenzátorov, ktorých tolerancie sú 10 %, a taktiež parazitnými vlastnosťami plošného spoja. Podobne ako na priebehu časovacieho signálu môžeme taktiež na LFO tranzientné intermodulačné skreslenie – pomalší priebeh hrán.



Obrázok 7.6 LFO Vibrato.



Obrázok 7.7 LFO Chorus.

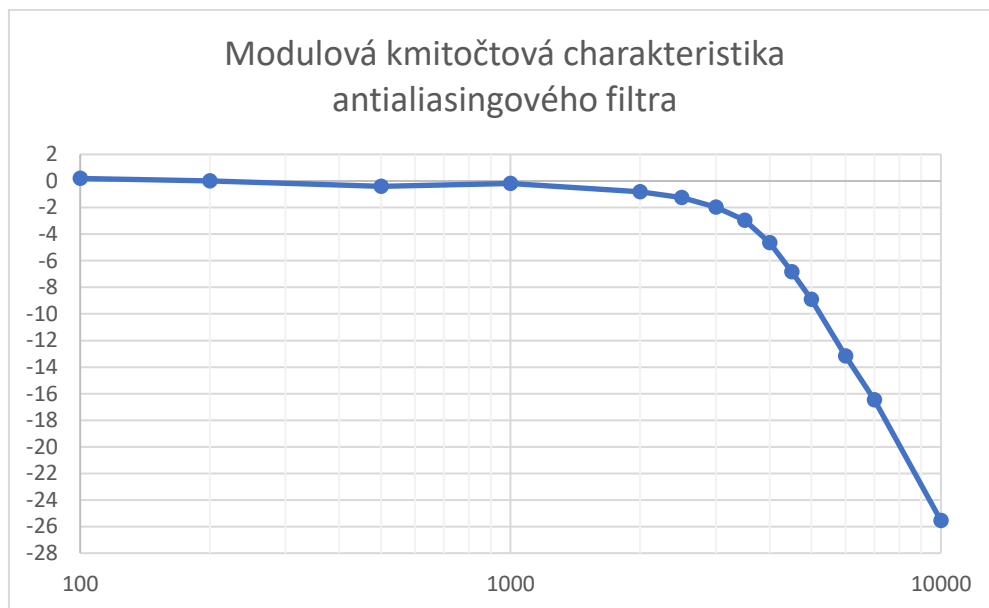
7.3 Prenos antialiasingového filtra typu dolná prepust'

Dôležitosť antialiasingového filtra je pre zariadenie kľúčová, ak má byť použité na spracovanie reálnych hudobných signálov (viď Kapitola 4.1). Preto sme taktiež považovali za dôležité v meraní určiť presnosť tohto kmitočtového filtra. Smerodajná je modulová kmitočtová charakteristika, keďže fázový posun a skupinové oneskorenie nie sú v našom zariadení dôležité (samotné zariadenie vytvára oneskorenie, a teda aj fázový posun a hrebeňové filtre).

Meranie bolo realizované v pásme 100 Hz – 10 kHz, keďže sa jedná o jednoduchý filter typu dolná prepust' a väčšina spracovaného signálu (signál elektrickej gitary) leží v tomto pásme (okrem fundamentov najnižších nôt a primárne rušových zložiek nad 10 kHz). Dôležité je pre nás prechodové pásmo v okolí 3 kHz a výsledná strmosť filtra. Podľa simulácií a teoretických predpokladov (viď Kapitola 4.1) by mal filter mať medzný kmitočet približne 3 kHz a strmosť -18 dB/okt.. Z výsledkov merania v tabuľke 1 vidíme, že medzný kmitočet je na približne 3,5 kHz a strmosť filtra je približne -16,6 dB/okt.. Tieto vlastnosti sú pre správnu funkciu antialiasingového filtra stále prijateľné.

f [Hz]	V _{in} [mV]	V _{out} [mV]	A [dB]
100	360	368	0,19
200	360	360	0,00
500	360	344	-0,39
1000	360	352	-0,20
2000	360	328	-0,81
2500	360	312	-1,24
3000	360	287	-1,97
3500	360	256	-2,96
4000	360	211	-4,64
4500	360	164	-6,83
5000	360	129	-8,91
6000	360	79	-13,17
7000	360	54	-16,48
10000	360	19	-25,55

Tabuľka 1 Meranie prenosu antialiasingového filtra.



Graf 1 Prenos antialiasingového filtra.

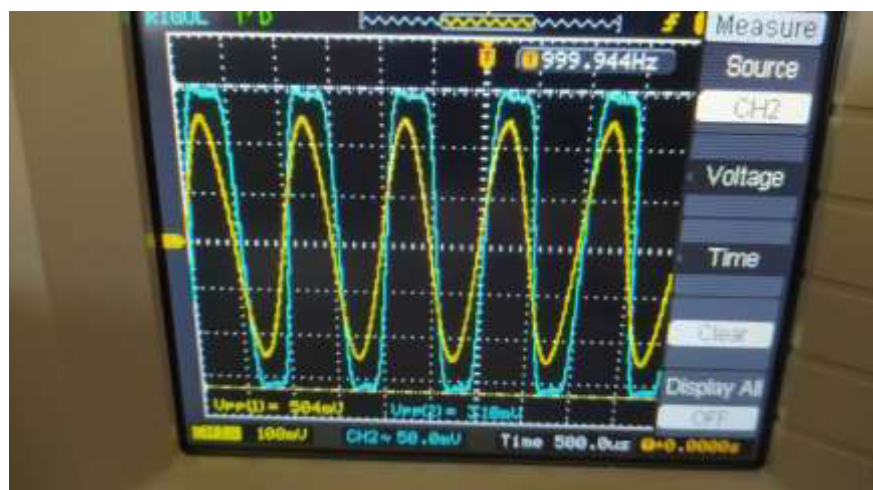
7.4 Celkové harmonické skreslenie

Najväčší nedostatok zariadenia, ktorý bol očividný už pri prvých testoch, je harmonické skreslenie. Toto skreslenie sa prejavuje limitáciou signálov s vyššou amplitúdou (teda v hudobnom signáli primárne na notách s výraznou ADSR zložkou attack – čo je u gitarového signálu typické, a teda pre zariadenie problematické). Na obrázku 7.8 vidíme priebeh takéhoto signálu na osciloskope, zatiaľ čo na obrázku 7.9 vidíme FFT analýzu tohto signálu. Celkové harmonické skreslenie THD je vypočítané v tabuľke 2 podľa rovnice:

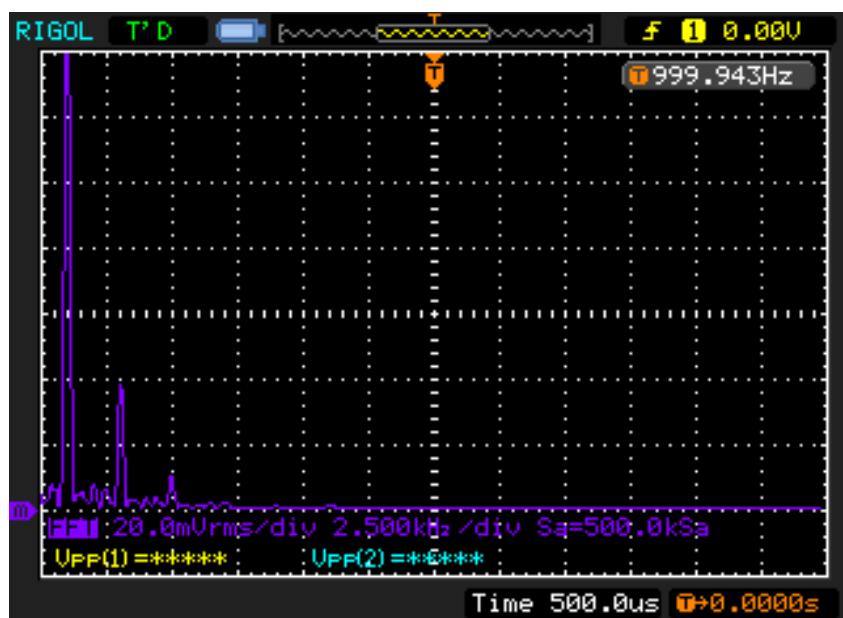
$$THD = \frac{\sqrt{U_2^2 + U_3^2 + U_4^2 + \dots}}{\sqrt{U_1^2 + U_2^2 + U_3^2 + U_4^2 + \dots}} * 100 [\%] \quad (7.1)$$

Kde U_n – n-tá harmonická zložka signálu

Celkové skreslenie tu teda nadobúda hodnoty približne 25 %, čo je vysoká hodnota. Jej možné zníženie komentujeme v závere práce (viď Kapitola 9).



Obrázok 7.8 Saturácia na výstupe.



Obrázok 7.9 FFT Analýza.

Zložka	U [mV _{RMS}]
1.	156
2.	7
3.	38
4.	4
5.	11
6.	2
THD [%]	25,0692203

Tabuľka 2 THD na výstupe.

7.5 Funkcia komandéra NE570

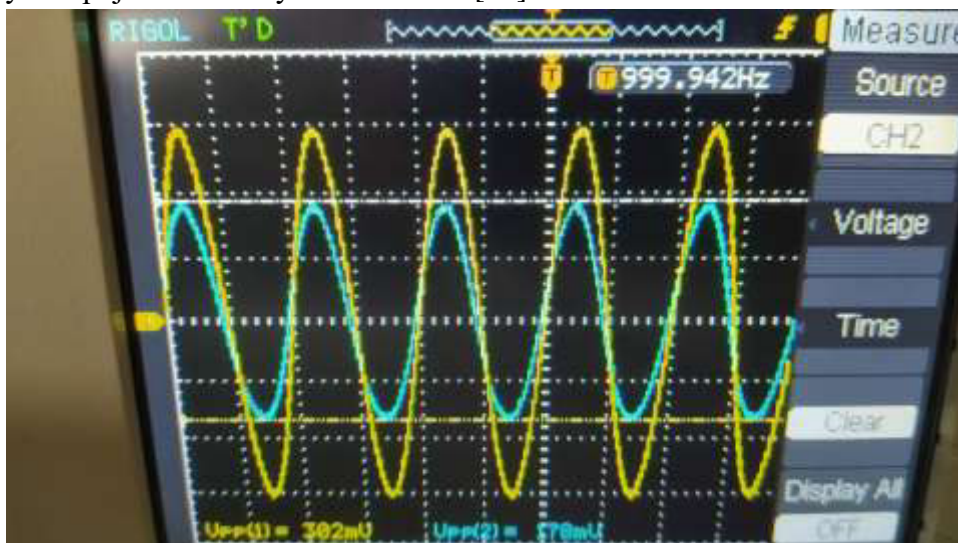
V zariadení sme sa pri návrhu rozhodli použiť komandér NE570 (viď Kapitola 4.2). Jeho funkciou mala byť kompresia a expanzia v pomere 2:1, respektíve 1:2.

V meraní (viď obr. 7.10) sme tento kompresný pomer stanovili na približne 1,7:1 podľa výpočtu:

$$\frac{U_{\text{vst}}}{U_{\text{výst}}} : 1 = \frac{302}{178} : 1$$

Tento pomer je teda nižší než bolo očakávané, a preto aj výsledná dynamická úprava signálu bude mať menší dopad na kvalitu spracovania signálu v BBD.

Zosilnenie, respektíve pomer komandéra, je nastavené interne pomocou rezistorov integrovaných v čípe NE570. Ich hodnotu je však možné regulovať sériovým alebo paralelným zapojením externých rezistorov. [12]



Obrázok 7.10 Kompresia obvodu NE570.

7.6 Vlastný šum zariadenia

Na zariadení bolo taktiež realizované meranie úrovne vlastného šumu (tentokrát realizované len pomocou multimetra Benning MM3). Namerané hodnoty pre priamu linku boli približne 0,9 mV_{RMS} a hodnoty pre efektívnu linku približne 1,8 mV_{RMS} (z viacnásobného merania vybrané najhoršie hodnoty).

To činí úrovne od -58,70 dB_u po -52,68 dB_u. Vzniknutý šum je primárne produktom tepelného šumu komponentov – primárne rezistorov. Na šume má taktiež podiel presluch časovacieho obvodu (zrejme z vyššej hodnoty šumu pre efektívnu linku), ktorý nie je kmitočtovými filtermi potlačený úplne, a to hlavne pre jeho najvyššie hodnoty kmitočtu.

8 Návrh konštrukčnej skrinky

Po zhodnotení výberu konštrukčných skriniek dostupných na internetových obchodoch (GME, TME) sme sa rozhodli pre možnosť výroby unikátnej krabičky pomocou 3D tlačiarne. Návrh bol realizovaný pomocou CAD software Solid Works.

Keďže zariadenie je určené na spínanie nohou (hlavný spínač typu 3PDT) a materiál skrinky bude plast, je nutné pri návrhu použiť dostatočnú hrúbku stien, aby materiál odolal tlaku a nárazom. Preto sme zvolili hrúbku všetkých stien 3mm, ktorá zaručí dostatočnú mechanickú odolnosť. Všetky potrebné diery v stenách boli vytvorené priamo v návrhu a vytvarované na 3D tlačiarňi – teda nie sú vŕtané. Výnimkou sú diery na skrutky uchycujúce zadný kryt. Na vnútornej strane zadného krytu boli vymodelované pravouhlé výstupky na zaistenie DPS a zamedzenie postranného pohybu dosky plošných spojov.

Pri rozložení ovládacích prvkov sme dbali na základy ergonómie. Potenciometre a prepínače sú v dostatočnej vzdialenosti, aby boli ovládateľné prstami ruky. Rozloženie mierne kopíruje konkávnu krivku. Tri horné potenciometre, ktoré sú odlišené iným typom prekrytia, ovládajú časové prvky obvodu – moduláciu (respektíve jej hĺbku), dĺžku oneskorenia, hodnotu spätnej väzby na oneskorovací jednotku. Dva krajné potenciometre s čiernym prekrytím potom ovládajú „hlasitosť“ prvky – celkovú hlasitosť, mix oneskoreného a neoneskoreného signálu. Prepínač typu modulácie je umiestnený v strede a orientácia prepínania je do strán – opäť pre zjednodušenie ovládania. Hlavný 3PDT spínač je umiestnený blízko spodnej hrany, aby pri spínaní nohou neprišlo k dotyku s ostatnými ovládacími prvkami (Vid' obr. 8.1).

Vstupný a výstupný 6,3mm mono konektor sú umiestnené na vzájomne protiľahlých bočných stenách skrinky pre zjednodušenie ich diferenciacie a vedenia káblov do a von zo zariadenia. Rovnako napájací konektor je umiestnený na samostatnej stene.

Zariadenie je doplnené signalizačnou LED diódou v strede hlavného panelu, ktorá signalizuje zopnutie spínača 3PDT, teda privedenie oneskoreného signálu na výstup.



Obrázok 8.1 Pohľad na skrinku zvrchu.

9 Záver

V tejto bakalárskej práci sme predostreli teoretické predpoklady nutné pre pochopenie problematiky analógových hudobných efektov s oneskorovacou linkou. Vysvetlili sme základné funkčné princípy jednotlivých častí obvodu, ktoré sú nutné pre zostrojenie efektu typu echo s dodatočnou moduláciou typu chorus a vibrato. Rovnako sme vysvetlili nutnosť a spôsob aplikácie častí obvodu, ktoré slúžia na zlepšenie a kompenzáciu vlastností BBD linky (filtre, komandér). Bolo taktiež prevedené prvotné meranie pre kontrolu funkčnosti niektorých obvodov.

Neskôr sme navrhli pomocou CAD softwaru Eagle dvojvrstvovú dosku plošných spojov, primárne za použitia technológie povrchovej montáže, ktorú sme následne po zhodnotení možností výroby odoslali firme JLCPCB na zhotovenie. Výsledný produkt sme osadili súčiastkami objednanými z internetových obchodov Farnell, Banzaimusic a GME.

Po počiatočnom meraní pomocou prenosného osciloskopu Fluke Scopemeter 123 sme identifikovali viaceré nedostatky a chyby v návrhu obvodov a dosky plošných spojov. Chyby sme opravili fyzicky na DPS pomocou drôtových komponentov a prepojení a taktiež sme ich opravili v CAD návrhu. Okrem iného prišlo k úprave napájania – zmena z 9 V DC na 12 V DC a odstránenie možnosti použitia batéria – čo považujeme aj za určitú výhodu vzhľadom na nepraktickosť a neekologickosť batérií.

Ďalej sme, po úspešnom oživení obvodu a overení jeho základných funkcií, vykonali na zariadení kvalitatívne merania pomocou stabilizovaného laboratórneho zdroja, generátora signálov AXIO AX-DG105 a dvojkanálového osciloskopu Rigol DS1052E. Taktiež sme pomocou týchto meraní ukázali spôsob nastavenia kompenzačných obvodov a po správnej kalibrácii sme zhodnotili kvality časovacieho signálu, modulačného signálu, antialiasingového filtra, komandéra a samotnej BBD linky.

Najväčšou slabinou zariadenia je harmonické skreslenie, ktoré vzniká za výstupom oneskorovacej linky, na operačnom zosilňovači. Toto skreslenie sa prejavuje primárne na tranzientoch hudobných signálov a je zanedbateľné pri nastavení nízkeho zosilnenia obvodu „Level“. Riešenie tohto nedostatku chceme realizovať mimo bakalárskej práce, z dôvodu časovej tiesne. Minimalizovanie skreslenia plánujeme dosiahnuť znížením zosilnenia v zosilňovacích obvodoch, zvýšením kompresného a expanzného pomeru komandéra (čo minimalizuje dopad tranzientov na skreslenia) a rozšírením headroomu (saturačnej úrovne) operačných zosilňovačov pomocou zvýšenia napájacieho napätia.

Výsledkom tejto práce je funkčný hudobný efekt typu delay s dodatočnou moduláciou typu chorus alebo vibrato, ktorý je schopný rozsahu oneskorenia signálu od desiatok milisekúnd až po približne 430 milisekúnd. Disponuje však nežiadúcimi vlastnosťami, a to hlavne harmonickým skreslením pri nastavení vyššieho celkového zosilnenia.

Splnenie našich počiatočných cieľov teda považujeme za nie úplné, avšak chyby a nedostatky tejto práce sme sa snažili odôvodniť a predostrieť ich riešenia, ktoré bohužiaľ nie sme z viacerých dôvodov schopní realizovať pred dokončením tejto práce.

Táto práca môže slúžiť ako edukačný materiál pre pochopenie funkcií a vlastností BBD zariadení a ako inšpirácia či príručka pre vlastný návrh podobného hudobného efektu. K práci prikladáme súbory obsahujúce vybrané použité obrázky vo vyššom rozlíšení, rovnako ako doplňujúce fotografie zariadenia a zvukové ukážky hudobného efektu.

Literatúra

[1] RAFFEL, C. ; SMITH, J. (2010, 7. Apr.). Practical Modeling of Bucket Brigade Device Circuits, Stanford University Stanford, California, USA, Dostupné na WWW: http://dafx10.iem.at/papers/RaffelSmith_DAFx10_P42.pdf

[2] BAKER, B. C. (2014, 14. Mar.). Anti-Aliasing, Analog Filters for Data Acquisition Systems. Dostupné na WWW: <http://ww1.microchip.com/downloads/en/AppNotes/00699b.pdf>

[3] SCHIMMEL, J. BSHE Zvukové Efekty. Prezentace k přednáškám. Brno: FEKT VUT v Brně

[4] RS Components Ltd. (1999). Bucket Brigade Delay Lines. Dostupné na WWW: <http://www.uk-electronic.de/PDF/mn3004.pdf>

[5] VRBA, K. Analogová technika. Brno: FEKT VUT v Brně

[6] PUNČOCHÁŘ, J. Astabilní obvod s reálnými operačními zesilovači. Ostrava: VŠB, Fakulta elektrotechniky a informatiky

[7] COATES, E. Op-Amp Astables. Dostupné na WWW: <https://learnabout-electronics.org/Oscillators/osc42.php>

[8] Bucket Brigade Devices. Dostupné na WWW: <https://www.electrosmash.com/mn3007-bucket-brigade-devices>

[9] Texas Instruments, CMOS Low-Power Monostable/Astable Multivibrator, CD4047B Types. Data sheet. Dostupné na WWW: https://www.ti.com/lit/ds/symlink/cd4047b.pdf?ts=1606905725815&ref_url=https%253A%252F%252Fwww.ti.com%252Fproduct%252FCD4047B

[10] Cool Audio, 4096-Stage Low-Noise BBD Analog Delay Line V3205. Data sheet. Dostupné na WWW: <http://www.radio63.narod.ru/page/download/V3205.pdf>

[11] VRBA, K.; KUBÁNEK, D. Konstrukce elektronických zařízení. Brno: VUT FEKT, 2007

[12] ON Semiconductor, NE570 Comandor. Data sheet. Dostupné na WWW: <https://www.onsemi.com/pub/Collateral/NE570-D.PDF>

[13] Rozbory zapojení efektov s oneskorovacou linkou, Dostupné na WWW: www.kobra.hr/Schematics/Delay/Delay.html

Zoznam symbolov a skratiek

Skratky:

3PDT	Triple-Pole Double-Throw
ADSR	Attack Decay Sustain Release
BBD	Bucket Brigade Device
CAD	Computer Aided Design
CCD	Charged Coupled Devices
DPS	Doska Plošných Spojov
ENIG	Electroless Nickel Immersion Gold
FFT	Fast Fourier Transform
HASL	Hot Air Solder Leveling
LED	Light Emitting Diode
LFO	Low Frequency Oscillator
SNR	Signal to Noise Ratio
SMD	Surface Mounted Device
SMT	Surface Mount Technology
THD	Total Harmonic Distortion
THT	Through Hole Technology
USD	United States Dollar

Symboly:

C	Kapacita	(F)
f_c	Medzný kmitočet	(Hz)
G	Zosilnenie	(-)
I	Prúd	(A)
Q	Akost' filtra	(-)
R	Odpor	(Ω)
T	Periódá	(s)
U	Napätie	(V)

Zoznam príloh

- Príloha A – Spice simulácie v MicroCap12 – elektronická príloha
- Príloha B – CAD obvodov v Eagle – elektronická príloha
- Príloha C – Zvukové ukážky zariadenia – elektronická príloha
- Príloha D – Dodatočné obrazové súbory – elektronická príloha
- Príloha E – CAD skrinky v Solid Works – elektronická príloha