



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

ANALOGOVÝ SUBTRAKTIVNÍ SYNTEZÁTOR

ANALOG SUBTRACTIVE SYNTHESIZER

BAKALÁŘSKÁ PRÁCE

BACHELOR'S THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

Maxim Jehlička

VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

prof. Ing. Kamil Vrba, CSc.

BRNO 2024

Bakalářská práce

bakalářský studijní program **Audio inženýrství**
specializace Zvuková technika
Ústav telekomunikací

Student: Maxim Jehlička

ID: 240237

Ročník: 3

Akademický rok: 2023/24

NÁZEV TÉMATU:

Analogový subtraktivní syntezátor

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

Navrhněte jednoduchý analogový subtraktivní syntezátor, který bude ovládán externími klávesami po sběrnici MIDI. Syntezátor bude obsahovat převodník ze sběrnice MIDI na řídicí napětí pro řízený generátor tvarových kmitů, dále bloky pro úpravu signálu, tj. napětím řízený filtr, napětím řízený zesilovač, generátor modulační obálky a nf oscilátor pro řízení vlastností filtru. Navrhněte desky plošných spojů a syntezátor zkonstruujte.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

- [1] SYROVÝ, Václav. Hudební akustika. 3., dopl. vyd. V Praze: Akademie múzických umění, 2013, 440 s. Akustická knihovna Zvukového studia Hudební fakulty AMU. ISBN 978-80- 7331-297-8.
- [2] ŠOTNER, R.; PETRŽELA, J. Možnosti elektronického ladění filtrů KHN struktury s různými komerčně dostupnými aktivními bloky. Elektrov revue – Internetový časopis (<http://www.elektrov revue.cz>), 2009, roč. 2009, č. 28, s. 1-15. ISSN: 1213-1539.
- [3] VRBA, K; MIŠUREC, J. Technika analogových obvodů [online]. VUT v Brně, Nakladatelství VUTIUM, 2020, ISBN 978-80-214-5901-4. DOI: 10.13164/book.circuits.analog. Trvalý odkaz: <http://hdl.handle.net/11012/195807>
- [4] VRBA, K; HANÁK, P. Konstrukce elektronických zařízení [online]. VUT v Brně, nakladatelství VUTIUM, 2021, ISBN 978-80-214-5957-1. DOI: 10.13164/book.construction.electronic.devices. Trvalý odkaz: <http://hdl.handle.net/11012/200377>

Termín zadání: 5.2.2024

Termín odevzdání: 28.5.2024

Vedoucí práce: prof. Ing. Kamil Vrba, CSc.

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

Tato práce se zabývá návrhem a konstrukcí analogového monofonického subtraktivního syntezátoru. Syntezátor obsahuje převodník signálu MIDI na řídicí napětí, napětím řízený generátor tvarových kmitů, napětím řízený zesilovač, generátor obálky, nízkofrekvenční oscilátor a napětím řízený filtr.

KLÍČOVÁ SLOVA

analogový, modulární, monofonní, subtraktivní, syntezátor

ABSTRACT

This thesis deals with the design of monophonic analogue subtractive synthesizer. The synthesizer consists of MIDI to control voltage converter, voltage controlled waveform generator, voltage controlled amplifier, envelope generator, low frequency oscillator and voltage controlled filter.

KEYWORDS

analog, modular, monophonic, subtractive, synthesizer

JEHLIČKA, Maxim. *Analogový subtraktivní syntezeátor*. Bakalářská práce. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav telekomunikací, 2023. Vedoucí práce: prof. Ing. Kamil Vrba, CSc.

Prohlášení autora o původnosti díla

Jméno a příjmení autora: Maxim Jehlička
VUT ID autora: 240237
Typ práce: Bakalářská práce
Akademický rok: 2023/24
Téma závěrečné práce: Analogový subtraktivní syntezátor

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/nebo majetkových a jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského 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.

Brno

.....

podpis autora*

*Autor podepisuje pouze v tištěné verzi.

PODĚKOVÁNÍ

Rád bych poděkoval vedoucímu bakalářské práce panu prof. Ing. Kamilu Vrbovi, CSc. za odborné vedení, konzultace, trpělivost a především za připomínky k návrhu obvodů.

Obsah

Úvod	11
1 Převodík signálu MIDI na řídicí napětí	13
1.1 Řešení pomocí Arduina	13
1.2 Alternativa řešení s využitím mikrokontroleru Midimuso	16
2 Napětím řízený generátor tvarových kmitů	17
2.1 Koncepce generátoru	17
2.2 Popis jádra generátoru	18
2.3 Exponenciální převodník	19
2.4 Ovládání generátoru	20
2.5 Převod z pilovitého na obdélníkový signál	22
2.6 Převod z pilovitého na trojúhelníkový signál	23
2.7 Návrh desky plošných spojů	26
3 Napětím řízený zesilovač	27
3.1 Funkce a vlastnosti napětím řízeného zesilovače	27
3.2 Možnosti obvodového řešení	27
3.3 Řešení zesilovače s LM13700	28
4 Generátor obálky	32
4.1 Koncepce generátoru obálky	32
4.2 Obvodové řešení generátoru obálky	32
5 Nízkofrekvenční oscilátor	35
5.1 Koncepce nízkofrekvenčního oscilátoru	35
5.2 Návrh nízkofrekvenčního generátoru trojúhelníkových kmitů a diodového funkčního měniče	35
6 Napětím řízený filtr	38
6.1 Funkce a vlastnosti napětím řízeného kmitočtového filtru	38
6.2 Obvodové řešení přeladitelného filtru s LM13700	39
6.2.1 Exponenciální převodník	40
6.2.2 Dolní propust	41
7 Experimentální část	44
7.1 Výstupní signály generátoru tvarových kmitů	44
7.2 Charakteristiky napětím řízeného zesilovače	48
7.3 Výstupní signál generátoru obálky	49

7.4	Výstupní signál nízkofrekvenčního oscilátoru	50
7.5	Kmitočtové charakteristiky napětím řízeného filtru	50
8	Závěr	52
	Literatura	53
	Seznam symbolů a zkratk	56

Seznam obrázků

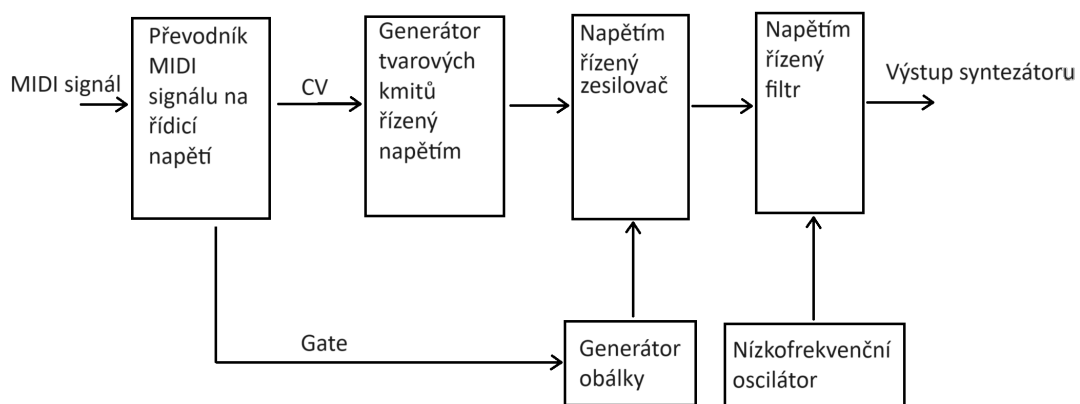
1	Blokové schéma syntezátoru	11
1.1	Schéma převodníku signálu MIDI na řídicí napětí	14
1.2	Realizovaný modul převodníku MIDI na řídicí napětí	16
2.1	Blokové schéma generátoru tvarových kmitů	17
2.2	Generátor pilovitého signálu	18
2.3	Výstupní signál generátoru tvarových kmitů	19
2.4	Závislost proudu i_c na napětí u_{be} , v semilogaritmickém měřítku . . .	20
2.5	Vstupy generátoru	21
2.6	Schéma převodníku z pilovitého na obdélníkový signál a výstupní část pilovitého signálu	24
2.7	Graf pilovitého a obdélníkového průběhu s proměnnou střídou	24
2.8	Graf pilovitého signálu a invertovaného pilovitého průběhu	24
2.9	Výsledný trojúhelníkový průběh	25
2.10	Schéma převodníku pilovitého signálu na trojúhelníkový signál	25
2.11	Návrh desky plošných spojů generátoru tvarových kmitů	26
2.12	Realizovaný modul generátoru tvarových kmitů	26
3.1	Schéma napětím řízeného zesilovače	28
3.2	Návrh desky plošných spojů napětím řízeného zesilovače	30
3.3	Realizovaný modul napětím řízeného zesilovače	31
4.1	Schéma generátoru obálky	33
4.2	Návrh desky plošných spojů generátoru obálky	34
4.3	Realizovaný modul generátoru obálky	34
5.1	Schéma nízkofrekvenčního oscilátoru	36
5.2	Návrh desky plošných spojů nízkofrekvenčního oscilátoru	37
5.3	Realizovaný modul nízkofrekvenčního oscilátoru	37
6.1	Schéma napětím řízeného filtru	39
6.2	Zapojení jednoduchého exponenciálního převodníku	40
6.3	Návrh desky plošných spojů napětím řízeného kmitočtového filtru . .	43
6.4	Realizovaný modul napětím řízeného kmitočtového filtru	43
7.1	Pilovitý výstup generátoru tvarových kmitů	44
7.2	Detail překmitu pilovitého signálu	44
7.3	Obdélníkový výstup generátoru tvarových kmitů se střídou $\approx 0,5$. .	45
7.4	Obdélníkový výstup generátoru tvarových kmitů se střídou $\approx 0,91$. .	45
7.5	Trojúhelníkový výstup generátoru tvarových kmitů	46
7.6	Zkreslení trojúhelníkového signálu	46
7.7	Závislost frekvence tvarových kmitů na řídicím napětí v semilogarit- mickém měřítku	47

7.8	Frekvenční charakteristika napětím řízeného zesilovače	48
7.9	Závislost výstupního napětí na velikosti řídicího napětí	48
7.10	Výstupní signál generátoru obálky, při nulové hodnotě parametru „ A ttack“	49
7.11	Výstupní signál generátoru obálky, při nulové hodnotě parametru „ R elease“	49
7.12	Výstup nízkofrekvenčního oscilátoru	50
7.13	Kmitočtová charakteristiky napětím řízeného filtru, při 1 V řídicího napětí	50
7.14	Kmitočtová charakteristiky napětím řízeného filtru, při 5 V řídicího napětí	51
7.15	Kmitočtová charakteristiky napětím řízeného filtru, při 1 V řídicího napětí a nastavení kladné zpětné vazby polovinu	51

Úvod

Synteázatory patří do skupiny elektronických a elektromechanických hudebních nástrojů, které je možné ještě dále dělit do dalších podskupin, podle typu syntézy, zapojení a podle množství tónů, které umí synteázator generovat najednou. Tato práce se zabývá subtraktivní syntézou. Její princip spočívá v generování tvarových kmitů a následném filtrování jejich širokého spektra. Na rozdíl od aditivní syntézy a syntézy za pomoci frekvenční modulace, které pomocí více harmonických složek s užším spektrem vytvářejí harmonicky pestré zvuky. V subtraktivní syntéze je možné nežádoucí harmonické složky pouze odebírat.

Synteázatory, jako ostatně každá jiná skupina hudebních nástrojů, jsou definovány pomocí média, které osciluje. Pro strunné nástroje, jinak známé jako chordofony, je to kmitající struna, pro aerofony, dechové nástroje, je to kmitající vzduchový válec a pro synteázatory je to obvykle kmitavý elektrický obvod. Za synteázator lze považovat i Hammondovy varhany, u kterých oscilátor tvoří rotující kola a elektromagnetický snímač. Ty vytvářejí téměř harmonický signál. Sečtením několika těchto signálů lze u Hammondových varhan docílit různých barev zvuku, jde tedy o aditivní syntézu za pomoci elektromechanických oscilátorů.



Obr. 1: Blokové schéma synteázatoru

Blokové schéma subtraktivního synteázatoru je uvedeno na obr. 1. Synteázator je ovládán MIDI signálem z externího zařízení, např. z kláves. Signál MIDI je přiveden do převodníku signálu MIDI na řídicí napětí. Signály, kterými je ovládána vnitřní struktura synteázatoru jsou dvojího typu tj., analogový signál značený CV a digitální signál značený Gate. Vlastnosti těchto signálů jsou blíže popsány v kapitole 1.1. Z převodníku signálu MIDI na řídicí napětí je signál CV veden do generátoru

tvarových kmitů, kde slouží k řízení frekvence generátoru. Výstup z generátoru tvarových kmitů je veden do napětím řízeného zesilovače, kterým je možné ovládat hlasitost signálu. Signál Gate z převodníku signálu MIDI na řídicí napětí je veden do generátoru obálky, který ovládá zesílení napětím řízeného zesilovače. Výstup zesilovače je filtrován napětím řízeným kmitočtovým filtrem, který lze ovládat pomocí nízkofrekvenčního oscilátoru.

Konstrukce syntezátoru popsaného v této práci je modulární, jednotlivé části zřejmé z blokového schématu budou konstruované jako samostatné moduly. Jejich přední strana bude vybavena konektory 3,5 mm Jack TS, a jednotlivé moduly budou mezi sebou propojeny vnějšími kabely. Pomocí různých propojení modulů bude možné získat různé barvy zvuků. Moduly budou konstrukčně splňovat standard Eurorack 3U. V tomto standardu je definována velikost jednotlivých modulů. Rozměry přední desky se řídí vzorcem

$$128,5 \text{ mm} \times n \times 5,08 \text{ mm}; n \in \mathbb{N}.$$

Hloubka modulu v tomto standardu definovaná není, ale závisí na maximální hloubce skříně, do které budou moduly umístěny. Dále standard definuje symetrické napájení $\pm 12 \text{ V}$. Standard Eurorack je velice rozšířený a je možné pořídit velké množství dalších komerčních modulů v tomto provedení.

Syntezátor je monofonický, zvládne generovat najednou pouze jeden tón. V práci je také popsán proces vylepšení syntezátoru pro polyfonii. Inspirací jsou klasické a dnes velmi ceněné a žádané monofonické syntezátory jako Korg MS 20, nebo Moog syntezátor.

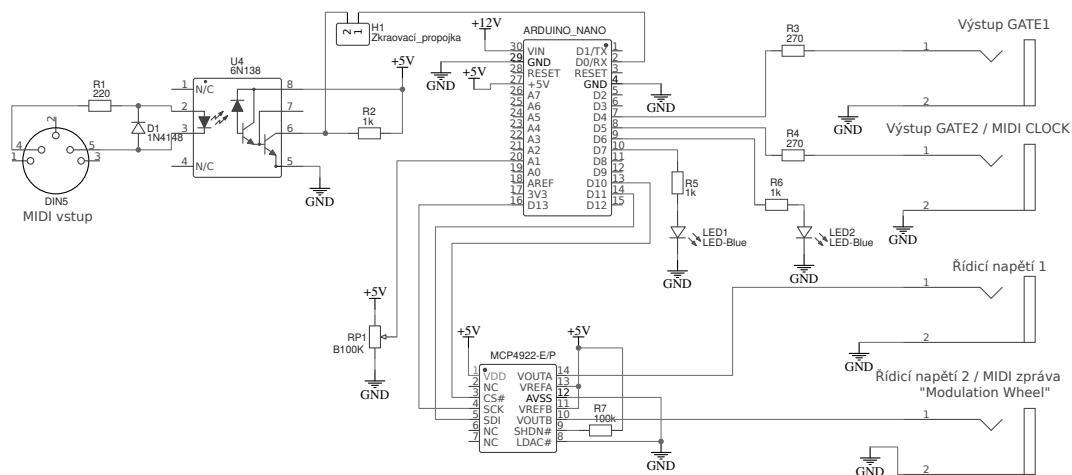
1 Převodík signálu MIDI na řídicí napětí

1.1 Řešení pomocí Arduina

Označení MIDI je zkratka pro Musical Instrument Digital Interface, což je označení pro digitální rozhraní pro hudební nástroje. Tento komunikační standard vznikl v 80. letech 20. století a slouží k dorozumívání mezi hudebními nástroji, efektovými procesory, počítači a dalšími hudebními zařízeními. Standard MIDI v sobě obsahuje MIDI protokol, tj. jazyk kterým se zařízení mezi sebou dorozumívají, dále hardwarové rozhraní a formáty dat, které mohou být použity pro přenos dat [1]. MIDI zpráva se skládá ze stavových a datových bytů. Pro nás budou nejpodstatnější zprávy Note on a Note off, ty se skládají ze stavového bytu, který nám udává, jestli bude nota zapnuta nebo vypnuta a na kterém kanálu se to má stát. Další je datový byt, určující, o kterou notu se jedná. Třetí byt je také datový byt a udává rychlost, se kterou se nota zapne nebo vypne.

Převodník MIDI signálu na řídicí napětí se bude řídit standardem 1 V na oktávu. Tento standard pro řídicí napětí, označované jako CV (z anglického Control Voltage), nemá pevně určené, která nota odpovídá jakému napětí. Zvolil jsem že 0 V bude odpovídat kontra C (tón oktávu pod velkým C, v anglické literatuře značený jako C1) a zvýšení tónu o půltón bude znamenat nárůst o 1/12 V. Proto velké C bude odpovídat napětí 1 V a velké Cis $\approx 1,0833$ V. Protože i 0 V definuje nějaký tón, je potřeba zajistit začátek a konec tónu. K tomu slouží druhý výstup převodníku MIDI na řídicí napětí, značený jako Gate. Gate je digitální signál nabývající hodnot 1 – tón zní, 0 – tón nezní.

Pro realizaci převodu digitálního signálu MIDI na řídicí napětí byla, kvůli funkcím, vhodné velikosti a velké uživatelské základně zvolena vývojová deska mikropočítače Arduino Nano. Arduino je otevřená elektronická platforma. Desky Arduino disponují dvaceti digitálními porty nastavitelnými jako vstupy, nebo výstupy a osmi analogovými vstupy. Součástí desky Arduino Nano je i zdroj stabilizovaného napětí 5 V, který umožní napájet modul pomocí 12 V zdroje. Výstup z tohoto modulu, tj. řídicí napětí, je analogový signál. Analogový výstup desky Arduino nemají, proto je potřeba využít digitálně-analogový převodník, dále značený jako DAC. Byl zvolen převodník MCP4922 [4], kvůli množství volně dostupného obslužného softwaru, ceně a dostupnosti. Převodník MCP4922 je dvojitý 12bitový digitálně-analogový převodník. Je schopný pracovat s napájecími napětími od 2,7 do 5,5V a na výstupu dosáhnout napětí od 0 V až po napájecí napětí [4]. Zapojení Arduina a převodníku MCP4922 je uvedeno na obr. 1.1. Při využití zabudovaného stabilizovaného zdroje 5 V z Arduina bude mít náš převodník rozsah 5 oktáv, což je dostačující pro většinu hudební produkce. Dva výstupy z DAC byly využity pro dva výstupy řídicího na-



Obr. 1.1: Schéma převodníku signálu MIDI na řídicí napětí

pětí. Je možné s nimi ovládat dva monofonické syntezátory na dvou různých MIDI kanálech. Jeden může hrát rozložené akordy, jako podklad, a druhý může hrát melodii, ale možností pro využití je více. Druhá možnost, která je užita v této práci, je využití jednoho výstupu pro ovládání generátoru tvarových kmitů a druhého pro automatizované ovládání například napětím řízeného filtru, nebo zesilovače. Pro druhý výstup lze použít MIDI zprávu Modulation Wheel. Zpráv v protokolu MIDI, které by šly pro tento účel využít je více, například Expression Controller, nebo Effect Control, anebo hardwarový ovládací prvek Modulation Wheel, který je součástí většiny komerčně dostupných kláves a proto byl pro tento účel zvolen. Druhý digitální výstup je využit pro vysílání MIDI hodinového signálu. Ten vysílá 24 pulzů každou čtvrtovou notu. V programu je implementována dělička hodinového signálu, která umožňuje vysílat pulz každou čtvrtovou, osminovou, šestnáctinovou, nebo dvaatřicetinovou notu. Tento výstup lze využít pro synchronizování sekvencí, nebo bicích automatů s hudbou vysílanou přes protokol MIDI. Jeden z volně dostupných programů na převod z MIDI na CV, byl upraven pro potřeby tohoto modulu [2, 3]. Program obsahuje SPI.h knihovnu, která slouží ke komunikaci přes sériovou periferní sběrnici, v tomto případě je vývojová deska master a komunikuje s digitálně analogovým převodníkem, který zastává roli slave. Další knihovna obsažená v programu je MIDI.h, která překládá MIDI zprávy pro komunikaci s Arduinem.

Pomocí konektoru DIN 5, viz obr 1.1, je modul připojen k externímu zařízení, které vysílá MIDI zprávy pro ovládání syntezátoru. Rezistor R1, vytváří společně s diodou LED proudovou smyčku 5 mA, definovanou v standardu MIDI. Jeho odpor byl určen podle vztahu

$$R_1 = \frac{U_{\text{výstup}} - U_p}{I_{\text{sm}}} - (R_{\text{výstup}}) = \frac{5 - 1,65}{0,005} - (440) = 230 \Omega,$$

kde R_1 je odpor rezistoru R1, $U_{\text{výstup}}$ výstupní napětí MIDI zařízení, připojeného na tento vstup, U_p je prahové napětí infračervené LED v optočlenu 6N138, viz obr. 1.1, [5]. Dále I_{sm} je proud proudové smyčky MIDI signálu a $R_{\text{výstup}}$ je výstupní odpor MIDI zařízení připojeného na tento vstup, který je tvořen sériovou kombinací dvou 220Ω rezistorů. Nejbližší odpor rezistoru R1 z řady E12 je 220Ω . Dioda D1 slouží jako ochrana proti přepólování. Může to být běžná křemíková dioda, jako například 1N4148. Optočlen 6N138 [5] galvanicky izoluje modul od ostatních připojených MIDI zařízení. Odpor R2 musí být minimálně $83,34 \Omega$, aby byl úbytek napětí na rezistoru R2 při proudu I_c alespoň 5 V, kde I_c je proud tekoucí do kolektoru tranzistoru na pinu 6 optočlenu 6N138. Protože má Arduino velkou vstupní impedanci, nepoteče do něj téměř žádný proud a my můžeme zvolit odpor R2 větší, například $1 \text{ k}\Omega$, čímž se sníží proud I_c . MIDI zprávy jsou z optočlenu do Arduina přijímány pomocí sériového portu RX. Pro naprogramování je deska připojena k počítači pomocí USB konektoru, ale do mikroprocesoru jsou dále informace předávány pomocí sériových portů RX a TX. Pro naprogramování je nutné odpojit port RX od optočlenu, který ho při absenci MIDI signálu drží na napětí 5 V. K tomu slouží zkratovací propojka H1, kterou lze při potřebě přeprogramování odpojit.

Potenciometr RP1 je zapojen jako dělič napětí a jeho výstup je připojen k analogovému vstupu A1. Napětím na analogovém vstupu A1 volíme číslo, kterým dělíme hodinový signál, např. 24 pro čtvrtové noty, 12 pro noty osminové apod. Katalogový list pro Arduino Nano vstupní impedanci analogových vstupů neuvádí, ale můžeme předpokládat že bude $>1 \text{ M}\Omega$, proto byl zvolen odpor RP1 $100 \text{ k}\Omega$.

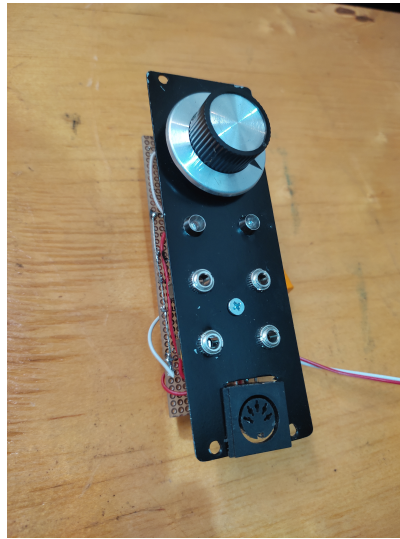
Signál MOSI (master out slave in) je veden z Arduina do digitálně-analogového převodníku MCP4922 na pinu 11, signál MISO (master in, slave out) není používán, protože DAC nevyšílá žádnou zprávu do vývojové desky. Hodinový signál, značený jako SCK je veden z pinu 13, signál SC# (Chip select) je veden z pinu 10, tím je volen výstup A, nebo B, digitálně-analogového převodníku. Port na převodníku SHDN je přes $100 \text{ k}\Omega$ připojen k 5 V, aby se zabránilo přechodu do úsporného režimu a port LDAC je uzemněn. AVSS je analogová zem. Jako referenci pro výstupy A i B bylo použito 5 V.

LED D2 a D3 [8] slouží k signalizaci aktivní úrovně signálů Gate a MIDI hodinového signálu. Rezistory R5 a R6, nastavují pracovní bod LED D2 a D3 na 2,5 mA. Pro odpor rezistoru R5 platí:

$$R_5 = \frac{U_{\text{dig}} - U_p}{I_d} = \frac{5 - 2,7}{0,0025} = 920 \Omega,$$

kde U_{dig} je výstupní napětí digitálních pinů Arduina, U_p je prahové napětí LED [8], při proudu $I_d = 2,5 \text{ mA}$. Nejbližší odpor rezistoru z řady E12 je $1 \text{ k}\Omega$. Experimentálně bylo ověřeno, že je to dostatečné pro účel signalizace aktivního výstupu při běžných světelných podmínkách. R3 a R4 slouží jako ochrana proti zkratu limitují

zkratový proud na maximálně 20 mA, $I_{\text{zkrat}} = \frac{U_{\text{dig}}}{R_3} = \frac{5}{270} = 18,8 \text{ mA}$. Všechny výstupní konektory jsou 3,5 mm Jack TS. Realizovaný modul převodníku MIDI na řídicí napětí CV je na obrázku 1.2.



Obr. 1.2: Realizovaný modul převodníku MIDI na řídicí napětí

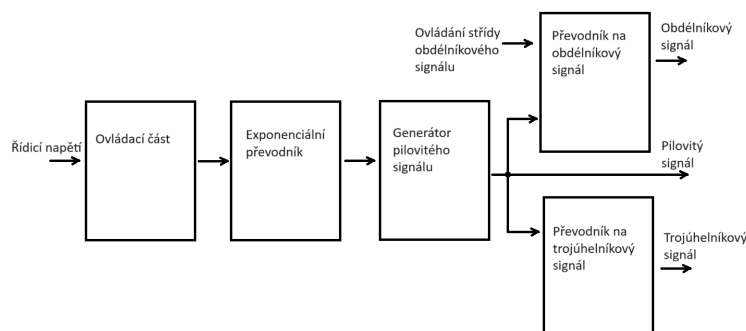
1.2 Alternativa řešení s využitím mikrokontroleru Midimuso

Pokud bychom chtěli ovládat více zařízení najednou, je to možné uskutečnit pomocí mikrokontroleru Midimuso CV-12 ORAC, který disponuje osmnácti výstupy. Může vysílat řídicí napětí pro 6 monofonických oscilátorů, nebo pro čtyřtónovou polyfonii, přičemž další výstupy ovládají signály gate a nebo jiné MIDI zprávy. Je možné propojit společně několik těchto mikrokontrolerů a dosáhnout tím až šestnácti tónů zároveň. Toto řešení je finančně nákladnější, ale nabízí více možností a možnost dalšího rozšíření funkcí v budoucnosti.

2 Napětím řízený generátor tvarových kmitů

2.1 Koncepce generátoru

Frekvence generátoru tvarových kmitů je ovládána pomocí řídicího napětí, které se řídí standardem 1 V na oktávu, viz kapitola 1.1. Frekvence tónu se zdvojnásobí, při posunu o jednu oktávu výš. Aby byly tyto podmínky splněny, musí nárůst řídicího napětí způsobit zdvojnásobení frekvence na výstupu generátoru. To je zajištěné pomocí exponenciálního převodníku, který je součástí tohoto modulu. Generátor má oddělené výstupy pro pilový, trojúhelníkový a obdélníkový signál. U obdélníkového signálu je možné nastavit střídu, buď pomocí řídicího napětí z externího zařízení, například nízkofrekvenčního oscilátoru, nebo pomocí potenciometru, který je součástí modulu. Úrovně všech signálů na výstupech mají maximální velikost $10 V_{pp}$. Frekvence generátoru by měla být teplotně nezávislá v určitém rozmezí teplot.



Obr. 2.1: Blokové schéma generátoru tvarových kmitů

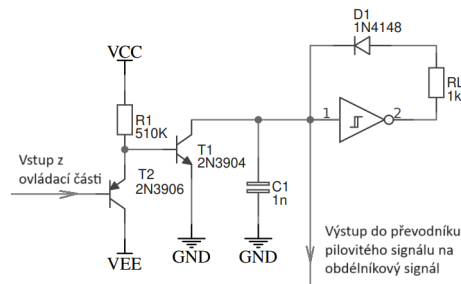
Generátor se skládá z ovládací části, viz obr. 2.1, kterou tvoří vstupy pro řídicí napětí, například z převodníku MIDI signálu na řídicí napětí a potenciometrů, kterými lze nastavit další parametry, například frekvenci. Další část je jádro generátoru, které je tvořeno generátorem pilovitého signálu a jehož součástí je exponenciální převodník. Pilovitý signál je převeden na obdélníkový signál s nastavitelnou střídou a trojúhelníkový signál.

Toto zapojení bylo zvoleno kvůli relativní jednoduchosti obvodu. Generátor tvarových kmitů s exponenciálním převodníkem lze také realizovat například integrovaným obvodem CEM3340 [10], který generuje trojúhelníkový signál, který následně převádí na pilovitý, ze kterého dále tvoří obdélníkový signál. Kompletní schéma vnitřního zapojení výrobce neuvádí, takže není možné zjistit jakým způsobem integrovaný obvod převádí trojúhelníkový signál na pilovitý. Složitější zapojení generátoru, například [9] nabízí mnohé výhody, jako je sinusový výstup a lepší exponen-

ciální převodník, ale pro účely této práce je zapojení příliš komplikované. Zapojení popsané v této práci vychází ze zapojení od Moritze Kleina, popsaného v článku Chrise Lowise [13]. Návrh generátoru začneme jeho jádrem, kterým je generátor pilovitého signálu, protože z jeho koncepce vychází obvody zapojené před ním.

2.2 Popis jádra generátoru

Jádro generátoru, viz obr. 2.2, tvoří generátor pilovitého signálu. Invertující Schmittův klopný obvod CD40106BE [11] byl zvolen, kvůli rozsahu napájecích napětí. Je napájen nesymetricky, pomocí 12 V.

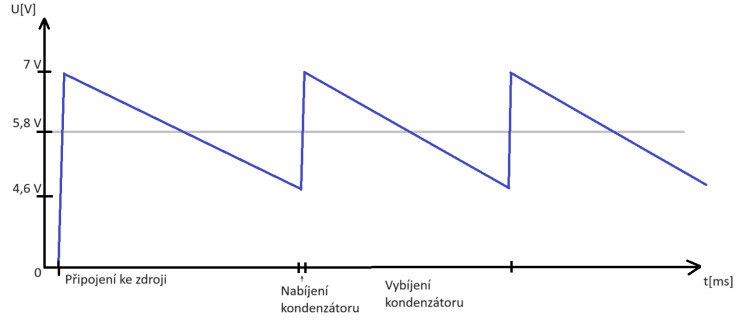


Obr. 2.2: Generátor pilovitého signálu

Napětí v uzlu 1 na obr. 2.2, je po připojení k napájecímu zdroji rovno 0 V, invertující Schmittův klopný obvod přepne výstup do úrovně H tj. na 11,95 V a přes diodu D1 a rezistor RL začne nabíjet kondenzátor C1.

V zapojení od Moritze Kleina [13] je proud proud limitován pouze výstupní impedancí klopného obvodu, odporem diody D1 v propustném směru a ekvivalentním sériovým odporem kondenzátoru. Tento odpor je téměř zanedbatelný a klopný obvod je na krátký okamžik ve zkratu. Pro omezení tohoto špičkového proudu, a tím i pravděpodobně prodloužení životnosti součástek, byl přidán rezistor RL v sérii s diodou. Tím byla prodloužena náběžná hrana signálu, ale pro zvolenou hodnotu $C1 = 1\text{nF}$ a $R_L = 1\text{k}\Omega$ tato změna náběžné hrany neovlivní spektrum pilovitého signálu ve slyšitelném pásmu.

Kondenzátor C1 se postupně nabíjí až na napětí 7 V, což je horní prahové napětí Schmittova klopného obvodu [11], při napájecím napětí 12 V. Při tomto napětí klopný obvod přepne výstup do úrovně L. Dioda D1 je v tento okamžik pólována v závěrném směru, takže kondenzátor se vybíjí pouze pomocí proudu i_c tranzistoru T1, parazitní paralelní vybíjecí odpor kondenzátoru lze přitom zanedbat. Vybíjí se až do hodnoty 4,6 V, při které klopný obvod znovu přepne svůj výstup do úrovně H a celý proces se opakuje, viz obr. 2.3.



Obr. 2.3: Výstupní signál jádra generátoru tvarových kmitů

2.3 Exponenciální převodník

Převodník slouží k převodu z lineární stupnice napětí (standard 1 V na oktávu) na exponenciální stupnici tónů v temperovaném ladění. Frekvence tónu v temperovaném ladění je definována vztahem

$$f_1 = f_0 \sqrt[12]{2^x}.$$

Kde f_1 je výsledná frekvence tónu, f_0 je počáteční frekvence, ke které ostatní tóny vztahujeme. Pro výpočet lze použít např. komorní A = 440 Hz, ale výpočet funguje pro kterýkoli tón. V rovnici x značí počet půltónů, o který se chceme posunout. V oktávě je 12 půltónů, z čehož vyplývá, že posun o oktávu je

$$f_1 = f_0 \sqrt[12]{2^{12}} = f_0 \times 2 = 2f_0.$$

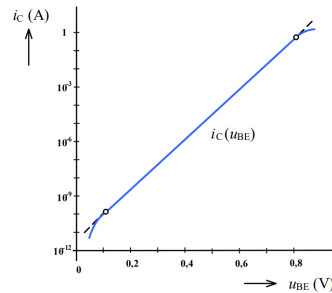
Navrhovaný exponenciální převodník vychází z generátoru tvarových kmitů od Reného Schmitze [12]. Tato část generátoru tvarových kmitů by šla vylepšit exponenciálním převodníkem, tvořeným operačními zesilovači a shodnými tranzistory, jako je u generátoru od Raye Wilsona [9]. Převodník je součástí jádra generátoru tvarových kmitů a je tvořen dvěma tranzistory, viz obr. 2.2. Na obrázku 2.4 je závislost proudu i_c na napětí u_{be} . Tato charakteristika je závislá na teplotě a proudovém zesílení tranzistoru, v katalogovém listu pro 2N3904 [14] není uvedena. Pro tento účel lze využít běžné křemíkové tranzistory NPN, ale u tranzistorů určených pro exponenciální převodníky by tato charakteristika byla uvedená. Odhadem z grafu 2.4 se proud zdvojnásobí, pokud napětí vzroste o ≈ 20 mV. Tato hodnota není přesná, bude se lišit tranzistor od tranzistoru a se zvyšující se teplotou bude proud při stejném napětí větší. Závislost proudu i_c na napětí u_{be} lze aproximovat funkcí

$$i_c = I_{cs} e^{u_{be}/U_T},$$

kde I_{cs} značí zpětný saturační proud a U_T teplotní napětí [16]. K zajištění teplotní stability byly využity vlastnosti tranzistoru PNP, v tomto případě 2N3906. Tranzistor T2 je zapojen jako emitorový sledovač, který napětím na emitoru nastavuje u_{be} tranzistoru T1. Napětí na emitoru T2 je o u_{be} větší než napětí na bázi T2, napětí u_{be} tranzistoru T2 bude dále značeno jako u_{beT2} aby nedošlo k záměně s napětím mezi bázi a emitem tranzistoru T1 značené jako u_{be} . Pokud vzroste teplota, tak se u_{beT2} zmenší a tím se zmenší i napětí na emitoru T2, které ovládá u_{be} . Charakteristika na obrázku 2.4 se s rostoucí teplotou posune směrem doleva a to o stejné napětí jako se posunulo u_{beT2} , za předpokladu že mají tranzistory T1 a T2 2.2 stejný teplotní činitel. Proud i_c tranzistoru T1, na kterém přímo závisí frekvence pilovitého signálu, zůstane stejný. Frekvenci můžeme počítat jako převrácenou hodnotu času, za který se kondenzátor C1 vybije ze 7 V na 4,6 V, proudem i_c , dobu náběžné hrany zanedbáváme.

$$f = \frac{i_c}{\Delta U C_1}$$

Teplotní činitel $\Delta u_{be}/\Delta T$ je závislý na proudu i_c , tato závislost je uvedena v katalogovém listu pro tranzistory 2N3904 [14] a 2N3906 [15]. Pro proudy, které potěčou tranzistory T1 a T2 tj., desítky μA není možné z grafů vyčíst přesné hodnoty $\Delta u_{be}/\Delta T$, takže není možné určit, jestli se při zvýšení teploty frekvence zvětší či zmenší a o kolik. Aby byla zajištěna stejná teplota tranzistorů T1 a T2, jsou na desce plošných spojů umístěny vedle sebe a spojeny teplovodivým tmelem. Odpor rezistoru R1 byl zvolen, kvůli maximálnímu proudu i_b tranzistoru T1, který by neměl přesáhnout 20 μA .

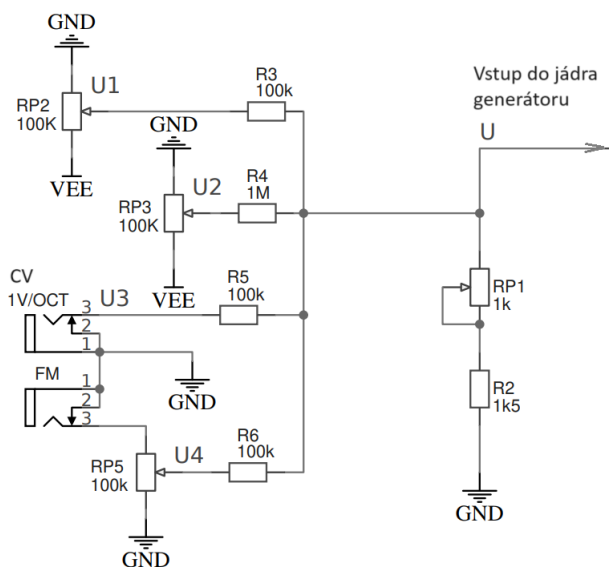


Obr. 2.4: Závislost proudu i_c na napětí u_{be} v semilogaritmickém měřítku, převzato z [16].

2.4 Ovládání generátoru

Ovládání generátoru je zřejmé z obr. 2.5. Generátor má vstup pro řídicí napětí označený CV, které se řídí standardem 1 V na oktávu a druhý vstup, značený FM, který

umožní frekvenční modulaci. Potenciometr RP5 je zapojen jako dělič napětí, kterým se nastavuje úroveň signálu, kterým lze modulovat frekvenci generátoru. Tím lze dosáhnout od efektu vibráto, až po zvuky typické pro syntézu pomocí frekvenční modulace. Potenciometry RP2 a RP3 slouží k naladění generátoru na určitou počáteční frekvenci. Můžeme je vnímat jako ladící kolík u strunného nástroje, v této analogii by bylo řídicí napětí prst na hmatníku, který zkracuje vibrující délku struny a tím zvyšuje frekvenci. RP2 a RP3, viz obr. 2.5, jsou zapojeny jako děliče napětí, které mohou dosáhnout napětí na výstupu od -12 V až po 0 V . Při 0 V nastavených na obou potenciometrech i všech řídicích napětích je u_{be} tranzistoru T1 $\approx 0,6\text{ V}$, což je téměř na konci exponenciální části charakteristiky uvedené na obr.2.4, což je více popsáno v části 2.3. Je zbytečné, aby potenciometry nastavovaly napětí od -12 V do 12 V , protože by polovina jejich rozsahu byla nepoužitelná.



Obr. 2.5: Vstupy generátoru

Rezistory R3 až R6 plní dvě funkce, dělají součet napětí všech vstupů, přičemž do toho započítáváme napětí z potenciometrů i z externích zařízení. Tuto funkci lze ověřit pomocí metody superpozice. Zapojení by šlo realizovat pomocí sčítacího zapojení operačního zesilovače, ale pro tento modul postačí tento pasivní sčítací obvod. Nevýhodou tohoto zapojení je, že při připojení nebo odpojení některého z externích zařízení by došlo ke změně. Té zabráníme využitím konektorů 3,5 mm TS s přepínacím kontaktem. Bez zasunutí vidlice je vstup přes přepínací kontakt uzemněn. Po zasunutí vidlice se rozpojovací kontakt od země odpojí.

Tyto rezistory se sériovou kombinací R5 a RP1 realizují pasivní sčítací obvod

$$U = U_1 \frac{R_4 \parallel R_5 \parallel R_6 \parallel (R_2 + R_{RP1})}{R_3 + R_4 \parallel R_5 \parallel R_6 \parallel (R_2 + R_{RP1})} + U_2 \frac{R_3 \parallel R_5 \parallel R_6 \parallel (R_2 + R_{RP1})}{R_4 + R_3 \parallel R_5 \parallel R_6 \parallel (R_2 + R_{RP1})} +$$

$$U_3 \frac{R_3 \parallel R_4 \parallel R_6 \parallel (R_2 + R_{RP1})}{R_5 + R_3 \parallel R_4 \parallel R_6 \parallel (R_2 + R_{RP1})} + U_4 \frac{R_3 \parallel R_4 \parallel R_5 \parallel (R_2 + R_{RP1})}{R_6 + R_3 \parallel R_4 \parallel R_5 \parallel (R_2 + R_{RP1})}.$$

Napětí U je napětí na vstupu generátoru pilovitých kmitů, viz obr. 2.2. Při zvýšení napětí o 1 V na vstupu 1 V/OCT se napětí U zvětší o ≈ 19 mV, za předpokladu, že budou všechny potenciometry na maximální hodnotě a RP1 bude v polovině svého rozsahu. Pokud by byly i ostatní potenciometry v polovině rozsahu, zvětšilo by se napětí 1 V/OCT o 1 V, napětí U by vzrostlo o $\approx 18,83$ mV, tyto hodnoty jsou téměř totožné a proto vliv potenciometrů RP2, RP3 a RP5 můžeme ve výpočtu vynechat. Přesný dělicí poměr je nastaven pomocí víceotáčkového potenciometrického trimru RP1, který zajistí správný převod pomocí exponenciálního převodníku, viz kapitola 2.3. Odpor rezistorů R3 až R6 byl zvolen tak, aby do báze tranzistoru T2 mohl téct dostatečný proud i_b . Rezistor R4 má hodnotu 1M, aby se umožnilo přesnější naladění počáteční frekvence pomocí potenciometru RP3. Díky tomu má desetkrát menší rozsah a s tím i citlivost než RP2.

2.5 Převod z pilovitého na obdélníkový signál

Výstup jádra generátoru tvarových kmitů nesmí být zatížen. Veškerý proud, kterým je vybíjen kondenzátor C1, viz 2.2, musí téct přes tranzistor T1, aby nedošlo k nechtěné a nekontrolovatelné změně frekvence. Proto je generátor pilovitých kmitů oddělen od dalšího obvodu neivertujícím zesilovačem s jednotkovým přenosem, viz 2.6. Oddělovací zesilovač je tvořen jedním z operačních zesilovačů z integrovaného obvodu TL074. [17] Jeho katalogový list udává vstupní odpor $10^{12} \Omega$, což při maximální výstupní hodnotě 7 V, zmíněné v kapitole 2.2 způsobí parazitní vybíjecí proud maximálně ≈ 7 pA, což je zanedbatelné. Oddělovací kondenzátor C2 a paralelní kombinace rezistorů R7 a vstupní impedance převodníku pilovitého signálu na trojúhelníkový, tvořená rezistorem R14, viz obr. 2.10 v kapitole 2.6, tvoří horní propust, sloužící k oddělení stejnosměrné složky od pilovitých kmitů. Aby nedošlo k potlačení signálu na nízkých frekvencích, byla zvolena mezní frekvence filtru na $f_m = 3$ Hz, což odpovídá kapacitě kondenzátoru C2

$$C_2 = \frac{1}{2\pi \times f \times \frac{R7 \times R14}{R7 + R14}} = \frac{1}{2\pi \times 3 \times \frac{100k \times 100k}{100k + 100k}} \doteq 1 \mu\text{F}.$$

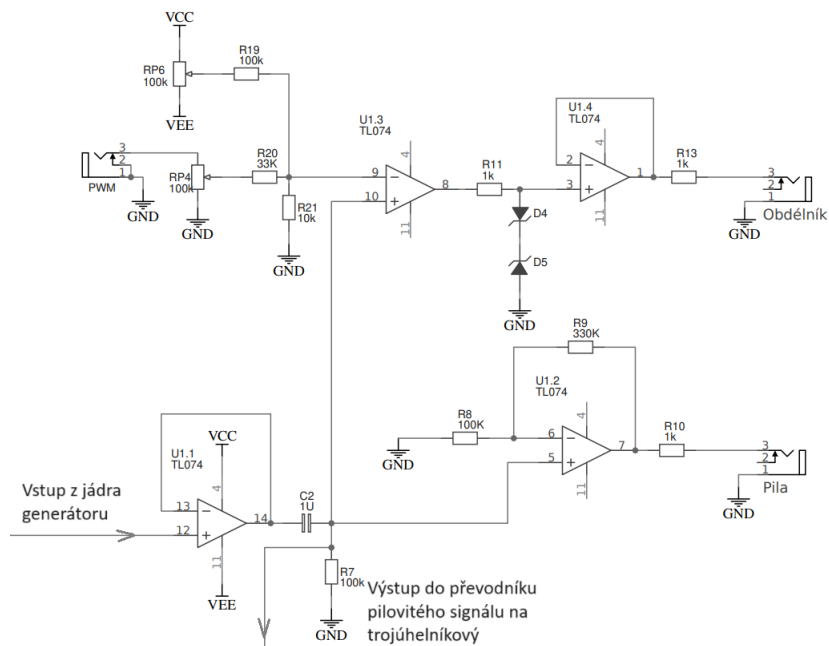
Kondenzátor může být buď polarizovaný nebo nepolarizovaný. V případě polarizovaného je nutné zapojit anodu směrem k oddělovacímu zesilovači, protože výstup

zesilovače bude nabývat hodnot od 7 V do 4,6 V, zatímco na druhé straně kondenzátoru bude signál nabývat hodnot od $-1,2$ V do $1,2$ V. Obvyklá hodnota výstupního signálu Eurorack modulů je $10 V_{pk-pk}$ a proto je potřeba pilovitý signál zesílit. K tomu byl použit druhý operační zesilovač v pouzdru TL074, zapojený jako neinvertující zesilovač. Signál je potřeba zesílit přibližně 4,2 krát, zesílení je nastaveno pomocí rezistorů R8 a R9. Odpor R_8 byl zvolen a R_9 byla dopočítána, aby bylo dosaženo zesílení podle vzorce $A = 1 + \frac{R_9}{R_8}$. Rezistor R10 nastavuje výstupní impedanci modulu na $1 k\Omega$.

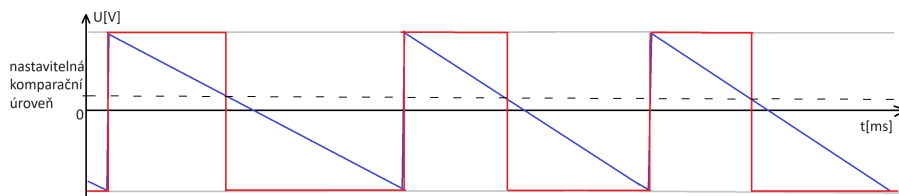
Pro převod z pilovitého na obdélníkový signál byl použit komparátor, viz obr. 2.6. Komparační úroveň je nastavena buď pomocí potenciometru RP6, nebo pomocí řídicího napětí přivedeného na vstup PWM. Změnou komparační úrovně je možné nastavit střídu obdélníkového signálu, viz obr. 2.7. Pro správnou funkci ovládacích prvků musí mít napětí komparačních úrovní stejný rozsah jako signál, který porovnává. Napětí potenciometru RP6 mohou dosahovat od -12 V do 12 V, zatímco pilovitý signál má od $-1,2$ V do $1,2$ V. Rezistory R19 a R21 je proto nastaven dělicí poměr $\frac{1}{10}$. Napětí signálu přivedeného na vstup PWM uvažujeme $10 V_{pk-pk}$. Odpor rezistoru R20 byl zvolen tak, aby byl zachován dělicí poměr $\frac{6}{25}$. Potenciometr RP4 je zapojen jako dělič napětí a nastavuje intenzitu modulace externím signálem. Výstup komparátoru nabývá téměř napájecího napětí, z katalogového listu přepočítáno na $\approx \pm 11$ V. Rezistor R11 a diody D4 a D5 omezují výstupní napětí komparátoru na $9,8 V_{pk-pk}$. Zenerovy diody D4 a D5 mají Zenerovo napětí $4,3$ V, pro tento účel byly zvoleny diody BZX55/C4V3 [18]. Výstup je oddělen oddělovacím zesilovačem, přičemž R13 nastavuje výstupní impedanci na $1 k\Omega$.

2.6 Převod z pilovitého na trojúhelníkový signál

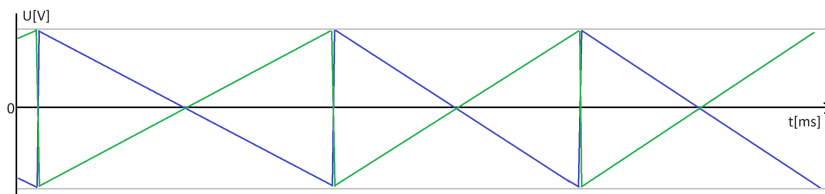
Pro převod z pilovitého signálu na trojúhelníkový, bylo využito geometrické symetrie pilovitého signálu. Na obr. 2.8 je znázorněn pilovitý signál (modře) a invertovaný pilovitý signál (zeleně). Po odstranění záporné části obou signálů je na obr. 2.9 znázorněn výsledný trojúhelníkový signál (červeně). Kvůli době náběžné hrany pilovitého signálu je trojúhelníkový signál deformovaný. Deformaci lze pozorovat u maximální výchylky, kde ve špičce trojúhelníku signál na krátký okamžik spadne na nulu. Pokud bude náběžná hrana dostatečně krátká neovlivní tato deformace slyšitelné spektrum signálu. Zapojení bylo inspirováno obvodem od Raye Wilsona, který je publikovaný na jeho blogu Music From Outer Space [19]. Koncepce řešení je zřejmá z obr. 2.10 Převodník potřebuje dva operační zesilovače. Protože všechny volné operační zesilovače z integrovaného obvodu TL074 byly již dříve využity, byl pro zbylé dva zvolen TL072 [17]. K inverzi signálu bylo použito invertujícího zapojení operačního zesilovače (U8.2). Pro správnou funkci tohoto invertoru je nutné,



Obr. 2.6: Schéma převodníku z pilovitého na obdélkový signál a výstupní část pilovitého signálu

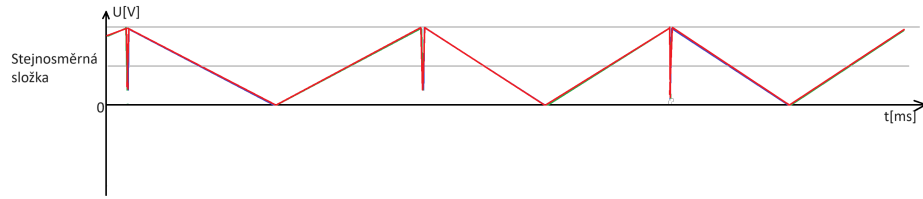


Obr. 2.7: Graf pilovitého a obdélkového průběhu s proměnnou střídou



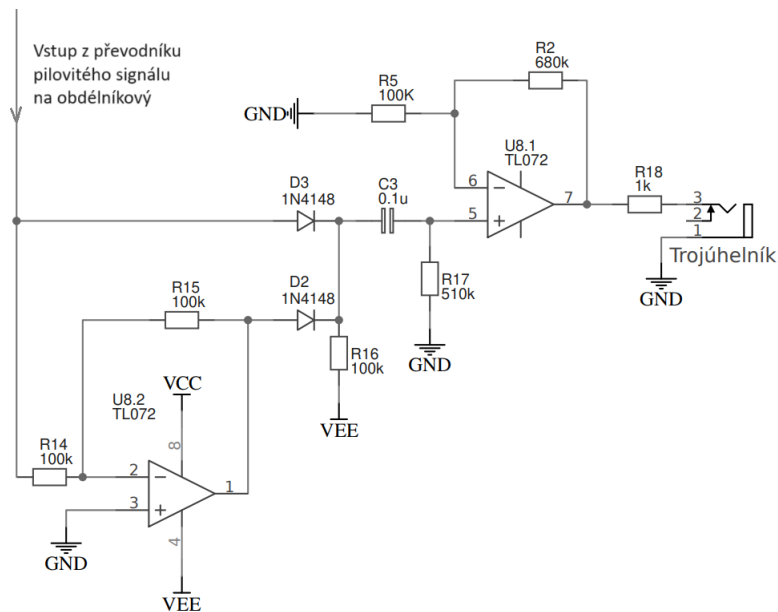
Obr. 2.8: Graf pilovitého signálu a invertovaného pilovitého průběhu

aby rezistory R14 a R15 měly stejný odpor, není možné se spokojit s výrobními tolerancemi řady E12. Bylo proto nutné ohmmetrem změřit balení rezistorů 100 k Ω a vybrat dva rezistory s nejbližším odporem. Diody D2 a D3 blokují zápornou polo-



Obr. 2.9: Výsledný trojúhelníkový průběh

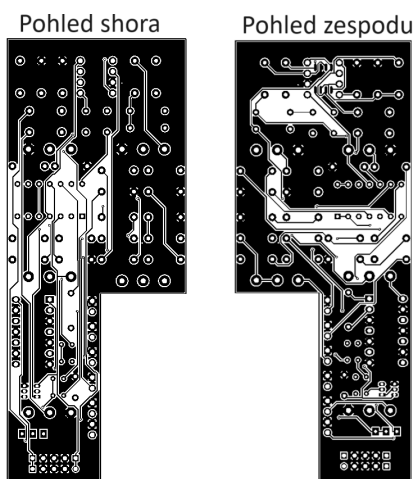
vinu signálu. Rezistor R16 je připojen k zápornému napájecímu napětí a drží diody otevřené proudem $I = \frac{U_{\text{gnd}} - U_{\text{ee}} - U_{\text{p}}}{R_{16}} = \frac{0 - (-12 - 0,5)}{100\text{k}} = 0,15 \text{ mA}$. Zde je U_{p} prahové napětí diody v propustném směru. Oddělovací kondenzátor C3 spolu s rezistorem R15 tvoří horní propust, která filtruje stejnosměrnou složku. Mezní frekvence filtru je volena tak, aby neovlivňovala slyšitelné spektrum. Signál má na vstupu poloviční maximální výchylku než pilovitý signál, proto je potřeba ho zesílit neinvertujícím zesilovačem s U8.1. Rezistory R2 a R5 byly voleny tak, aby bylo zesílení $A \approx 8$ a signál měl na výstupu napětí $\approx 10 \text{ V}_{\text{pk-pk}}$. Rezistor R18 nastavuje výstupní impedanci modulu na $1 \text{ k}\Omega$.



Obr. 2.10: Schéma převodníku pilovitého signálu na trojúhelníkový signál

2.7 Návrh desky plošných spojů

Pro desku plošných spojů, viz obr. 2.11, byly zvoleny vývodové součástky, protože byly použity i při testování zapojení na nepájivém poli a pro ověření funkce jsou dostačující. Návrh desky pro SMD komponenty by nebyl příliš odlišný. Rozměry desky jsou dány velikostí pěti potenciometrů, které ovládají frekvenci, další frekvenci jemněji, intenzitu frekvenční modulace, střihu obdélníkového signálu a intenzitu modulace střihu obdélníkového signálu. Při využití SMD součástek by se pouze zvětšily vzdálenosti mezi jednotlivými komponenty.



Obr. 2.11: Návrh desky plošných spojů generátoru tvarových kmitů



Obr. 2.12: Realizovaný modul generátoru tvarových kmitů

3 Napětím řízený zesilovač

3.1 Funkce a vlastnosti napětím řízeného zesilovače

Napětím řízený zesilovač v syntezátoru plní funkci ovládání začátku a konce tónu. Jeho zapojení v celém syntezátoru je patrné z blokového schématu 1. Ideální zesilovač by měl zesílení od 0 do 1, ale u skutečného se vždy bude dostávat malé množství signálu ze vstupu na výstup. Cílem pro tento zesilovač bude zeslabení alespoň 60 dB, při kterém je neznějící tón blízko úrovně šumu a není proto slyšitelný a tím pádem rušivý. Při menším maximálním zeslabení by syntezátor zněl i v době, kdy nehraje. Například pro -40 dB, což odpovídá jedné setině původního signálu, lze nežádoucí výstup syntezátoru rozeznat i v nahrávce mezi ostatními nástroji.

Napětím řízený zesilovač je ovládaný pomocí signálu GATE, který může být tvarovaný, pomocí generátoru obálky. Tento signál dosahuje od 0 V po 5 V, přičemž při 0 V chceme maximální útlum a při 5 V maximální zesílení. Výstupy generátoru tvarových kmitů mají úroveň $10 V_{pk-pk}$, takže zesilovač musí být schopný pracovat s takovýmto signálem bez znatelného zkreslení. Protože je zesilovač určený pro ovládání hlasitosti jak audio signálů, tak i řídicích napětí, musí umět pracovat i se stejnosměrnými signály, takže není možné použít oddělovací kondenzátory. Výstup z generátoru tvarových kmitů bude zesilovač pouze tlumit, ale řídicí napětí, šumové a další signály bude muset i zesílovat, proto obsahuje zesilovač potenciometr, kterým lze nastavit maximální zesílení.

3.2 Možnosti obvodového řešení

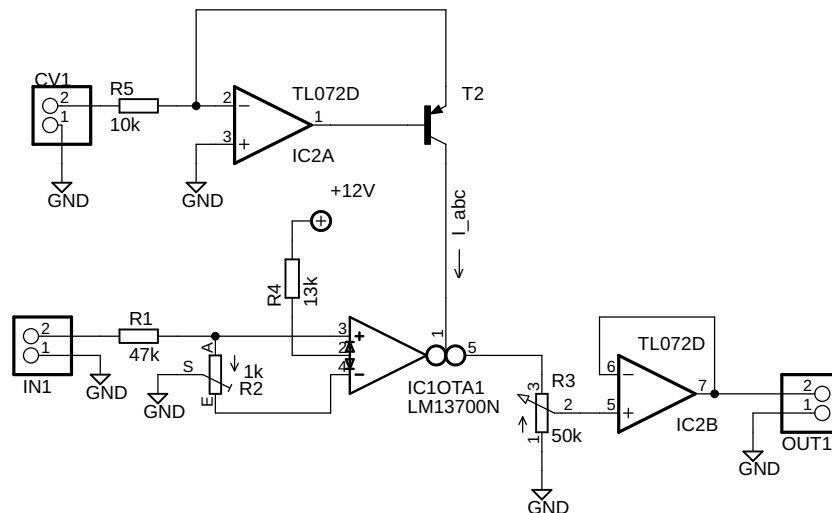
První možností jak řešit zesilovač se zesílením od 0 do 1, bylo inspirovat se audio kompresory, které mají útlum řízený napětím. Audio kompresory jako například 1176 Limiting amplifier, od firmy Universal Audio [20], využívá palem řízený tranzistor v napěťovém děliči. Při simulování tohoto zapojení bylo zjištěno, že maximální útlum nespĺňuje požadavky napětím řízeného zesilovače.

Další možností je zkonstruovat tranzistorový diferenční stupeň, jehož zesílení lze řídit pomocí zdroje proudu. Toto řešení je popsáno v článku od Roda Elliotta o konstrukci napětím řízeného zesilovače [21]. Diferenční stupeň je součástí každého operačního zesilovače, ale proud proudového zdroje je v nich pevně nastavený. U transkonduktančních zesilovačů, jako například LM13700 [22], je tento proud nastavitelný a lze jím ovládat transkonduktanci zesilovače. Sestavením diferenčního stupně pomocí diskrétních komponent by bylo možné snížit cenu zařízení a při použití malých SMD součástek, například 0402 a menších, ušetřit místo na desce plošných spojů. Pro účely této práce bylo zvoleno řešení s využitím transkonduktančního

zesilovače LM13700.

3.3 Řešení zesilovače s LM13700

LM13700 [22] je transkonduktanční zesilovač, jinak zvaný jako OTA (Operational Transconductance Amplifier). OTA mají napěťové vstupy, proudový výstup a jejich transkonduktance je řízená proudem. OTA mají uplatnění v mnoha obvodech, od napětím řízených filtrů, přes napětím řízené zesilovače, až po napětím řízené oscilátory. Doporučená zapojení jsou součástí katalogového listu. Jedním z nich je doporučené zapojení pro napětím řízený zesilovač. Z toho vychází zapojení na obr. 3.1.



Obr. 3.1: Schéma napětím řízeného zesilovače

Správným nastavením trimru R2, viz 3.1, lze zamezit vlivu řídicího napětí na výstupní signál. Při nesprávném nastavení se při změně řídicího proudu (proudu do pinu 1 transkonduktančního zesilovače) výstupní signál posouvá o určité stejnosměrné napětí, což je nežádoucí. Dále rezistory R1 a R2 tvoří dělič napětí, aby bylo zajištěno dostatečně malé napětí diferenciálního stupně. Tím je zajištěno nízké

zkreslení zesilovače. Pro tento zesilovač pak bude zkreslení okolo 1%. Výstupy hudebních nástrojů bývají často ještě dodatečně zkresleny, aby bylo dosaženo většího množství harmonických složek, takže zkreslení 1% je dostatečně malé. Z grafu závislosti zkreslení OTA na diferenciálním napětí [22] při zapojení linearizačních diod, které jsou součástí LM13700, vyplývá, že diferenciální napětí musí být maximálně $100 \text{ mV}_{\text{pk-pk}}$. Diferenční napětí je při použití linearizačních diod dáno proudem I_s , což je proud rezistorem R1. Protože je velikost rezistoru R2 dána katalogovým listem, je nutné dopočítat rezistor R1. Pokud je trimr R2 nastaven v polovině svého rozsahu, je dělič tvořen rezistorem R1 a 500Ω připojenými k zemi. Pro zachování maximálně $100 \text{ mV}_{\text{pk-pk}}$ ze vstupních $10 \text{ V}_{\text{pk-pk}}$, vychází $R_1 = 49500 \Omega$, nejbližší hodnota z řady E12 je $47 \text{ k}\Omega$. Rezistor R4 nastavuje proud linearizačními diodami na $0,94 \text{ mA}$. $I_d = \frac{U_{cc} - U_d}{R_4} = \frac{12 - 0,7}{12000} = 0,94 \text{ mA}$, kde I_d je proud linealizačními diodami, U_{cc} je napájecí napětí, v tomto případě 12 V , U_d je úbytek napětí na linearizačních diodách a R_4 je odpor rezistoru R4. Potenciometr R3 převádí výstupní proud OTA na napětí a zároveň umožňuje regulaci maximálního napětí výstupního signálu. Transkonduktance je řídicím proudem nastavena na $\approx 8 \text{ mS}$. Výstupní napětí je dáno vztahem

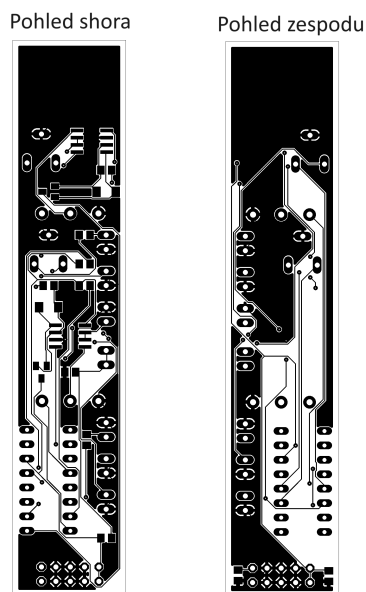
$$U_{out} = 2I_s \frac{I_{abc}}{I_d} R_3, \quad R_3 = \frac{I_d U_{out}}{I_{abc} 2I_s} = \frac{I_d U_{out}}{2 \frac{U_{in}}{R_1} I_{abc}} = \frac{0,94 \text{ mA} \times 20}{2 \frac{10}{47 \text{ k}} 0,5 \text{ mA}} = 88360 \Omega,$$

kde U_{out} je výstupní napětí a bylo zvoleno dvojnásobné, než vstupní, čili $20 \text{ V}_{\text{pk-pk}}$. Proud I_s je proud tekoucí do vstupu. Je závislý na velikosti rezistoru R1 a vstupním napětí U_{in} , trimr R2 má na tento proud menší vliv, než tolerance rezistoru R1, takže ho lze zanedbat. Odpor potenciometru R3 byl zvolen $50 \text{ k}\Omega$, protože je to nejbližší menší dostupný odpor potenciometru. U většího odporu by mohlo dojít k limitaci výstupu, protože při $R_3 = 100 \text{ k}\Omega$ je $U_{out} = 22,63 \text{ V}_{\text{pk-pk}}$ a při napájení $\pm 12 \text{ V}$ by došlo k limitaci výstupu. Výstup je oddělen oddělovacím zesilovačem, který je tvořený operačním zesilovačem TL072 [17]. Oddělovací zesilovač tvořený tranzistorovým párem, který je součástí obvodu LM13700 [22], není možné použít, protože by byl výstup posunut o zhruba $-1,2 \text{ V}$. Ve většině případů to lze vyřešit oddělovacím kondenzátorem, ale pro zesilování stejnosměrných signálů, například řídicích napětí, toto řešení není možné.

Protože je transkonduktance OTA řízena vnějším proudem I_{abc} , tak je vhodné použít proudový zdroj. Podobného výsledku lze dosáhnout i zdrojem napětí a rezistorem. Pro tento zesilovač bylo zvoleno zapojení napětím řízeného zdroje proudu s tranzistorem. Zapojení vychází z funkce operačního zesilovače, který se snaží držet nulové diferenciální napětí na jeho vstupech. Protože je neinvertující vstup uzemněn, udržuje se i na invertujícím vstup 0 V . Při přivedení řídicího napětí na vstup CV1, viz obr. 3.1, sníží operační zesilovač své výstupní napětí na $\approx -0,6 \text{ V}$ a tím zvýší proud I_c tranzistoru. Proud tekoucí do rezistoru R5 se musí rovnat proudu I_c , aby byla na invertujícím vstupu 0 V . Toho je dosaženo zpětnou vazbou. Lze tedy říci, že

$I_C \approx I_{R5} = \frac{U_{cv}}{R_5}$, kde I_{R5} je proud protékající rezistorem R_5 a U_{cv} je hodnota řídicího napětí. Výstupní proud byl zvolen 0,5 mA, řídicí napětí dosahuje maximálně 5 V. Odpor rezistoru R_5 je dán vztahem $R_5 = \frac{U_{cv}}{I_R} = \frac{5}{500 \mu} = 10 \text{ k}\Omega$.

Protože jsou součástí pouzdra LM13700 dva transkonduktanční zesilovače, jsou v modulu zkonstruované dva identické napětím řízené zesilovače. Realizovaný modul napětím řízených zesilovačů je na obr. 3.3.



Obr. 3.2: Návrh desky plošných spojů napětím řízeného zesilovače



Obr. 3.3: Realizovaný modul napětím řízeného zesilovače

4 Generátor obálky

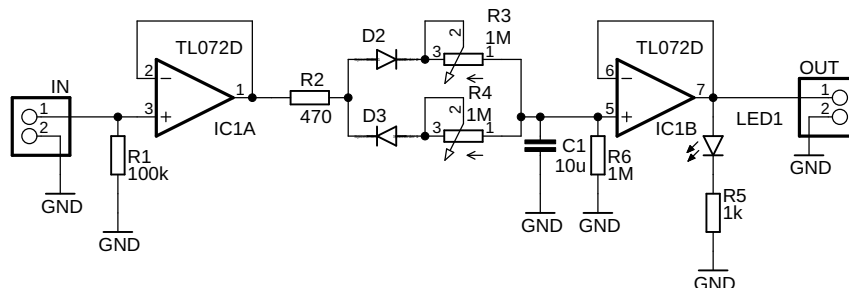
4.1 Koncepce generátoru obálky

Generátor obálky mění digitální signál Gate, viz obr. 1, na spojitý signál. Jeho cílem je převést skokovou změnu na průběh, který může být podobný obálce skutečných nástrojů. Nejčastější druhy generátorů obálky jsou ADSR, u kterého lze nastavit „Attack“, tj. doba náběhu z nuly do maximální úrovně, „Decay“, doba sestupu z maximální úrovně do ustálené úrovně, „Sustain“ ustálená úroveň, která je držena až do přepnutí signálu Gate zpět do nízké úrovně a „Release“, doba sestupu z ustálené úrovně zpět na nulu. Dalším druhem je AD obálka, u které lze nastavit „Attack“, tj. doba náběhu z nuly do maximální úrovně, po které ihned následuje „Decay“, doba sestupu z maximální úrovně zpět na nulu. Lze ji vnímat jako ADSR s parametrem „Sustain“ nastaveným na nulu. Nebo AR obálka, u které lze nastavit „Attack“, tj. doba náběhu z nuly do maximální úrovně, která je držena až do přepnutí signálu Gate zpět do nízké úrovně. Poté následuje „Release“, tj. doba sestupu z maximální úrovně zpět na nulu. Lze ji vnímat jako obálka ADSR s parametrem „Sustain“ nastaveným na maximum.

Generátorem obálky lze řídit frekvenci napětím řízeného filtru (filter envelope generator), zesílení napětím řízeného zesilovače (amplitude envelope generator), nebo frekvenci napětím řízeného oscilátoru (pitch envelope generator). V modulárním systému je možné řídit generátorem obálky kterýkoliv z výše uvedených parametrů.

4.2 Obvodové řešení generátoru obálky

Generátor obálky AR lze jednoduše realizovat jako integrační článek, u kterého lze nastavit zvláště časová konstanta pro náběžnou a sestupnou hranu, viz obr. 4.1. Rezistor R1 nastavuje vstupní odpor na 100 k Ω , IC1A je zapojen jako oddělovací zesilovač, rezistor R2 nastavuje minimální hodnotu časové konstanty. Oddělené nastavení doby nabíjení a vybíjení kondenzátoru dovolují diody D2 a D3. Pro náběžnou hranu signálu je dioda D3 v závěrném směru a veškerý proud teče diodou D2. Potenciometr R3 je zapojen jako proměnný odpor, za pomoci kterého lze omezit proud, kterým je nabíjen kondenzátor C1. Při přepnutí signálu Gate na nízkou úroveň 0 V je v uzlu mezi R2, D2 a D3 0 V a tím pádem je D2 v závěrném a D3 v propustném směru. Vybíjecí proud kondenzátoru C1 je nastaven potenciometrem R4. Z toho vychází, že potenciometr R3 nastavuje dobu náběžné hrany a bude značen jako „Attack“ a R4 dobu sestupné hrany, čili „Release“. Napětí diody 1N4148 v propustném směru je 0,6 V při nulovém protékajícím proudu. To, kromě snížení maximální hodnoty na

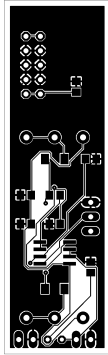


Obr. 4.1: Schéma generátoru obálky

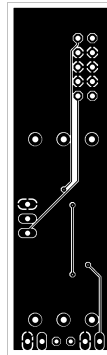
výstupu způsobí neúplné vybití kondenzátoru C1. První problém by šel vyřešit zesílením signálu pomocí jednoho z operačních zesilovačů. Problém s neúplným vybitím lze vyřešit paralelním zapojením rezistoru R6 s kondenzátorem C1. Rezistor R6 zdvojnásobí vybíjecí proud, takže je nutné zdvojnásobit kapacitu kondenzátoru, aby byla zachována časová konstanta. Přidáním paralelního vybíjecího kondenzátoru se také změní závislost časové konstanty na poloze potenciometru z lineární na logaritmickou. Odpor rezistoru R2 byl volen tak, aby časová konstanta τ pro minimální nastavení potenciometrů byla 0,5 ms. $\tau = R_2 C_1$, $R = \frac{\tau}{C_1} = \frac{500 \mu}{1 \mu} = 500 \Omega$ Nejbližší hodnota z řady E12 je 470 Ω . Maximální časová konstanta pro nabíjení i vybíjení τ byla zvolena 1 s, musíme počítat tím že nabití na 95 % trvá $\approx 3\tau$, takže $\tau = 1$ s je pro hudební produkci více než dostatečná. Kapacita kondenzátoru C1 byla zvolena 1 μF a odpor potenciometrů dopočítán, rezistor R2 byl ve výpočtu zanedbán. $\tau = R_3 C_1$, $R_3 = \frac{\tau}{C_1} = \frac{1}{1 \mu} = 1 \text{ M}\Omega$. Odpor R4 byl zvolen stejný. LED1 slouží k signalizaci výstupního signálu a rezistor R5 nastavuje proud diodou na 2,9 mA.

Návrh desky plošných spojů generátoru obálky je na obr. 4.2. Realizovaný modul generátoru obálky je na obr. 4.3.

Pohled shora



Pohled zespodu



Obr. 4.2: Návrh desky plošných spojů generátoru obálky



Obr. 4.3: Realizovaný modul generátoru obálky

5 Nízkofrekvenční oscilátor

5.1 Koncepce nízkofrekvenčního oscilátoru

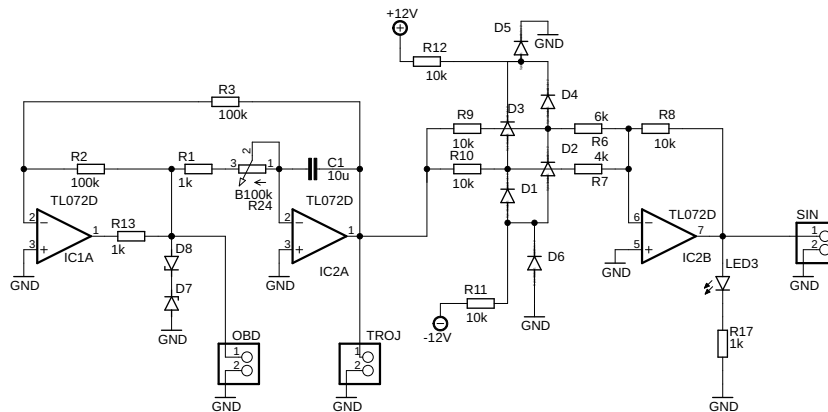
Nízkofrekvenční oscilátor generuje harmonické kmity o nízkých frekvencích. Slouží k modulaci různých parametrů zvukových signálů. Modulováním frekvence zvukového signálu lze dosáhnout efektu vibrato, modulováním amplitudy efektu tremolo, nebo lze modulovat např. mezní kmitočet napětím řízeného kmitočtového filtru, jako je znázorněné na obr. 1. Frekvence nízkofrekvenčního oscilátoru je přeladitelná potenciometrem.

Nejjednodušší způsob generování harmonických kmitů je generovat trojúhelníkové kmity a ty převádět na harmonické kmity. Převodu z trojúhelníkového signálu na signál podobný harmonickému lze dosáhnout za pomoci filtrování vyšších harmonických složek trojúhelníkového signálu. I po zpracování integrátorem je signál znatelně zkreslený a bývá označován jako parabolický. Další problém je, že by se musela časová konstanta filtru přeladovat spolu s kmitočtem oscilátoru. Další řešení lze realizovat např. za pomoci diodových funkčních měničů.

5.2 Návrh nízkofrekvenčního generátoru trojúhelníkových kmitů a diodového funkčního měniče

Tento generátor, viz obr. 5.1, vychází ze zapojení jednoduchého generátoru trojúhelníkových a pravoúhlých kmitů s integrátorem [16]. Kde integrátor integruje výstup neinvertujícího komparátoru s hysterezí. Výstup komparátoru je ošetřen Zenerovými diodami se Zenerovým napětím $U_z = 4,3 \text{ V}$. Ty omezí výstupní napětí na $4,9 \text{ V}_{pk-pk}$ a zvětší stabilitu komparátoru. Proud diodami je omezen rezistorem R13 na $7,1 \text{ mA}$. Komparační úrovně komparátoru jsou nastavené pomocí rezistorů R2 a R3. Jejich odpor byl zvolen stejný, aby došlo k překlápění ve chvíli, kdy integrátor překročí na výstupu $4,9 \text{ V}$, tím je zajištěné stejné výstupní napětí obdélníkového i trojúhelníkového signálu. Poměr odporů rezistorů byl spočítán ze vzorců $u_1 = U_{sp} = (R_3/R_2)U_{2p}$ a $u_1 = U_{sn} = - (R_3/R_2)U_{2n}$, převzatých z [16], kde u_1 je napětí na vstupu komparátoru, U_{sp} je kladné srovnávací napětí, U_{2p} je kladné saturační napětí, U_{sn} je záporné srovnávací napětí, U_{2n} je záporné saturační napětí. Obě saturační napětí jsou omezená Zenerovými diodami, $U_{sp} = 4,9 \text{ V}$, $U_{sn} = - 4,9 \text{ V}$.

Potenciometr R24 nastavuje spolu s rezistorem R1 a kondenzátorem C1 časovou konstantu integrátoru a tím i frekvenci oscilátoru. $f = 1/T = R_2/4R_3(R_1+R_{24})C_1 = 1/4(R_1 + R_{24})C_1$.

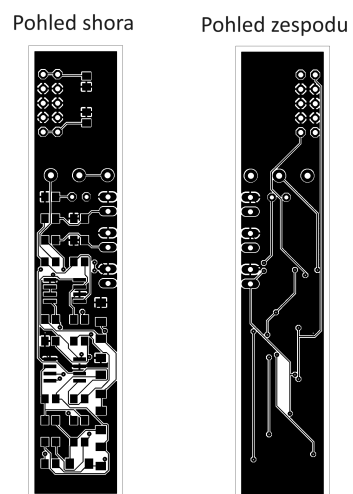


Obr. 5.1: Schéma nízkofrekvenčního oscilátoru

Diodový funkční měnič vychází ze zapojení převodníku trojúhelníkového na sinusový signál [24]. Jeho cílem je změnit rychlou změnu, která nastává v maximální a minimální úrovni trojúhelníkového signálu. Funguje na principu postupného omezení trojúhelníkového signálu a následného sečtení omezených signálů [25]. Diody D1 a D2 souží k omezení záporné půlplny trojúhelníkového signálu, diody D3 a D4 omezují kladnou půlplnu trojúhelníkového signálu. Diody D5 a rezistor R12 spolu tvoří zdroj napětí, který nastavuje, kdy začnou diody omezovat, v tomto případě přibližně 1,2 V. Odpor rezistoru R12 byl zvolen 10 k Ω . Pro záporná napětí je ekvivalentním způsobem zapojená dioda D6 a rezistor R11. Rezistory R9 a R6 spolu tvoří dělič napětí, který určuje nad jakou hodnotou bude trojúhelníkový signál ořezán. Pro vstupní napětí 4,9 V bude napětí na děliči 1,84 V omezeno na 1,2 V, tj. přibližně horní třetina signálu bude omezena. Rezistory R10 a R7 tvoří podobný dělič, u kterého dojde k omezení přibližně jedné sedminy signálu. Při simulování způsobily tyto hodnoty nejmenší harmonické zkreslení. Tyto dva signály jsou sečteny invertujícím zesilovačem. Úroveň výstupního napětí je 5 V_{pk-pk}. $U_{out} = 1,2 - \frac{R_8}{R_6} + 1,2 - \frac{R_8}{R_7}$, proto byl zvolen odpor rezistoru R8 10 k Ω . Dioda LED3 slouží k signalizaci výstupního signálu, rezistor R17 nastavuje maximální proud diodou na 3,5 mA.

Návrh desky plošných spojů nízkofrekvenčního oscilátoru je na obr. 5.2. Realizo-

vaný modul nízkofrekvenčního oscilátoru je na obr. 5.3.



Obr. 5.2: Návrh desky plošných spojů nízkofrekvenčního oscilátoru



Obr. 5.3: Realizovaný modul nízkofrekvenčního oscilátoru

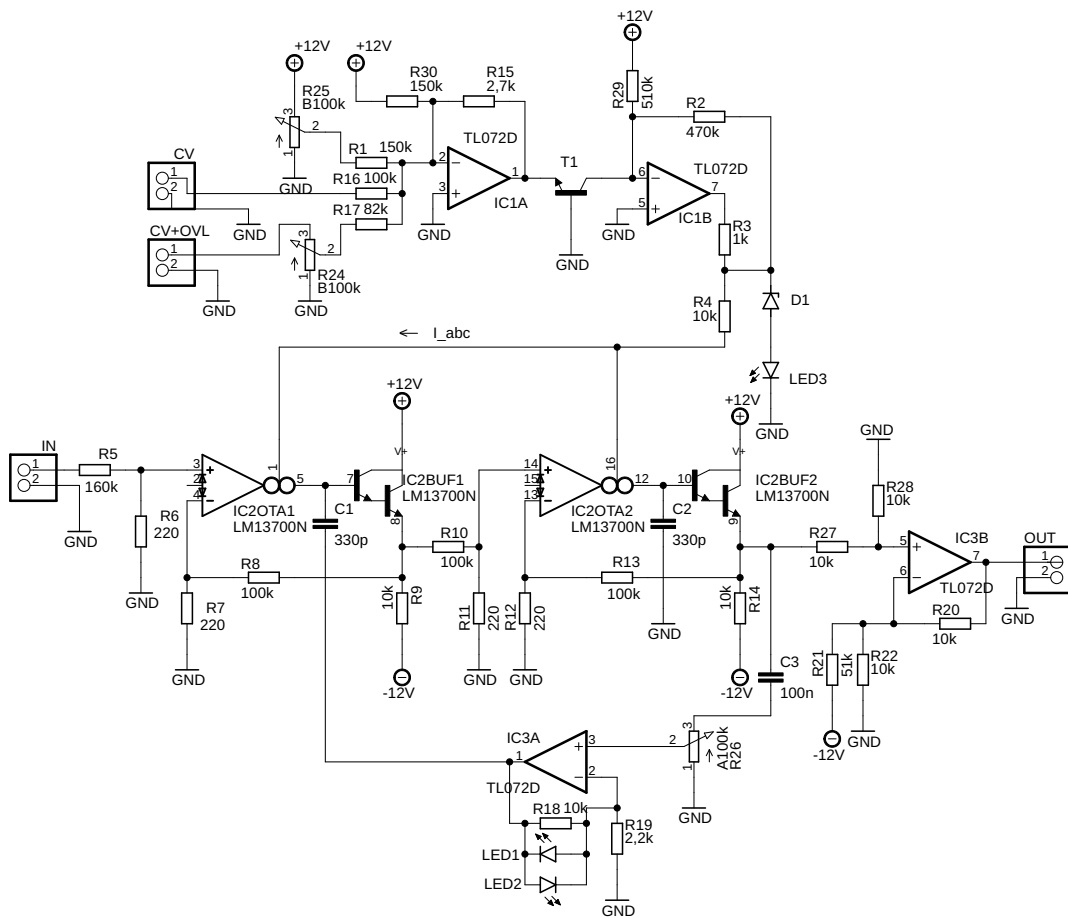
6 Napětím řízený filtr

6.1 Funkce a vlastnosti napětím řízeného kmitočtového filtru

Funkcí napětím řízeného kmitočtového filtru je dynamicky měnit kmitočtovou charakteristiku generovaného zvukového signálu. V syntezátorech se nejčastěji využívají dolní propusti, ale je možné se setkat i s horními a pásmovými propustmi. Dolní propust, jejíž konstrukce je v této práci dále popsána, filtruje vyšší harmonické složky tvarových kmitů za účelem dosažení různých barev zvuku. Kromě ovládacích prvků nastavujících mezní kmitočet filtru bývá obvyklé u syntezátorových filtrů i ovládací prvek „resonance.“ Ten za pomoci zpětné vazby dosahuje větší zesílení na mezním kmitočtu. Tato charakteristika je obvyklá např. pro filtry typu Sallen-Key, kde je označovaná jako jakost filtru, nebo také Q faktor. Toto řešení není použitelné pouze u Sallen-Key filtrů, podobnou zpětnou vazbu můžeme nalézt i u žebříčkových filtrů, například v syntezátoru Moog [23]. Žebříčkové filtry, ať tranzistorové (Moog), nebo diodové (EMS, Roland), využívají diferenciální odpor polovodičových součástek v RC filtrech. Ten závisí na proudu protékajícím diodou, nebo na kolektorovém proudu tranzistoru. V určitém rozmezí lze závislost těchto proudů na řídicím napětí aproximovat exponenciální funkcí. Toho je využito v těchto filtrech, kde mezní kmitočet roste exponenciálně s lineárně rostoucím řídicím napětím. Pro tento účel lze použít i filtry s transkonduktančními zesilovači. Filtry s transkonduktančními zesilovači mají ale lineární závislost mezního kmitočtu na proudu řídicího transkonduktanci, v katalogovém listu značeném jako „Amplifier Bias Current“ [22]. Lidské vnímání frekvence zvuku je exponenciální a proto je vhodné, aby byla závislost mezního kmitočtu filtru exponenciálně závislá na řídicím napětí. Z toho důvodu je nutné filtr doplnit o napětím řízený exponenciální převodník.

6.2 Obvodové řešení přeladitelného filtru s LM13700

Pro návrh využijeme transkonduktanční zesilovač, jehož vlastnosti je možné řídit proudem do pomocného vstupu. Použijeme opět LM13700 [22], jehož vlastnosti byly podrobněji popsány v kapitole 3.3.



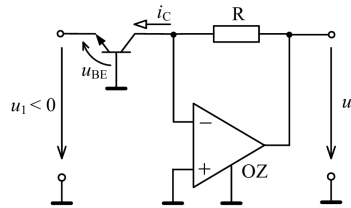
Obr. 6.1: Schéma napětím řízeného filtru

Zapojení na obr. 6.1 vychází z doporučeného zapojení napětím řízené dolní propusti z katalogového listu [22], kde jsou v sérii zapojeny dvě dolní propusti prvního

řádu, čímž je dosaženo filtru druhého řádu. Kondenzátor C1 prvního z dvojice filtrů není uzemněn, ale je k němu veden signál z výstupu. Změnou této slabé kladné zpětné vazby je možné jakost filtru Q.

6.2.1 Exponenciální převodník

K převodu z lineárního řídicího napětí značného jako CV, viz obr. 1, na exponenciální napětí, které určuje proud potřebný pro řízení hodnoty transkonduktance, který teče rezistorem R4, viz obr. 6.1, slouží jednoduchý tranzistorový exponenciální převodník na obr. 6.2



Obr. 6.2: Zapojení jednoduchého exponenciálního převodníku, převzato z [16].

Výstupní napětí $u_2 \approx i_c R \approx I_{ES} e^{-u_1/U_T}$. Tato závislost platí pouze pro napětí $-0,1 \text{ V} > u_1 > -0,6 \text{ V}$. K tomu, aby byla tato podmínka splněna, slouží zapojení operačního zesilovače IC1A z obr. 6.1. Ten má několik funkcí, invertuje, sčítá a dělí řídicí napětí. Potenciometr R25 nastavuje mezní kmitočet filtru, při nulové hodnotě řídicího napětí. Je přes rezistor R1 veden na invertující vstup operačního zesilovače. Odpor rezistoru R1 byl volen tak, aby měl potenciometr dostatečně velký rozsah, ale aby byla zároveň splněna podmínka pro vstup exponenciálního převodníku. Maximální nastavení potenciometru znamená nárůst u_{be} o 216 mV. Pro nárůst napětí o 200 mV se posune proud i_c a s ním i mezní kmitočet o zhruba tři řády, to dává tomuto ovládacímu prvku velký rozsah i bez použití řídicích napětí. Řídicí napětí jsou přivedena přes rezistory R16 a R17 na invertující vstup operačního zesilovače. Vstup značený VC+OVL má navíc regulaci intenzity pomocí potenciometru R24, zapojeného jako dělič napětí. Aby mohl mít vstup VC+OVL menší, ale i větší rozsah na mezní kmitočet, než vstup CV, byl jeho odpor zvolen jako 82 kΩ. Rezistor R nastavuje napětí na výstupu IC1A na 216 mV, což splňuje podmínku $u_1 < -0,1 \text{ V}$. Maximální hodnota na výstupu OZ bude

$$u_1 = - \left(12 \text{ V} \frac{2,7k}{150k} + 12 \text{ V} \frac{2,7k}{150k} + 5 \text{ V} \frac{2,7k}{100k} + 5 \text{ V} \frac{2,7k}{82k} \right) = - 732 \text{ mV},$$

což už je mimo požadovaný rozsah, ale pro zachování dostatečných rozsahů jednotlivých ovládacích prvků je to nezbytné. Obvod bude nadále fungovat, jen už nebude

proud i_c růst exponenciálně. Není předpokládáno, že by někdo přiváděl maximální hodnoty na všechny vstupy řídicích napětí, protože maximální mezní kmitočet filtru je stejně omezen za pomoci diod D1 a LED3. Vstupy transkonduktančního zesilovače LM13700 [22] pro řízení transkonduktance (vstupy 1 a 16) jsou dva PN přechody vzdálené od záporné napájecí větve, v tomto případě -12 V. Pokud počítáme napětí polovodičového přechodu jako $0,7$ V, můžeme předpokládat, že je napětí na těchto vstupech $-10,6$ V. Pokud by napětí na výstupu exponenciálního převodníku bylo menší, než $-10,6$ V, začal by ze vstupu OTA téct proud do exponenciálního převodníku, což je nežádoucí. Nulového proudu I_{abc} [22] bude dosaženo ve chvíli, kdy bude napětí na výstupu exponenciálního převodníku také $10,6$ V. K tomu slouží rezistor R29, který při nulové hodnotě řídicího napětí posouvá výstupní napětí na ≈ -10 V. Při nejvyšším očekávaném nastavení řídicích napětí, což odpovídá potenciometru R25 na maximální hodnotě, a na vstupu CV přivedeno 5 V, bude napětí u_{be} necelých 500 mV, což odpovídá proudu i_c v desítkách μA . Pro tato napětí u tranzistoru 2N3904 [14] vychází změřený proud $i_c \approx 25 \mu\text{A}$. Aby nebyl operační zesilovač v saturaci, zvolíme maximální napětí na výstupu OZ jako 11 V. Proto $R_{24} = \frac{u_2}{i_c} = \frac{11\text{V}}{25\mu\text{A}} = 440\text{k}\Omega$, nejbližší odpor z řady E12, je $470 \text{ k}\Omega$. Zenerova dioda v sérii s LED3 omezuje maximální napětí na výstupu exponenciálního převodníku na $9,7$ V. Zenerovo napětí diody je $8,2$ V a prahové napětí v propustném směru červené LED je $1,5$ V, při protékajícím proudu $2,3$ mA. Rezistor R3 omezuje proud diodami.

$$R_3 = \frac{U_{cc} - U_{zn} - U_{led}}{I_d} = \frac{12 - 8,2 - 1,5}{0,0023} = 1000 \Omega,$$

Led dioda je součástí přední desky modulu a slouží k indikaci maximálního mezního kmitočtu.

Transkonduktanční zesilovače v pouzdře LM13700 [22] jsou řízeny proudem určeným rezistorem R4. Maximální hodnota tohoto proudu je dána vztahem.

$$I_{R4} = \frac{U_{exp} - (U_{ee} + U_p + U_{be})}{R_4} = \frac{9,7 - (-12 + 0,7 + 0,7)}{12k} \approx 1,7 \text{ mA},$$

kde I_{R4} je proud protékající rezistorem R4, U_{exp} je maximální napětí na výstupu exponenciálního převodníku, U_{ee} je záporné napájecí napětí -12 V. Napětí U_p a U_{be} jsou napětí PN přechodů uvnitř LM13700, R_4 je odpor rezistoru R4. Proud se podle Kirchhoffova prvního zákona rozdělí na poloviny a do každého OTA poteče max. proud I_{abc} asi $847 \mu\text{A}$.

6.2.2 Dolní propust

Protože jsou obě části napětím řízené dolní propusti stejné, kromě výše zmíněného zapojení kladné zpětné vazby, bude v této práci popsána funkce pouze první poloviny

filtru. Rezistor R5 a R6 tvoří dělič napětí, který zmenší vstupní signál z $10 V_{p-p}$ na necelých $22 mV_{p-p}$, to odpovídá zkreslení transkonduktančního zesilovače kolem 0,3 %. Při menším dělicím poměru a tím i větším diferenciálním vstupním napětím se sice zlepšuje odstup signálu od šumu, ale zvětšuje se míra harmonického zkreslení. Rezistory R7 a R8 nastavují zesílení za pomoci zpětné vazby na 0 dB. Hodnota kondenzátoru C1 byla určena ze vzorce pro výpočet mezního kmitočtu filtru.

$$f_o = \frac{R_7 g_m}{(R_7 + R_8) 2\pi C_1},$$

kde f_o je mezní kmitočet dolní propusti, R_7 je odpor rezistoru R7, g_m je transkonduktance zesilovače, R_8 je odpor rezistoru R8, C_1 je kapacita kondenzátoru C1. Odtud plyne

$$C_1 = \frac{R_7 g_m}{(R_7 + R_8) 2\pi f_o}.$$

Transkonduktance je závislá na proudu I_{abc} tekoucím do pinu jedna, který byl určen max. na $847 \mu A$. Tento proud podle tabulky v katalogovém listu odpovídá $g_m \approx 20 mS$. Pak

$$C_1 = \frac{220 \times 20 mS}{(220 + 100k) 2\pi 20k} \approx 3,49 \times 10^{-10} \approx 349 pF.$$

Nejbližší kapacita kondenzátoru z řady E12 je 330 pF. Darlingtonovo zapojení tranzistorů uvnitř LM13700 je zapojeno jako emitorový sledovač. Protože z tohoto stupně není odebírán téměř žádný proud, můžeme pro R9 zvolit například 10 k Ω .

Druhý stupeň filtru je konstruován stejně. Jeho výstup je veden zpět do kondenzátoru C1, tím je dosaženo řízení jakosti filtru. Oddělovací kondenzátor C3 spolu s potenciometrem R26 tvoří horní propust, jejíž mezní kmitočet byl zvolen menší než 20 Hz. Potenciometr R26 nastavuje zesílení zpětné vazby a jeho odpor byl zvolen 100 k Ω . Kondenzátor C3 bude mít kapacitu

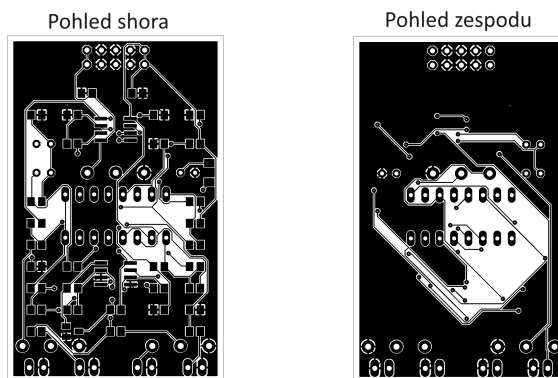
$$C_1 = \frac{1}{2\pi R_{26} f} = \frac{1}{2\pi 100k \times 20} = 80 nF.$$

Kapacita kondenzátoru byla zvolena 100 nF. Operační zesilovač IC3A zesiluje zpětnovazební signál. Rezistory R18 a R19 nastavují zesílení. $A = 1 + \frac{R_{18}}{R_{19}} = 1 + \frac{10k}{2,2k} \approx 5,55$ Diody LED1 a LED2 jsou červené LED a slouží k měkké limitaci zpětnovazebního signálu. Jejich funkce není natvrdo omezit výstup zesilovače, ale přidat harmonické zkreslení zpětné vazbě, dříve než se dostane zesilovač do saturace. Zesilovač zesiluje se zesílením 5,55 až do chvíle, kdy rozdíl vstupního a výstupního napětí překročí prahové napětí diod, tedy zhruba 1,5 V, poté zesilovač zesiluje pouze se zesílením 1.

Protože oddělovací zesilovače tvořené Darlingtonovými tranzistory posouvají charakteristiku každým o zhruba $-1,2 V$ je nutné k výstupu přičíst 2,4 V stejnosměrných, aby při nulovém vstupním signálu byla nula i na výstupu. K tomu slouží operační zesilovač IC3B, který je zapojen jako rozdílový zesilovač, ten od výstupního signálu

odečítá – 2,4 V. Díky tomuto zapojení má výstupní signál stejnou stejnosměrnou složku, jako signál na vstupu. Tento filtr umí pracovat i se stejnosměrnými napětími, takže jím lze filtrovat například řídicí napětí. Odstranění stejnosměrné složky lze pro střídavé signály vyřešit oddělovacím kondenzátorem. Zapojení by vypadalo následovně: rezistor R27 se nahradí 100 nF kondenzátorem, R28 se nahradí 100 k Ω , R20 se nahradí 0 Ω a R21 a R22 zůstanou nezapojené.

Návrh desky plošných spojů napětím řízeného kmitočtového filtru je na obr. 6.3, jeho realizovaný modul je na obr. 6.4.



Obr. 6.3: Návrh desky plošných spojů napětím řízeného kmitočtového filtru

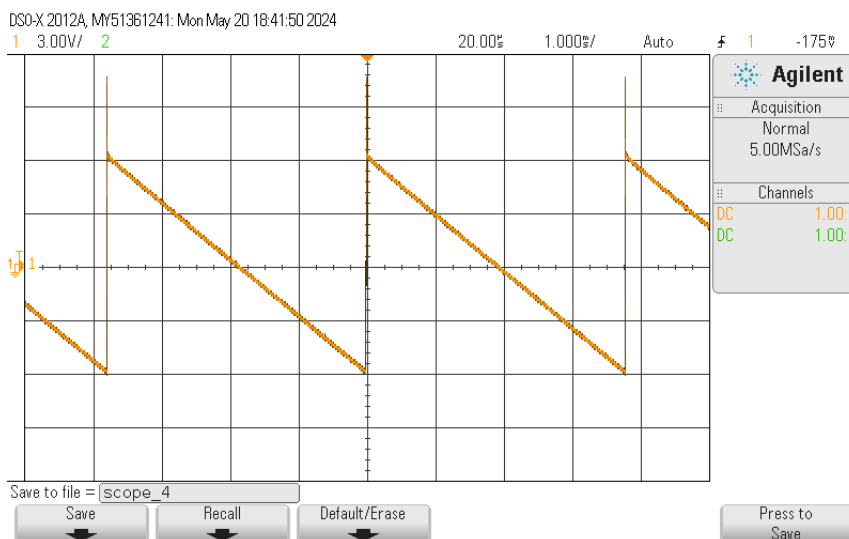


Obr. 6.4: Realizovaný modul napětím řízeného kmitočtového filtru

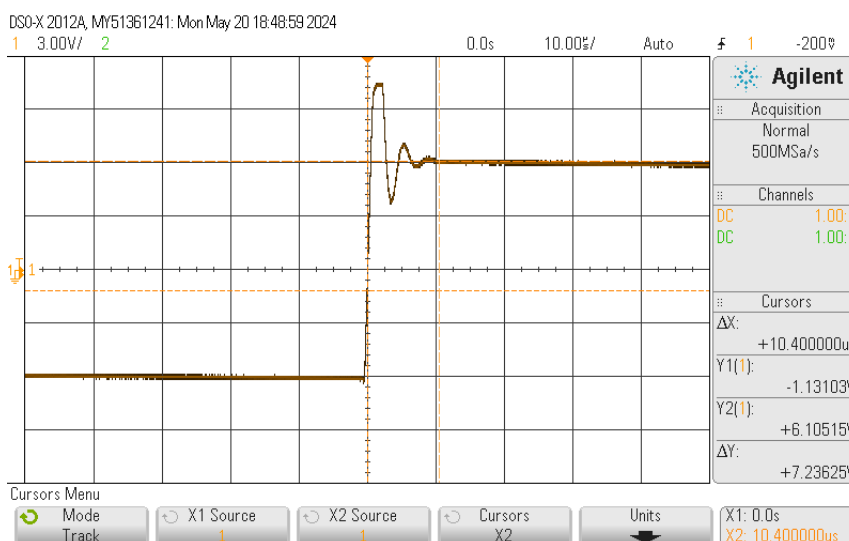
7 Experimentální část

7.1 Výstupní signály generátoru tvarových kmitů

Na obr. 7.1 je zobrazený pilovitý výstup generátoru tvarových kmitů. Lze na něm pozorovat překmit u náběžné hrany. Detail tohoto překmitu je na obr. 7.2. Tento impuls trvá přibližně $10 \mu\text{s}$ a neovlivní slyšitelné spektrum zvuku.

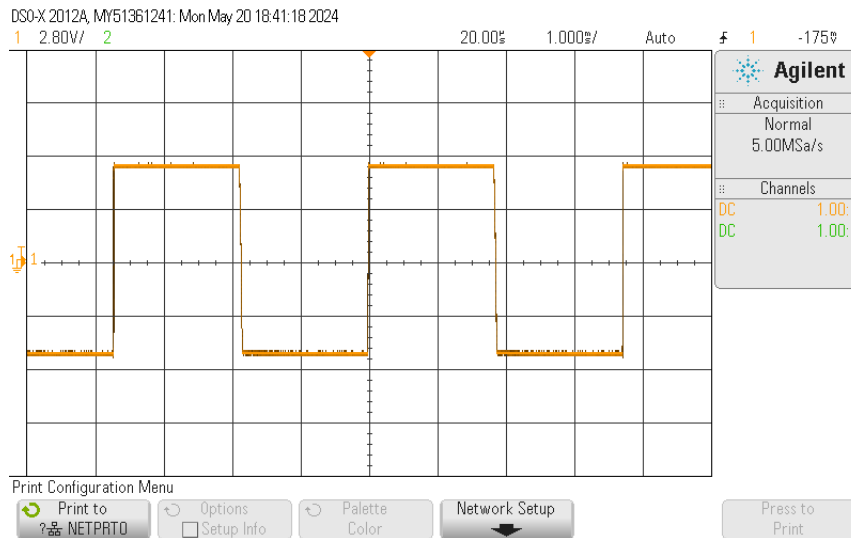


Obr. 7.1: Pilovitý výstup generátoru tvarových kmitů

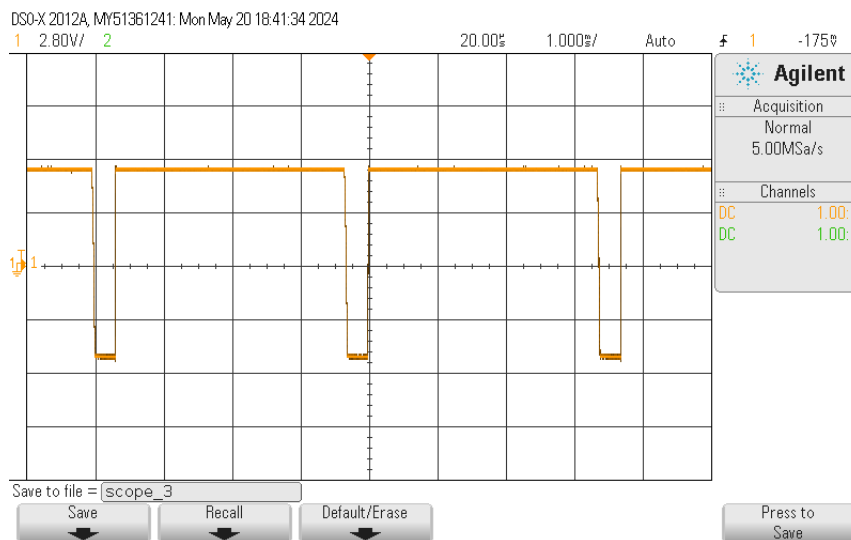


Obr. 7.2: Detail překmitu pilovitého signálu

Na obr. 7.3 je zobrazen obdélníkový výstup generátoru tvarových kmitů se střídou přibližně 0,5, na obr. 7.4 je pak obdélníkový výstup generátoru tvarových kmitů se střídou přibližně 0,91. Maximální střída obdélníkového signálu je 0,91 minimální je 0,09.



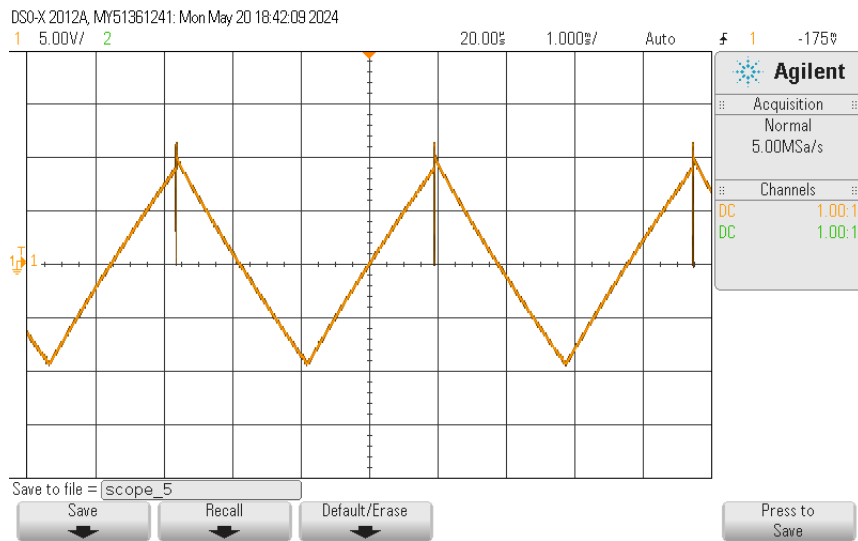
Obr. 7.3: Obdélníkový výstup generátoru tvarových kmitů se střídou $\approx 0,5$



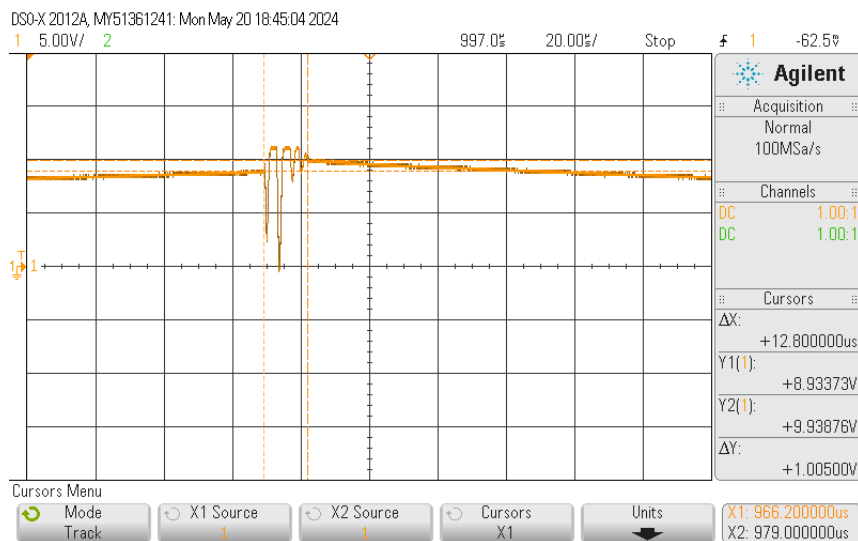
Obr. 7.4: Obdélníkový výstup generátoru tvarových kmitů se střídou $\approx 0,91$

Na obr. 7.5 je zobrazen trojúhelníkový výstup generátoru tvarových kmitů, odvozený z pilovitých kmitů. Lze na něm pozorovat zkreslení u maximálního napětí, způsobené překmity u původního pilovitého signálu. Detail tohoto zkreslení je na

obr. 7.6. Zkreslení je zhoršeno nepřesnými rezistory R14 a R15, viz obr. 2.10. Vznik tohoto zkreslení je popsán v kapitole 2.6. Jak bylo již dříve konstatováno, spektrum těchto špiček je mimo slyšitelné pásmo.

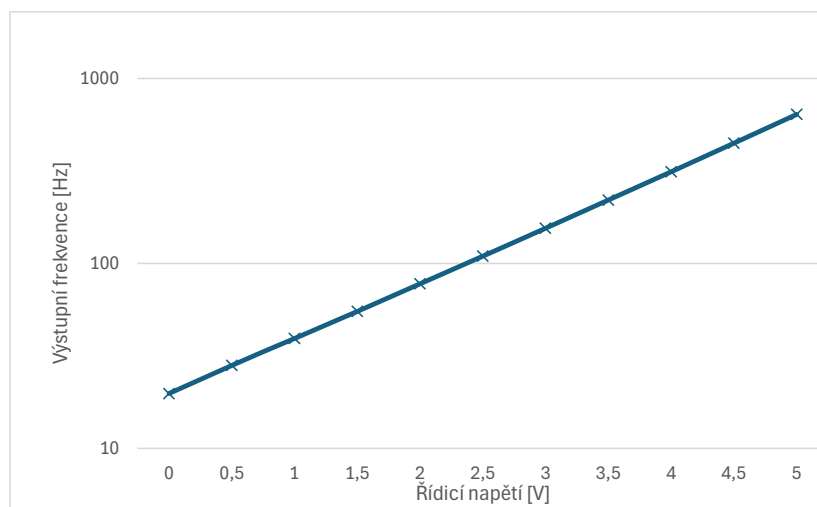


Obr. 7.5: Trojúhelníkový výstup generátoru tvarových kmitů



Obr. 7.6: Zkreslení trojúhelníkového signálu

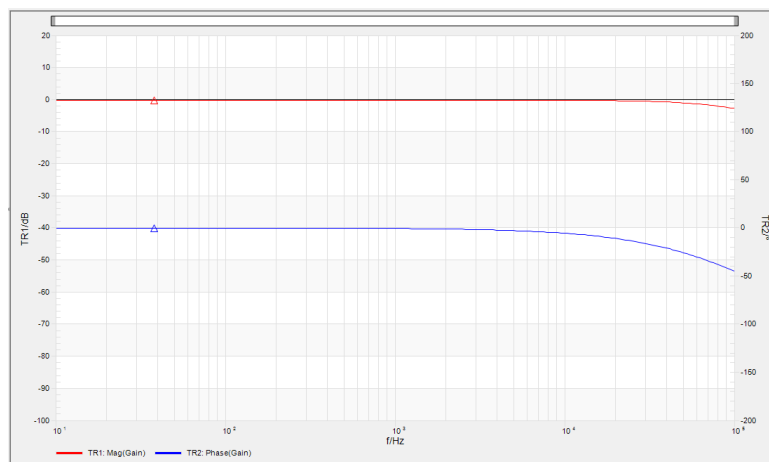
Závislost frekvence tvarových kmitů na řídicím napětí v semilogaritmickém měřítku je na obr. 7.7. Lze na ni pozorovat exponenciální závislost frekvence na řídicím napětí.



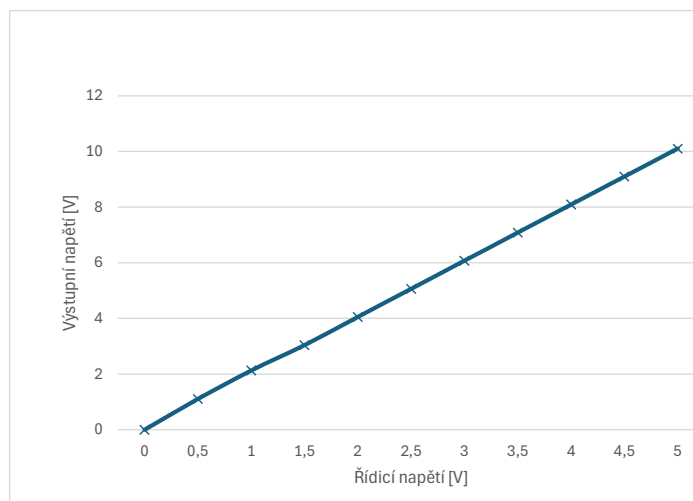
Obr. 7.7: Závislost frekvence tvarových kmitů na řídicím napětí v semilogaritmickém měřítku

7.2 Charakteristiky napětím řízeného zesilovače

Na obr. 7.8 je znázorněn graf frekvenční závislosti napětím řízeného zesilovače. Zesilovač v pásmu od 10 Hz do 20 kHz přenáší s konstantním zesílením. Na obr. 7.9 je graf převodní charakteristiky napětím řízeného zesilovače. Charakteristika je lineární.



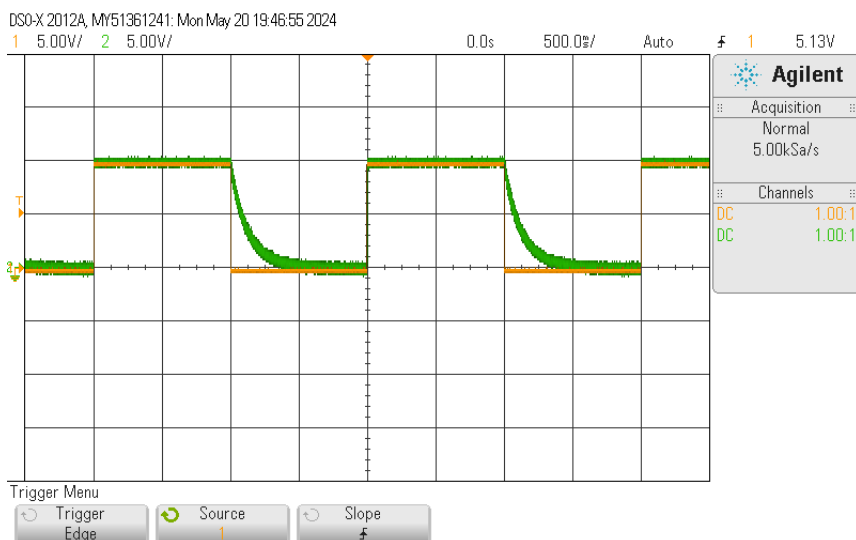
Obr. 7.8: Frekvenční charakteristika napětím řízeného zesilovače



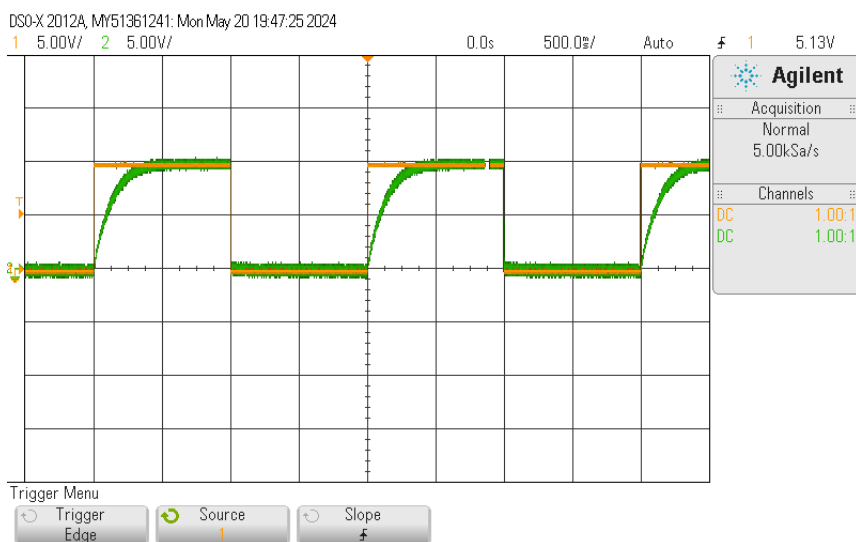
Obr. 7.9: Závislost výstupního napětí na velikosti řídicího napětí

7.3 Výstupní signál generátoru obálky

Na obr. 7.10 a 7.11 je zobrazený výstupní signál generátoru obálky (zeleně), při vstupním signálu Gate (oranžově). Na obr. 7.10 je parametr „Attack“ nastavený na minimum a „Release“ na nenulovou hodnotu. Na obr. 7.11 je to obráceně.

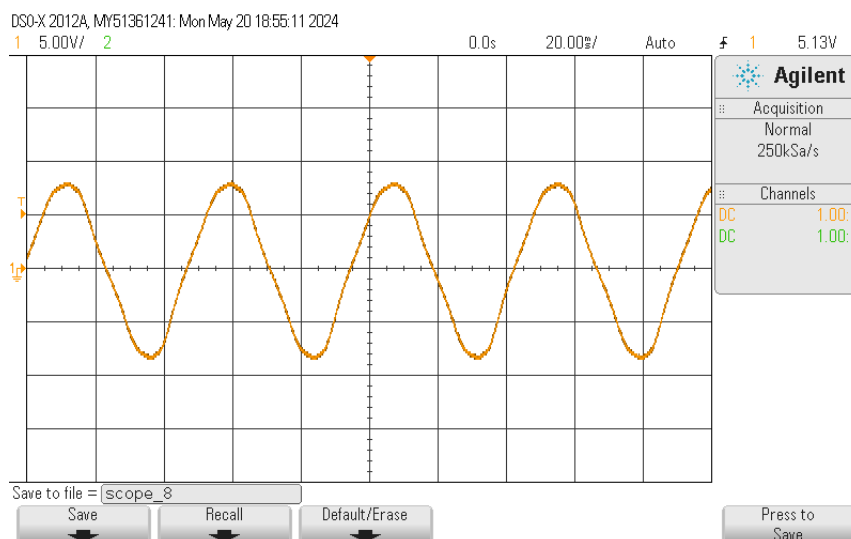


Obr. 7.10: Výstupní signál generátoru obálky, při nulové hodnotě parametru „Attack“



Obr. 7.11: Výstupní signál generátoru obálky, při nulové hodnotě parametru „Release“

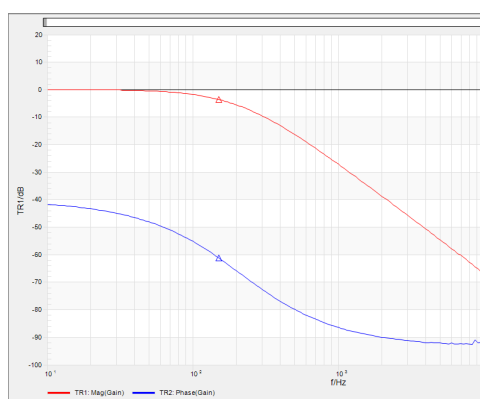
7.4 Výstupní signál nízkofrekvenčního oscilátoru



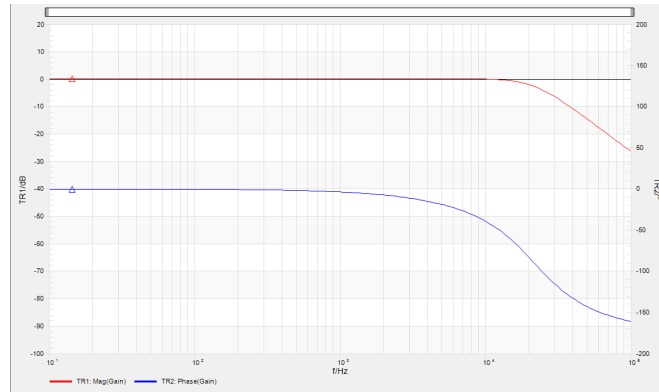
Obr. 7.12: Výstup nízkofrekvenčního oscilátoru

Nejvyšší změřený kmitočet nízkofrekvenčního oscilátoru byl 159 Hz a nejnižší 0,46 Hz. Harmonické zkreslení TDH+N $\approx 6\%$. Tak velké zkreslení generovaných kmitů není na závadu.

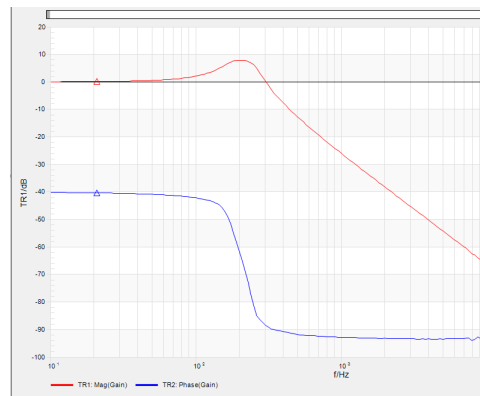
7.5 Kmitočtové charakteristiky napětím řízeného filtru



Obr. 7.13: Kmitočtová charakteristiky napětím řízeného filtru, při 1 V řídicího napětí



Obr. 7.14: Kmitočtová charakteristiky napětím řízeného filtru, při 5 V řídicího napětí



Obr. 7.15: Kmitočtová charakteristiky napětím řízeného filtru, při 1 V řídicího napětí a nastavení kladné zpětné vazby polovinu

Na frekvenční charakteristice lze, při nastavení zpětné vazby > 0 pozorovat větší jakost filtru, která způsobuje převýšení kmitočtové charakteristiky před mezním kmitočtem.

8 Závěr

Výsledkem této práce je úspěšně realizovaný analogový monofonický subtraktivní syntezátor. Je zkonstruován jako jednotlivé moduly do systému Eurorack. První dva moduly, převodník signálu MIDI na řídicí napětí a generátor tvarových kmitů, byly zkonstruovány během semestrálního projektu, na který tato práce navazuje. Zbylé čtyři moduly, napětím řízený zesilovač, generátor obálky, nízkofrekvenční oscilátor a napětím řízený kmitočtový filtr, byly navrženy a zkonstruovány během této navazující bakalářské práce.

Převodník signálu MIDI na řídicí napětí využívá vývojovou desku Arduino Nano, pro překlad signálu MIDI doplněnou o digitálně-analogový převodník pro analogový výstup řídicího napětí. Pro digitální signály Gate jsou využity digitální výstupy vývojové desky Arduino. V práci je popsáno i alternativní řešení.

Generátor tvarových kmitů využívá Schmittův klopný obvod pro generování pilovitěho signálu, ze kterého je dále generován obdélníkový signál s proměnlivou střídou, a trojúhelníkový signál. Generátor má exponenciální závislost kmitočtu na řídicím napětí. U trojúhelníkového signálu je znatelné zkreslení způsobené špičkami v pilovitých kmitech. Spektrum tohoto zkreslení je mimo slyšitelné pásmo.

Napětím řízený zesilovač využívá transkonduktanční zesilovač LM13700 a splňuje požadavky, které na něj byly kladeny.

Generátor obálky nastavuje zvláště dobu náběžné a sestupné hrany.

Sinusový výstup nízkofrekvenčního oscilátoru má harmonické zkreslení přibližně 6 %. Pro tento účel to postačuje, ale šlo by to vylepšit lepším převodníkem trojúhelníkového signálu na sinusový.

Napětím řízený kmitočtový filtr je dolní propust druhého řádu s nastavitelnou jakostí Q . Součástí tohoto modulu je exponenciální převodník, který zajistí exponenciální závislost mezního kmitočtu filtru na řídicím napětí. Filtr využívá transkonduktanční zesilovač LM13700.

Literatura

- [1] GUÉRIN, Robert. *Velká kniha MIDI: standardy, hardware, software*. Brno: Computer Press, 2004. ISBN 80-7226-985-2.
- [2] HAGIWO *90 MIDI to CV* Online. 2021. Úplné znění ke dni 6. 3. 2021. Dostupné z:
https://note.com/solder_state/n/n17e028497eba. [cit. 2023-9-18].
- [3] ELKAYEM *midi2cv* Online. 2018. Úplné znění ke dni 30. 6. 2018. Dostupné z:
<https://github.com/elkayem/midi2cv>. [cit. 2023-9-18].
- [4] MICROCHIP TECHNOLOGY INC. *MCP4921/4922, 12-Bit DAC with SPI™ Interface* Online. 2004. Úplné znění ke dni 28. 5. 2004. Dostupné z:
<https://pdf1.alldatasheet.com/datasheet-pdf/view/141186/MICROCHIP/MCP4922.html>. [cit. 2023-11-18].
- [5] TOSHIBA *6N138, 6N139* Online. 1998. Úplné znění ke dni 27. 2. 1998. Dostupné z:
<https://pdf1.alldatasheet.com/datasheet-pdf/view/30863/TOSHIBA/6N138.html>. [cit. 2023-11-18].
- [6] ARDUINO *Arduino® Nano* Online. 2023. Úplné znění ke dni 31. 10. 2023. Dostupné z:
<https://docs.arduino.cc/resources/datasheets/A000005-datasheet.pdf>. [cit. 2023-11-18].
- [7] FARNELL *Arduino Nano* Online. 2023. Úplné znění ke dni 31. 10. 2023. Dostupné z:
<https://www.farnell.com/datasheets/1682238.pdf>. [cit. 2023-11-18].
- [8] LUCKYLIGHT *304BC4B-B4-2BD* Online. 2020. Úplné znění ke dni 18. 3. 2020. Dostupné z:
https://img.gme.cz/files/eshop_data/eshop_data/11/518-538/dsh.518-538.1.pdf. [cit. 2023-11-18].
- [9] WILSON, Ray *Voltage Controlled Oscillator (Excellent 1V/Octave Tracking)* Online. 2009. Úplné znění ke dni 24. 7. 2009 Dostupné z:
<https://musicfromouterspace.com/index.php?MAINTAB=SYNTHDIY&VPW=1518&VPH=578>. [cit. 2023-12-06].

- [10] CURTIS ELECTROMUSIC SPECIALTIES *CEM 3340, 3345* Online. 1980 Úplné znění z roku 1980 Dostupné z:
<https://pdf1.alldatasheet.com/datasheet-pdf/view/87887/ETC/CEM3340.html>. [cit. 2023-12-06].
- [11] STMICROELECTRONICS *HCF40106B* Online. 2004. Úplné znění k měsíci 3. 2004. Dostupné z:
<https://pdf1.alldatasheet.com/datasheet-pdf/view/11470/ONSEMI/2N3904.html>. [cit. 2023-11-2].
- [12] SHMITZ, René *CMOS VCO* Online. 2001. Úplné znění k měsíci 9. 2001. Dostupné z:
<https://www.schmitzbits.de/vco4069.html>. [cit. 2023-11-2].
- [13] LOWIS, Chris *Shapes VCO* Online. 2020. Úplné znění ke dni 18. 8 2020. Dostupné z:
<https://www.schmitzbits.de/vco4069.html>. [cit. 2023-11-2].
- [14] ON SEMICONDUCTOR *2N3903, 2N3904* Online. 2000. Úplné znění k měsíci 11. 2000. Dostupné z:
<https://pdf1.alldatasheet.com/datasheet-pdf/view/11470/ONSEMI/2N3904.html>. [cit. 2023-11-2].
- [15] MOTOROLA *General Purpose Transistors PNP Silicon* Online. 1996. Úplné znění z roku 1996. Dostupné z:
<https://pdf1.alldatasheet.com/datasheet-pdf/view/11471/ONSEMI/2N3906.html>. [cit. 2023-11-27].
- [16] VRBA, Kamil a Jiří MIŠUREC. *Technika analogových obvodů*. Brno: Vysoké učení technické v Brně - Nakladatelství VUTIUUM, 2020. ISBN 978-80-214-5901-4.
- [17] TEXAS INSTRUMENTS *TL071, TL071A, TL071B, TL072TL072A, TL072B, TL074, TL074A, TL074BLOW-NOISE JFET-INPUT OPERATIONAL AMPLIFIERS* Online. 2005. Úplné znění z roku 2014. Dostupné z:
<https://pdf1.alldatasheet.com/datasheet-pdf/view/555728/TI/TL074.html>. [cit. 2023-11-27].
- [18] PHILIPS *BZX55 series voltage regulator diodes* Online. 1996. Úplné znění kde dni 26. 4. 1996 Dostupné z:
<https://pdf1.alldatasheet.com/datasheet-pdf/view/17587/PHILIPS/BZX55.html>. [cit. 2023-12-8].

- [19] WILSON, Ray *Sawtooth To Triangle Wave Converter* Online. 2015. Úplné znění z roku 2015. Dostupné z:
<https://musicfromouterspace.com/index.php?MAINTAB=SYNTHDIY&VPW=1518&VPH=578>. [cit. 2023-11-27].
- [20] FUSTON, Lynn *UA's Classic 1176 Compressor — A History* Online. Dostupné z:
<https://www.uaudio.com/blog/analog-obsession-1176-history/>. [cit. 2024-3-15].
- [21] ELLIOTT, Rod *DIY Voltage Controlled Amplifier* Online. 2021 Úplné znění z roku 2023. Dostupné z:
<https://sound-au.com/project213.htm>. [cit. 2024-3-15].
- [22] NATIONAL SEMICONDUCTOR CORPORATION *LM13700/LM13700A Dual Operational Transconductance Amplifiers with Linearizing Diodes and Buffers* Online. 1998. Úplné znění z roku 1999. Dostupné z:
<https://pdf1.alldatasheet.com/datasheet-pdf/view/8642/NSC/LM13700M.html>. [cit. 2024-4-17].
- [23] GALLAGHER, Sam *Characterizing the Moog Filter* Online. 2023. Úplné znění kde dni 23. 8. 2023. Dostupné z:
<https://www.allaboutcircuits.com/technical-articles/characterizing-the-moog-filter/>. [cit. 2024-4-27].
- [24] ELLIOT, Rod *Sinewave Oscillators - Characteristics, Topologies and Examples* Online. 2010. Úplné znění z roku 2024. Dostupné z:
<https://sound-au.com/articles/sinewave.htm>. [cit. 2024-5-18].
- [25] TEXAS INSTRUMENTS *AN-263 Sine Wave Generation Techniques* Online. 1999. Úplné znění z roku 2013. Dostupné z:
<https://www.ti.com/lit/an/snoa665c/snoa665c.pdf?ts=1716264773031>. [cit. 2024-5-18].

Seznam symbolů a zkratek

CV	řídící napětí – Control Voltage
DAC	digitálně-analogový převodník – Digital-to-Analog Converter
PWM	modulace střídavy obdélníkového signálu – Pulse Width Modulation
FM	frekvenční modulace – Frequency modulation
LFO	nízkofrekvenční oscilátor – Low Frequency Oscillator
VCC	pozitivní napájecí napětí
VEE	negativní napájecí napětí
GND	společné, referenční napětí, 0 V
OTA	transkonduktanční zesilovač – Operational Transconductance Amplifier