

ČESKÉ VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V PRAZE

Fakulta elektrotechnická
Katedra radioelektroniky



Návrh modulárního hudebního syntezátoru

Diplomová práce

Bc. Jan König

Magisterský program: Elektronika a komunikace

Specializace: Audiovizuální technika a zpracování signálu

Vedoucí práce: doc. Ing. Stanislav Vítek Ph. D.

Praha
2022

Prohlášení

Prohlašuji, že jsem předloženou práci vypracoval samostatně a že jsem uvedl veškeré použité informační zdroje v souladu s metodickým pokynem o dodržování etických principů při přípravě vysokoškolských závěrečných prací.

V Praze dne:

.....

(podpis autora)

I. OSOBNÍ A STUDIJNÍ ÚDAJE

Příjmení: **König** Jméno: **Jan** Osobní číslo: **465923**
Fakulta/ústav: **Fakulta elektrotechnická**
Zadávající katedra/ústav: **Katedra radioelektroniky**
Studijní program: **Elektronika a komunikace**
Specializace: **Audiovizuální technika a zpracování signálů**

II. ÚDAJE K DIPLOMOVÉ PRÁCI

Název diplomové práce:

Návrh modulárního hudebního syntezátoru

Název diplomové práce anglicky:

Design of Modular Music Syntesizer

Pokyny pro vypracování:

Navrhněte modulární hudební syntezátor. Při vypracování se řiďte následujícími pokyny:

1. Analogová zvuková část bude obsahovat moduly VCO (voltage-controlled oscillator), VCA (voltage-controlled amplifier), LFO (low-frequency oscillator) a obávkový generátor (envelope generator).
2. Proveďte rešerše obvyklých zapojení jednotlivých modulů. Simulacemi ověřte funkci jednotlivých bloků.
3. Na základě rešerše navrhněte a implementujte dílčí bloky syntezátoru.
4. Měřením ověřte shodu vašeho řešení se simulacemi. Dále ověřte teplotní stabilitu, možnosti ladění a případně další parametry.
5. Diskutujte možnosti kompenzace s ohledem na potřeby hudební produkce

Seznam doporučené literatury:

- [1] WILSON, Ray. Make: Analog Synthesizers: Make Electronic Sounds the Synth-DIY Way. Maker Media, Inc., 2013.
- [2] HAYES, Thomas C.; HOROWITZ, Paul. Learning the art of electronics. Learning the Art of Electronics, 2016.
- [3] HORN, Delton T. Digital Electronic Music Synthesizers. Tab Books, 1988.

Jméno a pracoviště vedoucí(ho) diplomové práce:

doc. Ing. Stanislav Vítek, Ph.D. katedra radioelektroniky FEL

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

Datum zadání diplomové práce: **02.02.2022** Termín odevzdání diplomové práce: **20.05.2022**

Platnost zadání diplomové práce: **30.09.2023**

doc. Ing. Stanislav Vítek, Ph.D.
podpis vedoucí(ho) práce

doc. Ing. Stanislav Vítek, Ph.D.
podpis vedoucí(ho) ústavu/katedry

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

III. PŘEVZETÍ ZADÁNÍ

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

Datum převzetí zadání

Podpis studenta

Poděkování

Tímto bych chtěl poděkovat svému vedoucímu práce doc. Ing Stanislavu Vítkovi Ph.D. za konzultace a podnětné rady. Dále bych rád poděkoval své přítelkyni, která mě podporovala i přes všechny okolnosti a svému synovi, Vítkovi.

Abstrakt

Tato diplomová práce se zabývá realizací modulárního analogového syntezátoru. Jsou zde simulovány základní topologie obvodů, popsán jejich princip a následné vyhotovení zařízení za použití nejvhodnějších topologií. Do modulárního řetězce jsou začleněny moduly napěťově řízeného oscilátoru (VCO), nízkofrekvenčního oscilátoru (LFO), napěťově řízeného zesilovače (VCA) a generátoru obálek. Kompletní zařízení je teplotně kompenzováno a naladěno tak, aby se dalo využít s připojenou klaviaturou nebo sekvencérem pro hudební produkci. Jednotlivé moduly jsou proměřeny a výsledky jsou v této práci prezentovány.

Klíčová slova: modulární syntezátor, napěťově řízený oscilátor, nízkofrekvenční oscilátor, napěťově řízený zesilovač, obálkový generátor

Abstract

This diploma thesis is dealing with realization of modular analogue synthesizer. Basic eligible circuit topologies are simulated, and their working principle is covered. Based on this knowledge the most suitable circuit is picked, designed and realized. Modules, that are incorporated into the modular chain, are voltage-controlled oscillator (VCO), low-frequency oscillator (LFO), voltage-controlled amplifier (VCA) and envelope generator. Whole device is temperature compensated and tuned. Hence it can be connected to external keyboard or sequencer and used for music production. Individual modules are measured, and the outcomes are presented in this thesis.

Key words: modular synthesizer, voltage-controlled oscillator, low-frequency oscillator, voltage-controlled amplifier, envelope generator

Obsah

Seznam obrázků	III
1 Úvod	1
2 Zvuky a jejich vnímání	3
2.1 Tón	3
2.1.1 Výška tónu.....	4
2.1.2 Barva tónu.....	5
2.2 Ladění.....	8
2.2.1 Pythagorejské ladění.....	8
2.2.2 Rovnoměrně temperované ladění	9
3 Syntéza zvukového signálu.....	10
3.1 Aditivní syntéza	10
3.1.1 Pilový průběh	11
3.1.2 Obdélníkový průběh.....	11
3.1.3 Trojúhelníkový průběh	12
3.2 Subtraktivní syntéza	13
3.3 Modulační syntéza	14
3.3.1 Amplitudová modulace	14
3.3.2 Frekvenční modulace	15
3.4 Další syntézy.....	16
4 Generátory signálu.....	16
4.1 Generátory sinusového signálu.....	17
4.1.1 Oscilátor s Wienovým článkem.....	18
4.1.2 Phase-shift oscilátor	19
4.2 Oscilátory jiných tvarů periodického signálu	21
4.2.1 Astabilní klopný obvod.....	21
4.2.2 Generátor pilového průběhu	25
4.2.3 Tvarovací obvody	25
5 Generátory obálek	36
5.1 Jednoduchý generátor obálek.....	36
5.2 Generátor obálek vhodný pro spouštění rychlými pulzy	37
5.3 Vylepšený generátor s SR flip-flop obvodem.....	38
5.4 Generátor obálek s IC 555.....	39
6 Napětím řízený oscilátor (VCO = voltage controlled oscillator).....	41
6.1 Exponenciální konvertor	41

6.1.1	Teplotní kompenzace 1. řádu.....	44
6.1.2	Teplotní kompenzace 2. řádu.....	47
6.2	Součástka CD4046.....	48
6.3	Obvod.....	49
6.3.1	Generátor s CD4046.....	49
6.4	Měření.....	53
7	Nízkofrekvenční oscilátor (LFO)	58
7.1	Obvod.....	58
7.2	Měření.....	61
8	Napětím řízený zesilovač (VCA).....	64
8.1	Součástka THAT2818.....	64
8.2	Obvod.....	66
8.3	Měření.....	69
9	Závěr.....	70
10	Citovaná literatura	72
11	Příloha A.....	75

Seznam obrázků

Obrázek 2.1: Srovnání čistého tónu A4 a tohoto tónu zahraného na housle a spektrum houslí	4
Obrázek 2.2: Obálka ADSR	7
Obrázek 2.3: Modulace signálu	7
Obrázek 3.1: Pilový průběh signálu a jeho spektrum.....	11
Obrázek 3.2: Obdélníkový signál	12
Obrázek 3.3: Trojúhelníkový signál	13
Obrázek 3.4: Amplitudová modulace.....	15
Obrázek 3.5: Princip operátorů.....	16
Obrázek 4.1: Blokové schéma generátoru sinusového signálu.....	17
Obrázek 4.2: Oscilátor s Wienovým článkem.....	19
Obrázek 4.3: Simulace oscilátoru s Wienovým můstkem	19
Obrázek 4.4: Phase-shift oscilátor	20
Obrázek 4.5: Změna zesílení	21
Obrázek 4.6: Bistabilní klopný obvod.....	22
Obrázek 4.7: Základní blokové schéma astabilního klopného obvodu.....	22
Obrázek 4.8: Simulace základního astabilního obvodu	23
Obrázek 4.9: Generátor obdélníkového a trojúhelníkového signálu.....	24
Obrázek 4.10: Simulace astabilního obvodu s generátorem trojúhelníkového a obdélníkového signálu	24
Obrázek 4.11: Schmittův klopný obvod generující signál pilového průběhu.....	25
Obrázek 4.12: Diferenciální pár jako konvertor trojúhelníkového signálu na sinus	26
Obrázek 4.13: Zpracování signálu z diferenciálního zesilovače	27
Obrázek 4.14: Simulace kompletního konvertoru trojúhelníku na sinus.....	28
Obrázek 4.15: Detail nelinearity ve vrcholu signálu	28
Obrázek 4.16: Signály generované CD4046	29
Obrázek 4.17: CD4046 na trojúhelníkový signál	30
Obrázek 4.18: Obrácený pilový průběh realizovaný sumátorem.....	31
Obrázek 4.19: Konvertor sinu na obdélník.....	32
Obrázek 4.20: Konvertor sinu na obdélník s pwm modulací	33
Obrázek 4.21: Rampoid.....	34
Obrázek 4.22: Konvertor trojúhelníkového a obdélníkového signálu na pilový průběh	35
Obrázek 5.1: Jednoduchý generátor obálek	36
Obrázek 5.2: Obálkový generátor nezávislý na řídicím signálu.....	37
Obrázek 5.3: Vylepšený generátor obálek s SR flip-flop obvodem	39
Obrázek 5.4: Generátor obálek s IC 555	40
Obrázek 6.1: První komerční VCO 901-A zkonstruované Robertem Moogem	42
Obrázek 6.2: Nejjednodušší exponenciální konvertor	43
Obrázek 6.3: Tranzistor s proudovým zdrojem.....	45
Obrázek 6.4: Teplotní kompenzace 1. řádu	46
Obrázek 6.5: Charakteristika exponenciálního konvertoru	46
Obrázek 6.6: Zapojení operačního zesilovače ve škálovacím obvodu	47
Obrázek 6.7: Pinout/blokový diagram součástky CD4046	48
Obrázek 6.8: Schéma VCO v součástce CD4046.....	49
Obrázek 6.9: Generátor ze součástky CD4046.....	51
Obrázek 6.10: Tvarovací obvod VCO.....	52

Obrázek 6.11: Trojúhelníkový průběh.....	53
Obrázek 6.12: Napěťová špička na invertujícím vstupu (všechny signál v měřítku 2V/čtverec)	53
Obrázek 6.13: Obdélníkový průběh s různými střídami.....	55
Obrázek 6.14: Rampoid.....	56
Obrázek 6.15: Sinusový průběh	56
Obrázek 7.1: Nízkofrekvenční oscilátor	59
Obrázek 7.2: Generátor obálek v modulu LFO.....	60
Obrázek 7.3: Trojúhelníkový průběh LFO.....	61
Obrázek 7.4: Obdélníkový průběh LFO	62
Obrázek 7.5: Sinusový průběh LFO	62
Obrázek 7.6: Pilový průběh	63
Obrázek 7.7: Průběh obrácené pily LFO.....	63
Obrázek 7.8: Minimální frekvence LFO	64
Obrázek 8.1: Zjednodušené schéma součástky THAT 2181.....	65
Obrázek 8.2: Závislost zesílení na kontrolním napětí na pinu Ec+	65
Obrázek 8.3: Klasické zapojení IC THAT2181	66
Obrázek 8.4: Modul VCA	68
Obrázek 8.5: Výstup zesilovače (modrá) při vstupu obálky (fialová)	69
Obrázek 8.6: Výstup VCA (modrá) při modulovaném řídicím signálu sinovým signálem (žlutá v rozsahu 200 mV/čtverec)	69
Obrázek 11.1: DSP VCO	75
Obrázek 11.2: 3D model VCO.....	76
Obrázek 11.3: DSP LFO.....	79
Obrázek 11.4: 3D model LFO.....	80
Obrázek 11.5: DSP VCA	82
Obrázek 11.6: 3D model VCA.....	83

1 Úvod

Hudba je jednou z esenciálních součástí kulturního bohatství lidské civilizace. Její podoba se zdokonaluje stejně dlouho, jako se zdokonaluje a vyvíjí lidský druh. První pokusy o napodobování přírodních zvuků probíhaly již v pravěku. Toto napodobování zákonitě vedlo k lepšímu poznání lidského (tedy vlastního) těla a jeho interakcí s okolním prostředím. Díky tomu bylo za chvíli možné tančit a tleskat do rytmu praskajícího ohně či zpívat jednoduché melodie. Při zdokonalování lidské zručnosti, lidské vynalézavosti a vývoji užitečných nástrojů byla jen otázka času, kdy se přejde od dupání, tleskání a zpívání kolem ohně k sofistikovanějším rytmickým a melodickým nástrojům.

Času vděčíme za krásnou rozmanitost palety hudebních nástrojů, ze které si lze nyní vybírat. Každý nástroj má svou specifickou barvu a lze ho s jistotou rozpoznat. Kombinace těchto barev nám skýtají nepřeberné množství možností. Spolu s těmito možnostmi je taktéž na místě zmínit vznik pravidel hudebního jazyka, díky kterému si zdánlivě naprosto odlišné hudební nástroje rozumějí. Tyto pravidla obsahují informace, jak se v různých tóninách melodicky a harmonicky pohybovat tak, aby byl výsledek uspokojivý. Stejně tak obsahuje pravidla, jak uzpůsobit různé nástroje, aby stejný tón, zahráný na jiné nástroje, měl stejnou výšku. To se nazývá ladění. Jak si lze v této práci přečíst, všechna tato pravidla se vyvíjí již od starověkého Řecka.

Ve 20. století našeho letopočtu se ke všemožným nástrojům přidává rozvoj elektroniky. S tímto vývojem je opět spojen vývoj hudby, která jako tichý (respektive hlasitý) společník i v této době kráčí bok po boku. V roce 1920 vzniká pod rukami Leo Theremina úplně první stejnojmenný elektronický hudební nástroj zvaný teremin. Ovládnout tento nástroj je ovšem i v dnešní době velmi náročné. Později, v roce 1932, vznikají první elektronické klávesy v dílně Lawrence Hammonda, které také nesou název po svém stvořiteli. V roce 1947 byl vyvinut první tranzistor a s ním byla odstartována úplně nová éra technologického vývoje. Doposud byly všechny zesilovače a elektronika realizovány za pomoci elektronek. Nyní bylo možné vše mnohem zmenšit, zlevnit a možnosti se rázem zvětšily. Tranzistory a obecně vývoj elektroniky dal vzniknout ohromnému množství syntetických zvuků a legendárním nástrojům jako minimoog či EMS VCS3, které byly v 60. a 70. letech minulého století velmi populární.

Od 90. let minulého století se s neuvěřitelnou rychlostí rozmohl svět digitální technologie a s tím opět přišla nevídaná plejáda nových neprozkoumaných možností. Nyní si lze minimoog spustit na mobilu, který máme v kapse. Stejně tak je možný digitální zápis not za pomoci protokolu MIDI. Je možné si nahrávat zvuky a následně je přiřadit ke klaviatuře. Lze si tedy vyrobit hudbu z čehokoli velmi rychle.

Nicméně stejně jako u jiných klasických hudebních nástrojů, tak i u těch elektronických je důležité nezapomínat na vývoj a historické kousky, které mají vždy své kouzlo a místo v hudebním průmyslu. Stejně, jako má pro některé posluchače smysl, poslechnout si nahrávku na gramofonu, má i smysl udržovat tyto analogové nástroje při životě. Tato práce se zabývá právě designem analogového modulárního syntezátoru.

2 Zvuky a jejich vnímání

Pro tvoření zvuků elektronickou cestou je zapotřebí prostudovat, jak takový zvukový signál vypadá a z čeho se skládá. Za život zjistíme, že existuje mnoho zvuků, které našemu uchu příliš nelahodí, či nás mohou až obtěžovat. Lze si je představit jako zvuky aut, stavby, škrábání nehty o tabuli. Obecně lze tyto zvuky označit za nehudební. Tyto nehudební zvuky jsou neperiodické. [1]. Ovšem lze nalézt i spoustu zvuků, které jsou nám příjemnější a stimulují nás. Jak se liší tyto příjemné zvuky od nepříjemných a jaké vztahy musí platit, aby se nám dané souzvuky líbily, se zabývá obor hudební akustika. Řeší mimo jiné i fyzikální podstatu tvorby zvuků hudebními nástroji a jejich ladění [2].

2.1 Tón

V našem případě se budeme hlavně zabývat zvuky hudebními, jelikož primární funkcí syntetizéru rozebíraného v této práci je hudební produkce. Zvuky, které tvoří z největší části hudbu, jsou periodické a nazývají se tóny [1]. Nejzákladnější tón, který se dá vytvořit, má sinusový průběh. Obecná rovnice, která jeho průběh popisuje, je

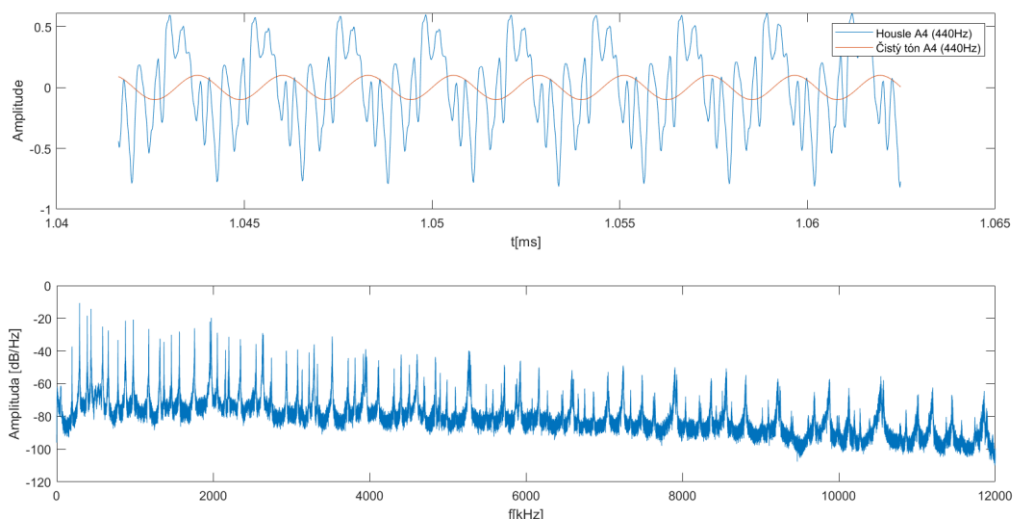
$$y(f, t) = A * \sin(2 * \pi * f * t), \quad (2.1)$$

kde f je frekvence, t je čas a A je amplituda signálu. Takto základní tón se sám o sobě v přírodě ani v klasické hudební produkci moc nevyskytuje [2]. Zvukový vjem takového signálu je tupý a kulatý. Nejpodobnější zvuk čistému tónu je zvuk generovaný flétnou či varhany [1]. Sinusový průběh je daleko důležitější v kombinaci s dalšími sinusovými průběhy nebo, pokud je o nižších frekvencích než slyšitelné pásmo, jako modulační oscilátor (viz další kapitoly).

Průběh signálu, který generuje jakýkoli hudební nástroj, se od sinusového průběhu značně liší, jak lze vidět na obrázku 2.1. V nahrávce houslí bychom relativně těžko hledali i základní frekvenci. Nicméně je možné zvuk houslí rozložit do jednotlivých sinusových složek, které mají každá svoji amplitudu, frekvenci a fázi. Obecně lze jakýkoli komplexní signál rozložit do jednotlivých sinusových (harmonických) složek za pomoci nástroje Fourierova transformace [3]. Toto je ukázáno na obrázku 2.1¹, kde je nahraný signál (vrchní část obrázku) rozložen pomocí Fourierovy transformace do jeho frekvenčního spektra. Spektrum popisuje, jak moc jsou dané sinusové složky v signálu zastoupené. Na obrázku 2.1 je vidět harmonický obsah houslí. Můžeme si všimnout základního tónu 440 Hz (A4), který je nejsilnější a za ním následujících vyšších harmonických (neboli alikvótních) tónů. Z tohoto spektra je jasné, že zvuky reálného světa jsou velmi komplexní co do svého frekvenčního obsahu. Nutno podotknout dvě věci. Zaprvé, spektrum je spojité, což způsobují šumy

¹ Na obrázku je pouze výsek nahraného tónu, spektrum je počítáno z celého nahraného signálu.

a jiné neperiodické zvuky v nahrávce. Pokud by byl zvuk složený čistě ze sinusových průběhů, bylo by spektrum diskrétní. Zadruhé, alikvótní tóny nejsou generovány náhodně a souvisí s fyzikální podstatou generování zvuku nástrojem [4]. Z obrázku vidíme, že signál houslí sice periodický je, nicméně sinus bychom v něm hledali velmi obtížně.



Obrázek 2.1: Srovnání čistého tónu A4 a tohoto tónu zahráného na housle a spektrum houslí²

2.1.1 Výška tónu

Ačkoli se sinusový (čistý) tón v přírodě nevyskytuje, dají se podle něj dobře demonstrovat jednotlivé vlastnosti tónu s obecným průběhem. Jednou ze základních vlastností je vnímaná výška tónu. Ačkoli vnímání tónů úzce souvisí s jeho fyzikálními vlastnostmi (amplituda, frekvence) jsou zde zákonitosti, které je důležité zmínit. Výška tónu je pevně spjatá s frekvencí hraného tónu (například tón A4 je 440 Hz). Nicméně se ukázalo, že vnímaná výška se může měnit i v závislosti na intenzitě daného signálu. Tomuto jevu se říká “Steven’s rule” [5]. Nicméně z praktického hlediska nelze při výpočtech a simulacích s tímto psychoakustickým jevem počítat, jelikož záleží i na jiných aspektech celého hudebního řetězce, jako je použitý zesilovač, celkové ozvučení produkce, místo, kde se na elektronický hudební nástroj hraje aj. A tedy v následujících kapitolách bude řeč pouze o absolutní výšce tónu, která je pevně a pouze dána základní frekvencí³.

Důležitým psychofyzikálním jevem v souvislosti s výškou tónu je tzv. Weberův – Fechnerův zákon. Tento zákon popisuje vztah mezi změnou podmětu a vnímáním této změny. První polovina

² Zdroj zvuku: <https://www.youtube.com/watch?v=j0FynYzQvcM>

³ Všechny tóny a jejich korespondující frekvence v temperovaném ladění lze nalézt na: <https://pages.mtu.edu/~suits/notefreqs.html>.

tohoto zákona zní: „Mezní rozdíl intenzity fyzikálního stimulu, který člověk dokáže vnímat, je přímo úměrný intenzitě počátečního stimulu [6].“⁴ Čímž dává pouze do souvislosti vjem a podmět. Druhá polovina tohoto zákona: „Míra fyziologického vjemu je úměrná logaritmu míry jeho fyzikální příčiny [6],“⁵ říká, že vjem energie podnětu je našim fyziologickým ústrojím vnímán logaritmičticky. Lze Weberův – Fechnerův zákon zapsat pomocí rovnice

$$p = k * \ln \frac{S}{S_0}, \quad (2.2)$$

kde S je stimul (stimulus), S_0 je referenční hodnota stimulu, p je vjem (perception) a k je konstanta úměrnosti, která závisí na smyslu a na typu vjemu. [7]. Tento jev nám zvukově⁶ umožňuje velké rozpětí vnímaných hlasitostí a frekvencí bez toho, abychom si poškodili sluch. Pro tuto práci je tento jev velmi důležitý, jelikož přímo souvisí s generováním tónu. Pokud bychom měli přímou úměru mezi elektrickými řídicími veličinami a generovaným tónem, rostly by tyto veličiny do námi velmi těžce zpracovatelných rozsahů, anebo bychom se museli smířit s menším rozpětím výstupních frekvencí. V kapitole 6.1 je rozebíráno zařízení jménem exponenciální konvertor. Ten zařizuje přeměnu z lineární změny napětí na logaritmickou změnu napětí nebo jiné veličiny (v tomto případě proudu), aby bylo možno využít větší rozsah vstupního řídicího napětí a výstupních frekvencí.

Výška tónu je jednou z jeho nejdůležitějších vlastností, kterou je nutné se zabývat se při tvorbě elektronického hudebního nástroje. Lidský sluch je schopen rozeznat změnu frekvence o 0,2 – 0,3 % mezi frekvencemi 250–4000 Hz a následně se tento rozdíl zvětšuje při frekvencích nad 4 kHz [8]. Z tohoto důvodu je důležité, aby se frekvence při tvorbě hudby tzv. nerozladňovaly (viz kapitola 2.2), protože to vyvolává v posluchačích velmi nepříjemný pocit.

2.1.2 Barva tónu

Tento aspekt je v tvorbě elektronického hudebního nástroje také velmi důležitý, ačkoli je velmi těžké definovat, co vlastně barva zvuku (neboli tímbr) je. Různé definice jsou k přečtení v [9]. Ve většině těchto definic se objevuje vjem rozdílu mezi jednotlivými zvuky. Jak jsme schopni rozeznat zvuk kytary od zvuku houslí, ačkoli oba nástroje hrají stejně vysoký tón? Tuto otázku zodpovídá právě koncept barvy zvuku. V [9] je diskuze i nad barvou neperiodických zvuků. To je samozřejmě na místě, jelikož zvuky jednotlivých bicích nástrojů jsme také schopni rozeznat. Nicméně s přihlédnutím k tématu této práce se můžeme s definicí omezit pouze na zvuky, které mají harmonický průběh. Je tedy řeč o barvě tónů.

⁴ Přeloženo na serveru wikipedia.

⁵ Přeloženo na serveru fyzika.jreichl.com.

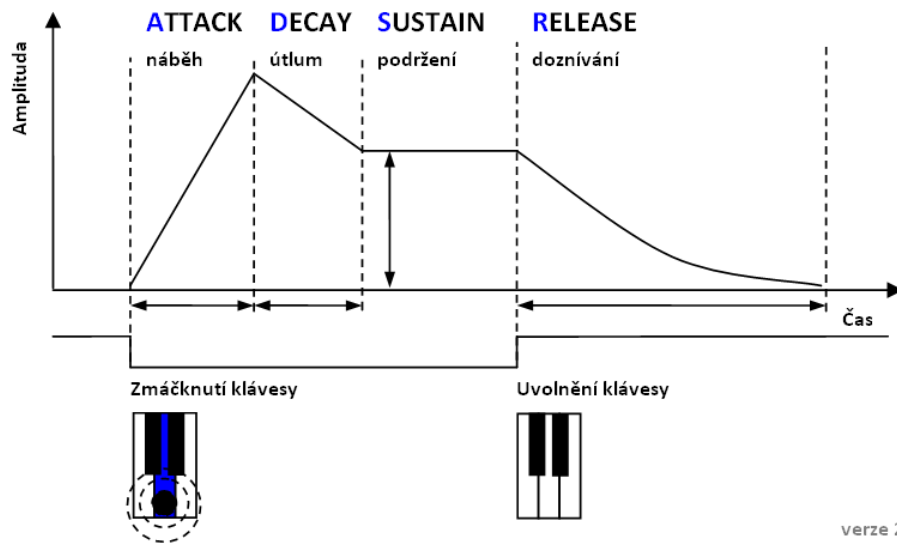
⁶ Lze jej aplikovat i na vizuální aparát.

Zde by se již dalo víceméně opřít o jednu z definic z Columbijské encyklopedie:

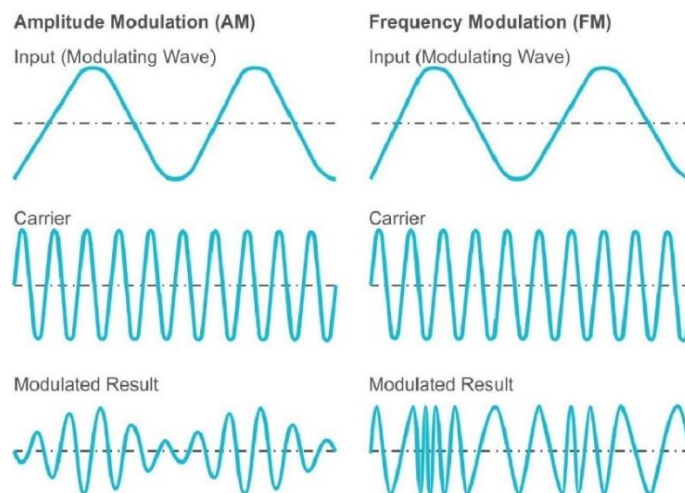
Jakost (zvuku) je dána a obsahem podtónů, individuální barva každého hudebního nástroje je dána počtem a relativními vlastnostmi jednotlivých podtónů, které tento nástroj generuje.

Z této definice je jasné, že barva tónu je velmi úzce spjata se spektrem hraného tónu. Avšak tato definice neobsahuje vše, co by mělo k barvě tónu patřit. Velmi důležitým aspektem je i modulace signálu.

Modulace může mít různé tvary a může být generována různým způsobem. Na obrázku 2.3 je vyobrazena obálka signálu, která u každého hudebního nástroje vypadá jinak. Tato obálka se vždy objeví po podnícení zvuku na hudebním nástroji. Například stiskem klávesy u klavíru nebo drknutím struny na kytaru. Tyto obálky se nazývají časové a zpravidla modulují amplitudu signálu a sestávají se ze čtyř základních fází. Všechny tyto fáze mohou mít libovolný průběh vyhovující fyzikálním a matematickým zákonům. Attack (náběh) moduluje signál bezprostředně po daném podmětu. V této fázi se zvuk zesiluje a říká se jí též transient [9]. Již v této fázi je možné poznat, jaký nástroj pravděpodobně daný zvuk vyluzuje. Pokud uslyšíme tupé bouchnutí trsátkem na strunu, okamžitě poznáme, že nejde o smyčec či dechový impuls. Již z tohoto je jasné, že modulace má zásadní vliv na barvu tónu. Druhou fází, která nastává, se nazývá fáze decay (útlum). Následuje fáze sustain (podržení), jejíž doba je určena držením klávesy nebo prstu na pražci. U elektronických hudebních nástrojů lze mít tuto fázi konstantní, nicméně u akustických hudebních nástrojů musí být tato fáze zákonitě klesající. Po uvolnění klávesy přechází obálka (tedy amplituda signálu) do poslední fáze release (doznívání). Na základě prvních písmenek anglických názvů jednotlivých fází se těmto obálkám také říká ADSR.



Obrázek 2.2: Obálka ADSR
(Zdroj [10])



Obrázek 2.3: Modulace signálu
(Zdroj [11])

Nicméně obálka nemusí být pouze časová ADSR, ale může ovlivňovat i spektrum daného signálu. Tento jev je fyzikálně dán stavbou hudebního nástroje, a tedy jeho rezonančních pásem, která se s hraním různých tónů nemění. Tyto rezonanční oblasti se nazývají formanty [6]. Lze je analogicky porovnat s formanty v lidském řečovém ústrojí, kde měníme rezonanční pásma úst tak, abychom zdrojový signál (šum při šepotu, tón při mluvení) modifikovali na jednotlivé samohlásky. Každou samohlásku je tak možné bezpečně odlišit. Stejně tak lze dle spektra odlišit některé nástroje. Nicméně ze studie [12], která se zabývá vlivem frekvenčních a časových obálek na schopnost rozpoznávání nástrojů, vyplývá, že velmi záleží na typu nástroje. Jako zdroj signálu byl ve studii použit zvuk daného

nástroje o určitém frekvenčním složení a následně byl tento signál modulován buď časovou anebo frekvenční obálkou. Zjistilo se, že u různých nástrojů je pro jejich rozpoznání důležitost obálek různá.

Například

u hoboje je spektrální obálka mnohem důležitější než časová, ale u flétny je důležitější obálka časová.

Signál lze modulovat i jiným signálem. To je vyobrazeno na obrázku 2.3, kde je modulovaný čistý tón sinusovým signálem. Vlevo je signál modulován amplitudově a napravo frekvenčně. Obě tyto periodické modulace mají význam pro efekty, které lze u daných nástrojů využívat. Například frekvenční modulace nízkofrekvenčním signálem, který se pohybuje mezi 5–10 Hz, je známa pod pojmem *vibrato* [13]. Tento efekt je velmi hojně využíván v klasických hudebních nástrojích a při rozpoznávání je také velmi důležitý.

2.2 Ladění

Tón je pouze základním kamenem hudebního díla. Abychom mohli tvořit hudbu, musíme jeho vlastnosti různě měnit a propojovat více tónů po sobě nebo souběžně. Aby celé hudební dílo dávalo dohromady harmonický smysl a ladilo našemu sluchu, musí se tyto různé tónové variace řídit určitým souborem pravidel. Ty určují, které výšky tónu spolu v daných souvislostech ladí (a tedy jsou našemu sluchu příjemné).

2.2.1 Pythagorejské ladění

Pravděpodobná verze příběhu o vzniku prvního typu ladění je se strunou a jejím pozorováním. Na struně si Pythagoras všiml, že pokud bude struna dvakrát kratší tak tón, který se po drnknutí ozve, je velmi podobný tónu struny nezkrácené a lze jej snadno zaměnit. Zároveň si všiml, že velmi pěkně zní i tón, který vytvoříme prodloužením struny o $\frac{1}{2}$, a tedy vytvoříme mezi strunami poměr 3:2 [9]. Podobné jsou si tyto tóny díky své harmonické struktuře. Složení vyšších harmonických složek oktávy⁷ přesně kopíruje složení vyšších harmonických složek tónu základního. Složení kvinty⁸ toto spektrum kopíruje jen zčásti, nicméně stále je polovina harmonických složek rovna složkám základního tónu a složky, které se nerovnají, jsou od sebe vzdáleny, a tedy nezpůsobují nepříjemný disonanční pocit [9].

⁷ Název pro tón, který je frekvenčně vzdálen od tónu původního v poměru 2:1.

⁸ Název pro tón, který je frekvenčně vzdálen od tónu původního v poměru 3:2.

Pythagoras měl velmi rád zlomky a racionální čísla. Viděl tedy v těchto poměrech veliký objev. Zjistil, že lze z kvint složit 11 tónů, které budou mezi sebou příjemně znít. Jeho způsob byl následující:

1. Od předchozího tónu vzít následující tón tak, aby byly ve vzájemném poměru 3:2.
2. Pokud tón leží v intervalu za oktávou, lze jej vynásobit $\frac{1}{2}$ a tím se dostáváme zpět do intervalu mezi základním tónem a jeho oktávou.
3. Opakovat od kroku 1.

Tímto postupem lze vyplnit prostor mezi dvěma oktávami. Tento nápad je revoluční a byl hojně využíván v celém světě, ačkoli měl jednu velkou vadu. V ideálním případě bychom se měli po 12 tónech opět dostat k základnímu tónu, tedy k poměru 1:1. Nicméně při tomto postupu se dochází ke zlomku

$$\left(\frac{3}{2}\right)^{12} = \frac{531441}{4096}. \quad (2.3)$$

Tento vzorek vypadá velmi škaredě a opravdu, pokud bychom se s ním opět posouvali o oktávy níže tak, abychom se dostali mezi výchozí tón a jeho oktávu, dostaneme poměr $\frac{531441}{524288}$ neboli 1,0139 [9]. Takže místo 1 dostáváme tón, který je 1,0139 x vyšší než základní tón. Tento interval nezní vůbec hezky a v hudbě je prakticky nepoužitelný. Kvůli charakteru tónu, který zní jako rozladěné vytí, se mu dal název "Wolf Tone" a v hudbě byl jakési tabu. I přes tento relativně velký nedostatek byl tento způsob ladění v západním světě hojně využíván.

2.2.2 Rovnoměrně temperované ladění

Na konci 16. století přichází (nezávisle na sobě) dva hudební teoretikové s novým systémem, který řeší problém rozladěného tónu. Jedná se o Simona Stevina (Vlámsko) a Prince Chu-Tsaiyu (Čína) [14]. Základem tohoto ladění je řešení rovnice

$$x^{12} = 2, \quad (2.4)$$

kde x je poměr mezi tóny vyplňující interval oktávy. Zde je vidět, proč Pythagoras, jakožto milovník racionální poměrů, nemohl nikdy dospět k uspokojivému výsledku. Základní poměr mezi dvěma po sobě jdoucími tóny v tomto systému ladění je $\sqrt[12]{2} = 1,05945$. Pokud tedy budeme 12x násobit základní tón tímto číslem, dostáváme oktávu základního tónu⁹. Tento systém je nyní brán jako standart v moderní západní hudbě.

Je možné mít mezi oktávami i více tónů, ale v populární hudbě západního světa se vícetónové rovnoměrně temperované ladění nevyužívá a pro tuto práci je tedy nedůležité.

⁹ $\sqrt[12]{2}^{12} = 2$

Ačkoli je pro většinu posluchačů rozdíl mezi různými typy ladění neznatelný při hraní na jeden nástroj, při souhře více nástrojů je to již velmi znát. Z tohoto důvodu je důležité ladit i elektronické nástroje velmi přesně, jelikož lidské ucho je na drobné odchylky a disharmonie značně citlivé.

3 Syntéza zvukového signálu

Po probrání základní hudebních a psychofyzikálních atributů zvuku lze přejít k jeho syntetické tvorbě. Je více přístupů jak vytvářet zvuky libozvučné i nelibozvučné, harmonické i neharmonické. V této kapitole je popis některých syntéz s důrazem na syntézu aditivní a subtraktivní, se kterými se v analogových syntezeátorech pracuje nejvíce.

3.1 Aditivní syntéza

V kapitole 2.1.2 byla rozebírána barva tónu a její souvislost s harmonickým spektrem. V této kapitole se na spektrum zvuku podíváme o něco konkrétněji. Základními stavebními kameny spektra zvuku jsou šum a sinusové složky o různých frekvencích. Pro tuto práci je důležité hlavně harmonické složení zvuků, a tedy jeho rozklad na jednotlivé frekvenční složky. Z tohoto poznatku vyplývá, že v oblasti našeho zájmu jsou především signály periodické. Základním matematickým nástrojem, který se využívá k analýze spektra signálu, je Fourierova transformace. Tato operace transformuje signály z časové oblasti do oblasti frekvenční, kde jsme schopni analyzovat frekvenční spektrum daného zvukového signálu. Děje se tak jeho rozkladem do jednotlivých sinusových složek. Každý periodický signál libovolného tvaru můžeme považovat za součet nekonečného množství jednoduchých harmonických kmitů a lze jej vyjádřit řadou [4]

$$f(t) = A_0 + \sum_{k=1}^{\infty} A_k \sin(k\omega t + \varphi_k), \quad (3.1)$$

kde A_0 je stejnosměrná složka,

- A_k amplituda k-té harmonické,
- k pořadové číslo harmonické,
- ω úhlový kmitočet první harmonické,
- t čas,
- φ_k fázový posun k-té harmonické.

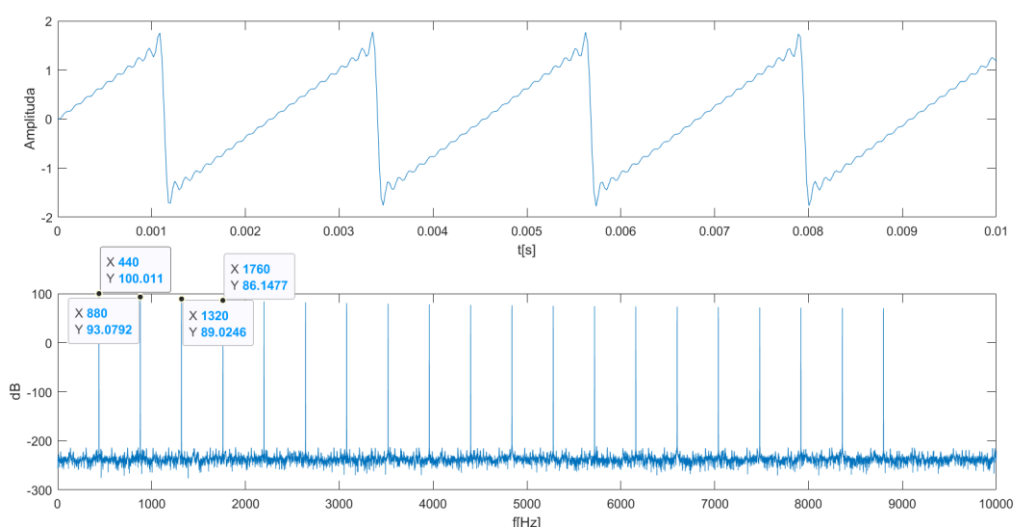
Pro nás jsou nejdůležitější signály typu sinus, trojúhelník, obdélník a pila. Tyto signály mají spektrální pravidla, které je nutno dodržet pro jejich tvar.

3.1.1 Pilový průběh

Pilový průběh je jedním ze základních signálů, který je používán v elektronických hudebních nástrojích. Na obrázku 3.1 je vykreslen jeho tvar a spektrum, ze kterého je patrná určitá zákonitost platící při jeho tvorbě. Konkrétně lze tvar signálu matematicky rozepsat rovnicí

$$f(t) = A * \sum_{k=1}^{\infty} (-1)^{k+1} \frac{1}{k} \sin(k * \omega * t). \quad (3.2)$$

Tato řada obsahuje sudé i liché harmonické, které klesají nepřímo úměrně jejich pořadovému číslu. Čím více se řada blíží nekonečnu, tím podobnější je signál tvaru pily. V digitálním světě je tato řada omezena vzorkovací frekvencí (resp. její polovinou) avšak v analogovém světě je možné vytvořit téměř dokonalý průběh. Na obrázku 3.1 je pila složena z prvních dvaceti harmonických složek. Tento průběh se využívá pro rekonstrukci žesťových. Jeho barvu lze popsat jako jasnou, průraznou až agresivní.



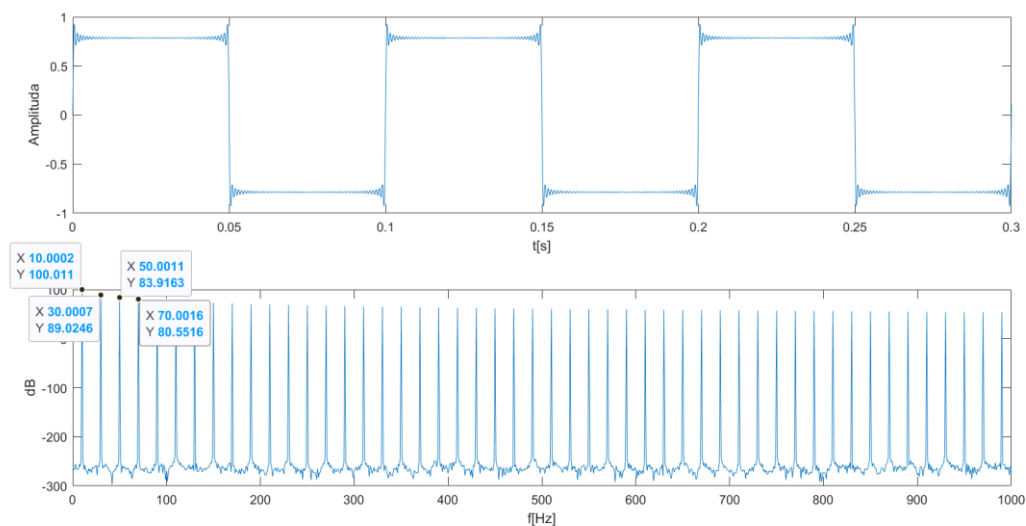
Obrázek 3.1: Pilový průběh signálu a jeho spektrum

3.1.2 Obdélníkový průběh

Druhým základním tvarem signálu obdélníkový. Na obrázku 3.2 lze vidět jeho rekonstrukci za použití prvních 50 harmonických. Čím bude jejich počet vyšší, tím bude tvar obdélníku ostřejší a na krajích méně rozkmitaný. Průběh je možné matematicky popsat jako

$$f(t) = \frac{1}{(2 * k - 1)} \sin((2 * k - 1)\omega t). \quad (3.3)$$

Z rovnice (3.3) je patrné, že v tomto signálu se nacházejí pouze liché násobky základní harmonické. Sečtením těchto násobků pak dostáváme výsledný ostrý tvar. Barva zvuku, který je generován tímto typem signálu, se velmi často označuje jako dutá. Obdélníkem lze modelovat jednoplátkové dechové nástroje jako klarinet, saxofon nebo varhany s krytými píšťalami.



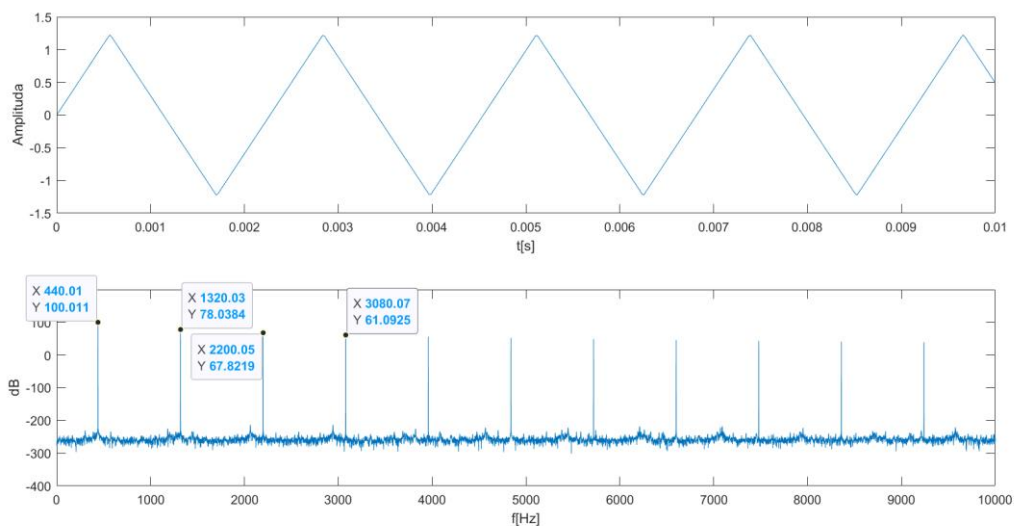
Obrázek 3.2: Obdélníkový signál

3.1.3 Trojúhelníkový průběh

Třetím základním signálem, který se hojně využívá v hudební syntéze, je signál trojúhelníkový. Jeho složení lze popsat rovnicí

$$f(t) = \sin(\omega t) - \frac{1}{9}\sin(3\omega t) + \frac{1}{25}\sin(5\omega t) - \dots, \quad (3.4)$$

kde si lze všimnout dvou důležitých vlastností. Skládá se pouze z lichých složek a jejich amplituda velmi rychle klesá. Proto je tento průběh podobný sinusovému. Uvedený typ signálu se využívá pro generování zvuku flétny. Barevně bývá označován jako dutý a nosový.



Obrázek 3.3: Trojúhelníkový signál

Základem aditivní syntézy je součet mnoha harmonických složek, tedy mnoha harmonických oscilátorů, které podle potřeby ladíme. Tím docílíme výsledného tvaru, který potřebujeme. V praxi lze touto metodou generovat jednodušší průběhy. Pro potřeby obdélníkového signálu by bylo zapotřebí mít velké množství oscilátorů, což většinou není k dispozici.

3.2 Subtraktivní syntéza

V předchozí kapitole o aditivní syntéze bylo probráno složení důležitých signálů pro potřeby hudební syntézy. V této kapitole je probrán typ syntézy, který je v analogové praxi tvorby hudebních signálů využíván o poznání více, jelikož vyžaduje daleko menší množství jednotlivých modulů pro generování různých hudebních i nehudebních zvuků.

Základem této syntézy je subtrakce, tedy odečítání harmonických složek od původního signálu [15]. Odečítání jednotlivých složek je realizováno tzv. filtrací. Matematická operace, která popisuje průchod signálu filtrem, se nazývá konvoluce. Pokud vstupní signál konvolvujeme s impulzní odezvou našeho filtru dostáváme signál výstupní, jehož harmonický obsah je zeslaben (resp. zesílen) o charakteristiku filtru. Tato syntéza je používána i proto, že kopíruje fyzikální principy generování zvuků hudebními nástroji nebo hlasem. Například struna na kytáře vydává harmonický signál, který je dále filtrován a upravován pomocí těla kytary a jeho rezonančními frekvencemi.

Jak z předchozího popisu vyplývá, pro tuto syntézu je důležité, aby základní signál byl bohatý na harmonické složky. Nepoužívají se tedy oscilátory, které disponují pouze jedním sinusovým

signálem, ale můžou například přepínat mezi signály z kapitoly 3.1, které již obsahují více harmonických. Tímto procesem lze zabarvovat i šum a vytvářet tak různobarevné šumy¹⁰.

3.3 Modulační syntéza

Modulací je myšleno tvarování jednoho signálu pomocí signálu druhého. Tímto procesem je možné měnit jeho charakteristiku v čase. Většinou se pro tuto modifikaci používá sinusový signál [13], ale je možné modifikovat i za pomoci jiných tvarů. Na základě toho, který parametr měníme, rozlišujeme dva typy modulací: frekvenční modulace (FM) a amplitudová modulace (AM).

3.3.1 Amplitudová modulace

Matematicky lze popsat amplitudovou modulaci jako [16]

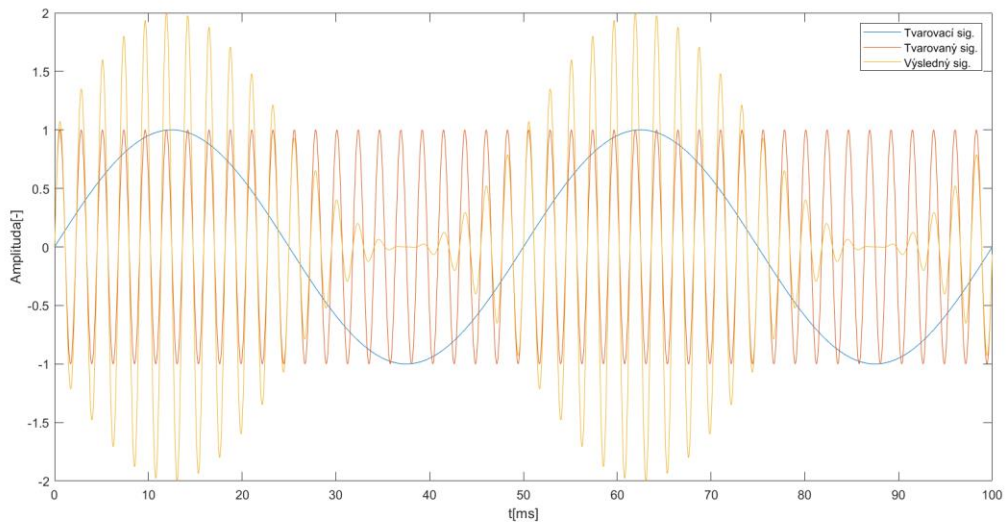
$$x_{OUT} = [1 + \alpha \cdot a_m(\omega_m, t)] \cdot A_c \sin(\omega_c t + \varphi_c), \quad (3.5)$$

kde α označuje hloubku modulace, A je amplituda tónu, ω je úhlová frekvence tónu. Indexy m a c označují tvarovací (m) a tvarovaný (c) signál. Písmena m a c vycházejí z anglických výrazů modulation a carrier. Tyto zkratky mají větší význam ve vysokofrekvenční technice. Zde nejsou zásadní. Důležitější je představa, jak se jednotlivé signály navzájem ovlivňují. Signál a_m může mít v zásadě jakýkoli periodický tvar. Nicméně v praxi se používají primárně nám již známé signály: sinus, trojúhelník, obdélník, pila. Tvarovací signál má řádově nižší frekvenci než signál tvarovaný. Na obrázku 3.4. vidíme jednotlivé signály a jejich výsledné ovlivnění.

Tremolo

Pokud je tvarovací signál sinusový a pod frekvencí 10 Hz, nazývá se výsledný zvukový efekt tremolo [16]. Tento jev je využíván v kytarových efektech. Pokud frekvenci snižujeme, lze docílit tzv. beating sine wave [16]. Od 5 Hz níže se dostáváme na frekvence tempa a výsledný efekt již rytmizuje původní zvuk.

¹⁰ Šumy s různou spektrální hustotou.



Obrázek 3.4: Amplitudová modulace

3.3.2 Frekvenční modulace

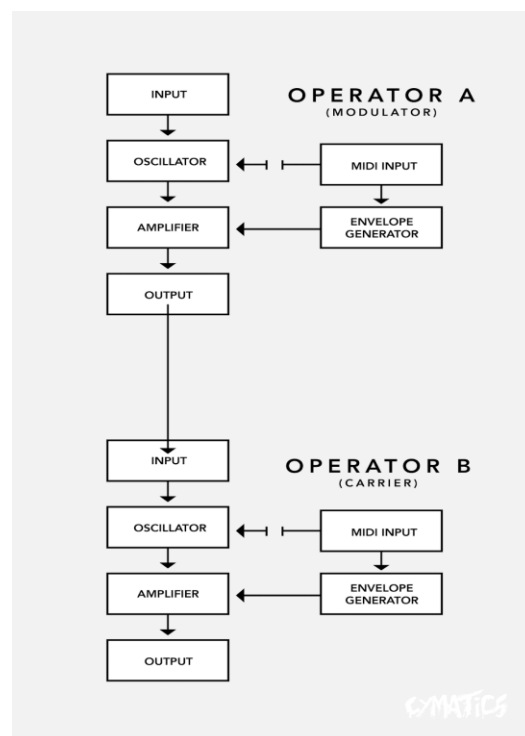
Druhým typem je modulace frekvenční. Jak vyplývá z názvu, jde o změny frekvence tónu. Princip je podobný jako v předchozím případě. Signálem tvarovacím se místo amplitudy periodicky upravuje frekvence tvarovaného signálu. Rovnice frekvenční modulace vypadá následovně:

$$x_{OUT} = A_C \sin[\omega_C t + \varphi_C + A_m a_m(\omega_m, t)]. \quad (3.6)$$

Nicméně toto je princip obecné frekvenční syntézy a její matematický popis. Kdybychom tento vzorec aplikovali v simulačním programu (například matlab), rychle zjistíme, že změna frekvence se v tomto případě řídí derivací vnitřní funkce. Pokud bychom tedy v tomto případě dosadili pilový signál za a_m , frekvence by se v podstatě (kromě rychlých změn na konci/začátku periody) neměnila.

To v našem případě neplatí, jelikož řídíme změnu frekvence přímo změnou řídicího napětí (resp. proudu), který tuto frekvenci řídí. Tedy můžeme aplikovat libovolný signál a pomocí něj přímo měnit frekvenci. Pokud na modulační vstup přivedeme například pilový vstup, bude frekvence lineárně růst. Matematický popis tohoto modelu je složitější.

Jednodušší je představit si jednotlivé oscilátory jako tzv. operátory, které se navzájem ovlivňují. Na obrázku 3.5 je tento princip ilustrován. Operátor A (modulátor) jde přímo na vstup operátoru B, a tím ovlivňuje jeho frekvenci. Oba operátory jsou v podstatě totožné, ačkoli u frekvenční modulace se stejně jako u amplitudové modulace využívají pro modulaci frekvence pod hranicí prahu slyšení. Tento princip využívala ve svých syntezátorech firma Yamaha. Nejvíce proslaveným nástrojem je Yamaha DX7. Zde bylo možné tyto operátory různě řetězit a získávat tak neuvěřitelné, vesmírné zvuky.



Obrázek 3.5: Princip operátorů
(Zdroj [17])

Vibrato

Za pomoci FM lze vytvořit specifický efekt, který se využívá i v klasických hudebních nástrojích. Tento efekt se jmenuje vibrato. Podle [18] je tento efekt u zpěváků získáván při modulační frekvenci mezi 4,5 – 6,5 Hz. Podobné je to i u jiných nástrojů. U strunných nástrojů je tento efekt způsoben hýbáním prstů na zmáčknuté struně. Tím se drobně mění délka struny a tím i frekvence.

3.4 Další syntézy

Subtraktivní a aditivní syntéza nejsou samozřejmě jediné syntézy, které se využívají. S příchodem digitálních technologií se daleko více uplatňují i tzv. wavetableové syntézy, kde se jako jádro využívají reálné nahrané zvuky [19]. Zajímavou syntézou je syntéza formantová, kde se využívají ke generování zvuku tzv. rezonátory. Tyto rezonátory zesilují daná frekvenční pásma signálu, a tím utvářejí výsledný zvuk. Na tomto principu funguje i lidská výslovnost, kdy tvoříme jednotlivé samohlásky pomocí změny tvaru úst a tím měníme pozici jednotlivých rezonančních pásem [20].

4 Generátory signálu

Základním blokem všech syntezátorů je oscilátor. Ve analogovém světě je možné za pomoci oscilátorů přímo generovat spojitý signál, který lze následně prostřednictvím zesilovače a reproduktoru přeměnit

na zvuk (frekvence v oblasti lidského slyšení). Tato práce se zabývá výhradně obvody v analogové doméně.

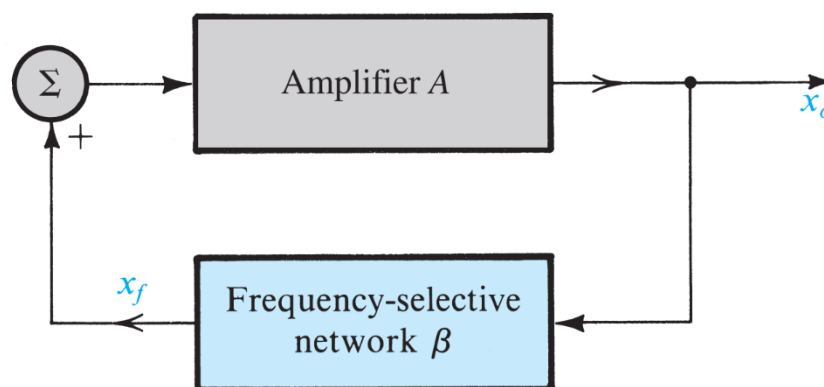
Jednotlivé oscilátory se liší hlavně tvarem signálu, který generují a frekvenčním rozsahem. Typicky se v hudební syntéze využívají signály popsané v kapitole 3.1. Frekvenční rozsah poté rozdělují oscilátory na nízkofrekvenční a vysokofrekvenční. V našem případě se nízkofrekvenční oscilátory pohybují řádově v rozsahu mHz až desítky Hz (modulační) a vysokofrekvenční ve slyšitelném pásmu.

4.1 Generátory sinusového signálu

Základním signálem, který se vyskytuje ve všech zvucích, je sinus. Pro generování tohoto typu signálu se využívají tzv. lineární oscilátory sinusového průběhu. Nicméně nelinearita je do systému vždy zanesena kontrolou amplitudy [21]. Základní blokové schéma generátoru sinusového průběhu je na obrázku 4.1. Zesílení tohoto obvodu lze vyjádřit rovnicí [21]

$$A_f(s) = \frac{A(s)}{1 - A(s)\beta(s)}, \quad (4.1)$$

kde $A(s)$ představuje zesílení zesilovače v přímé větvi a $\beta(s)$ představuje zesílení zpětné vazby. Při specifické frekvenci se zesílení zpětné vazby $A(s)\beta(s)$ rovná jedné. V tu chvíli se zesílení celého systému blíží nekonečnu. A systém bude mít konečný výstup pro nulový vstup [21].



Obrázek 4.1: Blokové schéma generátoru sinusového signálu

Z toho vyplývá *Barkhausenovo kritérium stability*, které říká, že pro danou úhlovou frekvenci ω_0 bude fázový posun celého systému 0° (360°) a zesílení této smyčky bude 1. V tu chvíli systém osciluje [21]. Toto je ovšem možné pouze z teoretického hlediska, protože v reálném světě nelze udržet systém na této mezi stability. S mírnou změnou okolních podmínek (například změnou teploty) se absolutní hodnota zesílení $|A\beta|$ odchýlí od 1. V tu chvíli mohou nastat dva následující případy [21]:

1. $|A\beta| < 1$: Systém je stabilní a oscilace se tlumí
2. $|A\beta| > 1$: Systém je nestabilní a kmity se zesilují

Druhý případ nejde v reálném světě realizovat, protože by kmity teoreticky rostly do nekonečna, nicméně to je vždy limitováno z důvodu konečného zesílení A . V tu chvíli se systém stává nelineárním.

4.1.1 Oscilátor s Wienovým článkem

Oscilátor s Wienovým článkem je jeden z nejjednodušších oscilátorů. Využívá operační zesilovač zapojený jako neinvertující a RC síť zapojenou ve zpětné vazbě (viz obrázek 4.2). Zapojení neinvertujícího zesilovače má zesílení $1 + \frac{R_2}{R_1}$ [21]. Celkové zesílení obvodu s RC sítí zapojenou ve zpětné vazbě lze získat vynásobením zesílení neinvertujícího zesilovače a přenosovou funkcí zpětnovazební smyčky [21],

$$L(s) = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \left(\frac{Z_p}{Z_s + Z_p}\right). \quad (4.2)$$

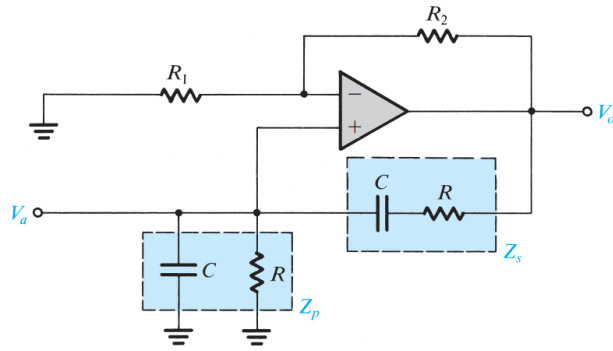
Po dosazení impedancí a následném pronásobením lze vyjádřit vztah

$$L(j\omega) = \frac{\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)}{3 + j\left(\omega CR - \frac{1}{\omega CR}\right)}, \quad (4.3)$$

ze kterého lze pozorovat, že zesílení celé smyčky bude reálné (tj. bez fázového posunu) pouze pokud bude imaginární člen jmenovatele nulový. Úhlová frekvence je tedy rovna

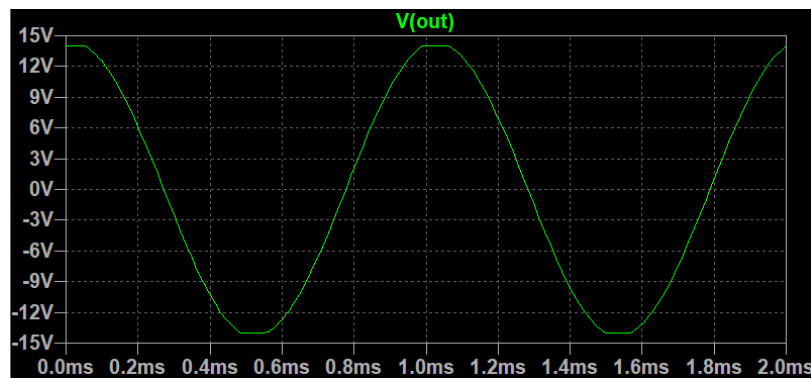
$$\omega_0 = \frac{1}{CR}. \quad (4.4)$$

Oscilace začnou, pokud je zesílení celého zpětnovazebního obvodu větší než jedna (viz 4.1). Z toho vyplývá, že poměr odporů $\frac{R_2}{R_1}$ musí být větší než 2.



Obrázek 4.2: Oscilátor s Wienovým článkem
(Zdroj [21])

Pomocí simulace lze snadno výsledky výpočtů ověřit. Na obrázku 4.3 vidíme výsledek simulaci oscilátoru s Wienovým článkem pro hodnoty: $R_1 = 10 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 20.1 \text{ k}\Omega$, $R = 10 \text{ k}\Omega$, $C = 16 \text{ nF}$ a operační zesilovač TL072. Z rovnice (4.4) lze spočítat, že pro tyto hodnoty R a C je frekvence oscilací 1000 Hz.

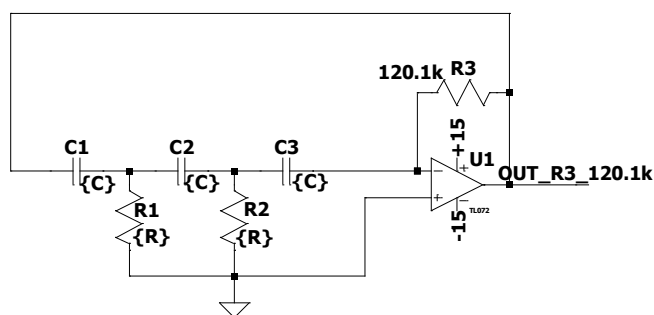
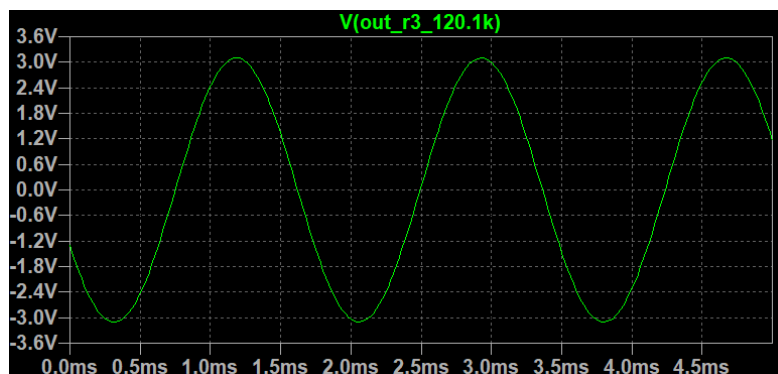


Obrázek 4.3: Simulace oscilátoru s Wienovým můstkem

Pro změny frekvence tohoto obvodu musíme naráz měnit buď rezistory R nebo kondenzátory C . To je jedna z největších nevýhod.

4.1.2 Phase-shift oscilátor

Druhým typem oscilátoru, který se velmi často používá, je phase-shift oscilátor. Tento oscilátor pracuje pouze z RC sítí na invertujícím vstupu operačního zesilovače, jak lze vidět na obrázku 4.4.



Obrázek 4.4: Phase-shift oscilátor

Zesílení celé smyčky je [21]

$$A\beta = \frac{\omega^2 C^2 * R * R_3}{4 + j \left(3\omega CR - \frac{1}{\omega CR} \right)} \quad (4.5)$$

Z toho vyplývá úhlová frekvence oscilátoru

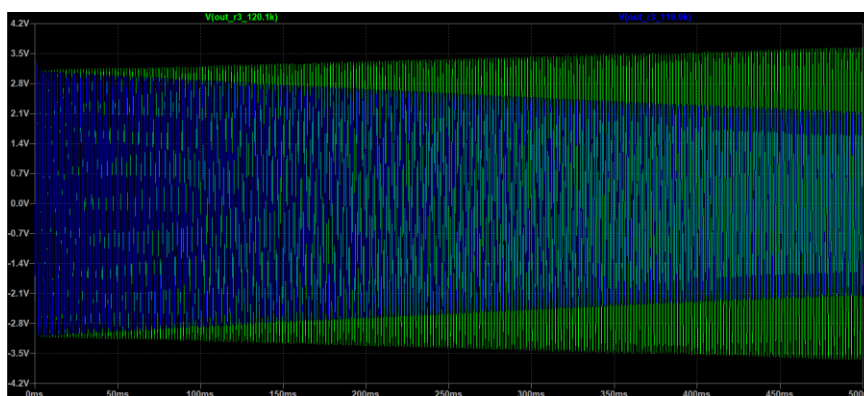
$$\omega_0 = \frac{1}{CR\sqrt{3}} \quad (4.6)$$

a také odpor R_3 , který je dán rovnicí

$$R_3 = \frac{4}{\omega^2 C^2 R} \quad (4.7)$$

Pro simulaci jsme určili hodnoty $C = 16 \text{ nF}$, $R = 10 \text{ k}\Omega$, $R_3 = 120 \text{ k}\Omega$. Frekvence oscilací je přibližně 570 kHz (viz obrázek 4.4).

Lze se simulací také přesvědčit, že pokud odpor R_3 nastavíme na hodnotu mírně menší než $120 \text{ k}\Omega$, oscilace se utlumují. Pokud ovšem tuto hodnotu jemně překročíme, oscilace rostou. Viz obrázek 4.5.



Obrázek 4.5: Změna zesílení

Velkou nevýhodou tohoto typu oscilátorů pro naše účely je závislost zpětnovazebního odporu R_3 na frekvenci a také to, že pro nízké slyšitelné frekvence nabývají hodnoty součástek velkých čísel. To je problém zejména u kondenzátorů, protože s tím roste jejich rozměr. Stejně jako u předchozího případu bychom museli měnit více hodnotu více součástek naráz. Nicméně výsledný sinus, který lze z tohoto obvodu získat, má velmi věrný tvar.

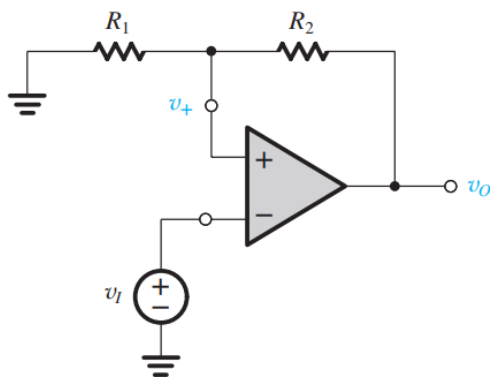
4.2 Oscilátory jiných tvarů periodického signálu

V minulé kapitole byly rozebrány základní topologie generátorů sinusového signálu. Tyto oscilátory, ačkoli generují ideální sinus, je těžké ladit a ještě těžší je přeladovat tak, abychom je udrželi ve stabilním stavu. V hudebním světě je důležité, aby bylo možné tento oscilátor přeladovat skrz velké pásmo. Zároveň čistý sinus již nelze dále filtry tvarovat. Lze z něj skládat zajímavé zvuky, nicméně to bychom těchto oscilátorů potřebovali opravdu mnoho. Z uvedených důvodů se v syntezátorech využívají generátory trojúhelníkových, obdélníkových nebo pilových průběhů, protože obvody, které jsou zapotřebí pro generování těchto tvarů, jsou obvykle variabilnější a stabilnější. Vždy je možné za pomoci filtrace tyto komplexní tvary vyfiltrovat tak, abychom z nich dostali čistý sinus (viz 3.1).

4.2.1 Astabilní klopný obvod

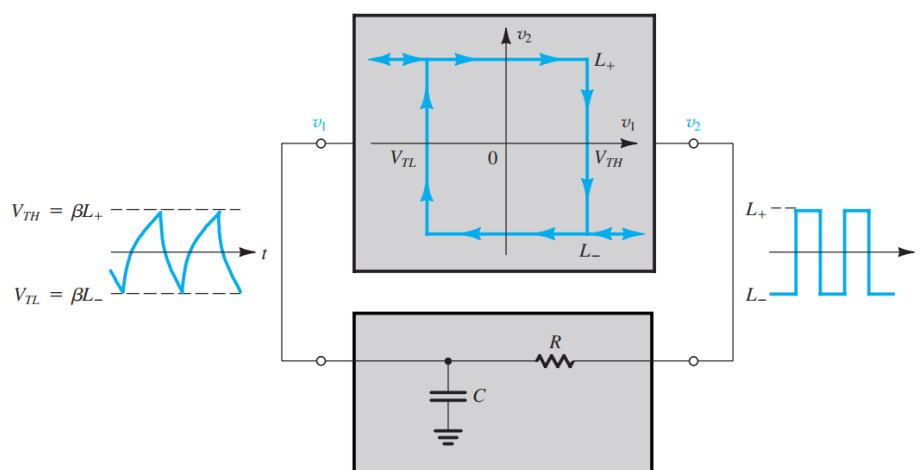
Z názvu vyplývá, že obvod nemá žádný stabilní stav. Je ovšem získán úpravou základního bistabilního obvodu, který je na obrázku . Ten má stabilní stavy dva (bistabilita). Pokud bychom zdrojem v_I (tedy na invertujícím vstupu) aplikovali napětí větší než 0 V, objeví se na výstupu operačního zesilovače invertované napětí, které (vzhledem k tomu, že zpětná vazba není zapojena do invertujícího vstupu) poroste až do saturace operačního zesilovače. Tento stav se bude držet až do chvíle, kdy bychom se dostali s napětím zdroje v_I pod hodnotu na neinverující vstupu operačního zesilovače. Tímto docílíme kladného napětí mezi vstupními terminály operačního zesilovače, a ten začne generovat

napětí kladné, které opět není ničím limitované a roste tedy do saturace. Přenosová charakteristika takového obvodu má tedy tvar hysterezní křivky, jejíž kladný a záporný práh jsou dány odporovým děličem složeným z R_2 a R_1 . Tomuto obvodu se říká Schmittův klopný obvod [21].



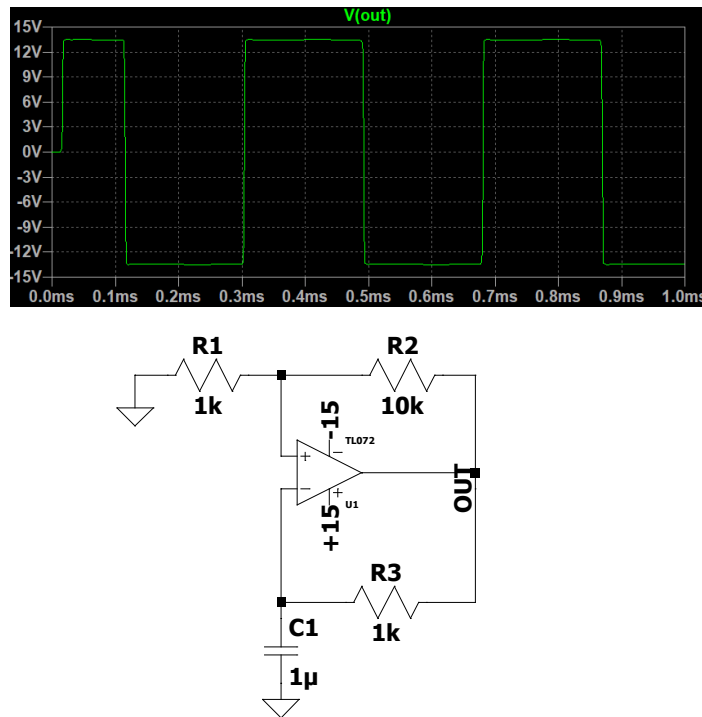
Obrázek 4.6: Bistabilní klopný obvod (Zdroj [21])

Nicméně uvedený obvod generuje pouze dva stabilní stavy. Pro naše potřeby je nutné, aby se tyto dva stavy periodicky střídaly a tím byl generován periodický obdélníkový průběh. Za tímto účelem je zapotřebí do daného obvodu začlenit akumulční prvek v podobě kondenzátoru. Na obrázku 4.7 vidíme, že pokud výstup bistabilního klopného obvodu v_2 bude kladný, bude nabíjet kondenzátor C tak dlouho, dokud se napětí nedostane na hranici V_{TH} . V tu chvíli bistabilní klopný obvod přepne do druhého stavu a kondenzátor se bude vybíjet s opačnou polaritou, než dosáhne opačné hranice a celý proces se bude opakovat. V tomto případě bude frekvenci, se kterou se bude obvod kmitat, určovat časová konstanta RC obvodu, tedy $\tau = RC$. Na obrázku 4.8 je výsledek simulace základního astabilního klopného obvodu.



Obrázek 4.7: Základní blokové schéma astabilního klopného obvodu

(Zdroj [21])



Obrázek 4.8: Simulace základního astabilního obvodu

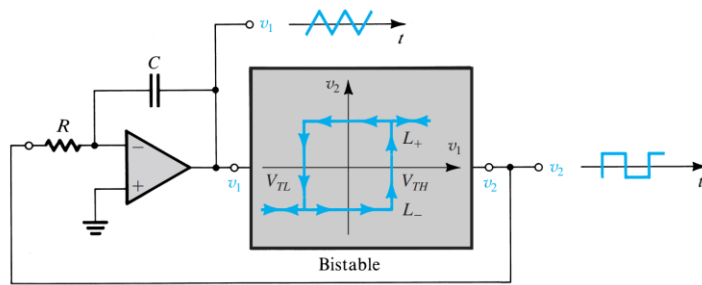
Jednoduchou úpravou lze z tohoto obvodu vytvořit i generátor trojúhelníkového signálu. Úpravu lze pozorovat na obrázku 4.9 a 4.10. Důležitou změnou je i převodní charakteristika bistabilního klopného obvodu, která je v této topologii neinvertující (viz změna směru šipek). Rozdíl je v tom, že zdroj, který musí překonat práh, nepřipojujeme na invertující vstup, ale na rezistor R_1 . Základní RC obvod z obrázku 4.7 byl vyměněn za integrátor. Tímto docílíme lineárního trojúhelníkového průběhu (v předešlém obvodu by výběrem vhodných součástek byl výstupní signál na kondenzátoru také trojúhelníkový, ale při přeladování by docházelo k nelinearitám). Je také důležité si uvědomit vhodné zvolení odporů R_2 a R_1 . Pokud by byla hodnota odporu R_2 stejná nebo menší než hodnota odporu R_1 , byla by úroveň potřebná pro překlopení bistabilního obvodu větší, než je saturační napětí. Toto vychází z rovnic [21]

$$V_{TH} = -V_{SAT-} \frac{R_1}{R_2} \quad (4.8)$$

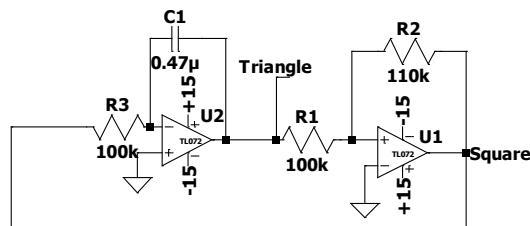
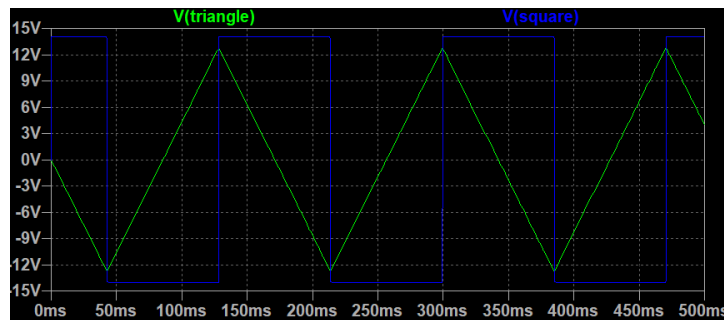
a

$$V_{TL} = -V_{SAT+} \frac{R_1}{R_2}. \quad (4.9)$$

Tento obvod je využit jako jádro nízkofrekvenčního oscilátoru v této práci.



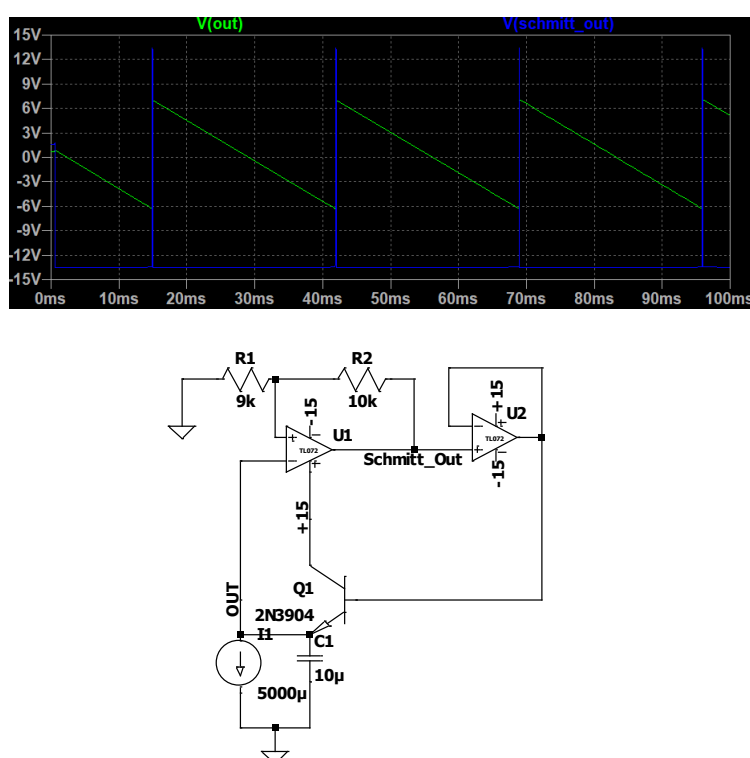
Obrázek 4.9: Generátor obdélníkového a trojúhelníkového signálu (Zdroj [21])



Obrázek 4.10: Simulace astabilního obvodu s generátorem trojúhelníkového a obdélníkového signálu

4.2.2 Generátor pilového průběhu

Hodně analogových syntezátorů využívá jako oscilační jádro generátor pilového průběhu, který následně tvarují [22]. Tento signál lze také jednoduše vytvořit pomocí Schmittova klopného obvodu z předchozí kapitoly. Využit je v tomto případě kondenzátor na vstupu obvodu, který se nabíjí s časovou konstantou $\tau = CR$, kde R je odpor vodiče přivedeného ke kondenzátoru. Tato konstanta je ve srovnání s periodou slyšitelných frekvencí velmi malá, a tedy je možné považovat strmost nabíjení za nekonečnou. Na obrázku 4.11 je popsán obvod simulován. Velká výhoda obvodu je, že se již dá řídit proudem, a tedy lze pro jeho řízení uplatnit exponenciální konvertor, který je rozebrán v kapitole 6.1. Z tohoto důvodu je možné jej volit jako jádro napětově (resp. proudově) řízeného oscilátoru.



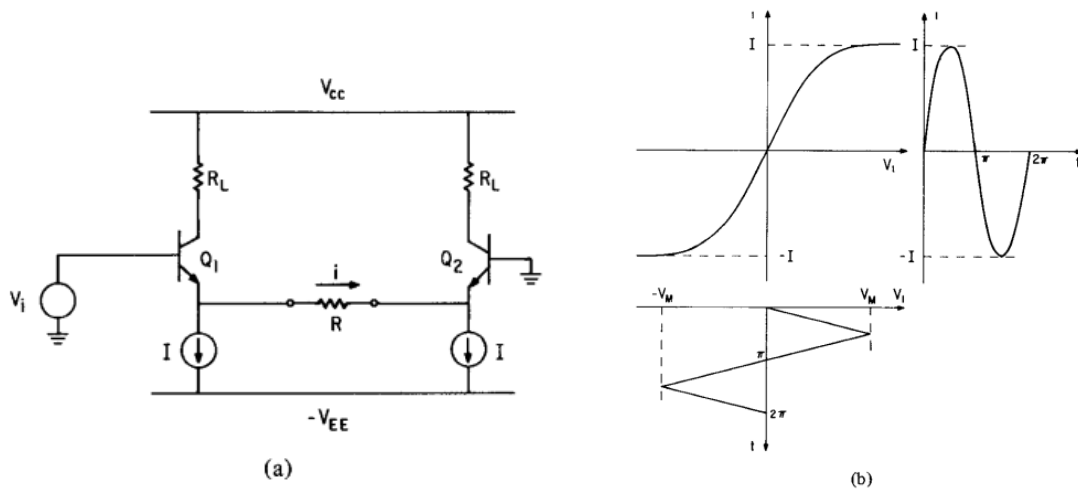
Obrázek 4.11: Schmittův klopný obvod generující signál pilového průběhu

4.2.3 Tvarovací obvody

Jádro oscilátoru, které si zvolíme, většinou umí jeden (maximálně dva) tvary signálu a pokud bychom chtěli, aby náš modul generoval více tvarů, je nutné výstupy dále tvarovat. Tvarovací obvody mohou být různě specifické v závislosti na generovaném výstupu jádra. Z tohoto důvodu bude v rámci kapitoly simulován pouze výběr tvarovacích obvodů, jež jsou použity v diplomové práci.

Trojúhelník na sinus

Tento obvod využívá diferenciální páru tranzistorů. Na obrázku 4.12 je základní obvod a převodní charakteristika obvodu. Princip obvodu je možné vysvětlit vyšetřením převodní charakteristiky vstupního napětí V_i na proud i tekoucí odporem R . Odvození je podobné, jako v kapitole 6.1 o exponenciálním konvertoru, jelikož tato topologie také využívá exponenciální převodní charakteristiky napětí na bázi a výsledného proudu tranzistorem. Odvození rovnice lze nalézt v [23]. Je založené na stejném páru tranzistorů (tj. matching tranzistorů) a Ebers-Mollově rovnici. Výstup lze brát jako průběh proudu rezistorem R nebo proud kolektory tranzistorů.



Obrázek 4.12: Diferenciální pár jako konvertor trojúhelníkového signálu na sinus (Zdroj [23])

Pro převedení proudu tranzistorů na napětí je zapotřebí operační zesilovač v konfiguraci převodníku proudu na napětí. Na obrázku 4.13 lze tuto konfiguraci pozorovat. Tranzistory jsou pro jednoduchost modelovány jako zdroje sinusového proudu.

Důležitými předpoklady pro odvození je, že $R_1 = R_2$ a $R_4 = R_3$. Poté je odvození rovnic za pomoci superpozice následující:

- 1) Rovnice pro V_{OUT1} , když je v zapojení pouze I_1 (+15 V je zem a I_2 je rozpojený obvod)

$$V_{OUT1} = I_1 * R_3. \quad (4.10)$$

- 2) Rovnice pro V_{OUT2} , když je v zapojení pouze I_2 (+15 V je zem a I_1 je rozpojený obvod)

$$V_{OUT2} = -I_2(R_2 \parallel R_4) \left(\frac{R_3 + R_1}{R_1} \right) = -I_2 R_4 = -I_2 R_3. \quad (4.11)$$

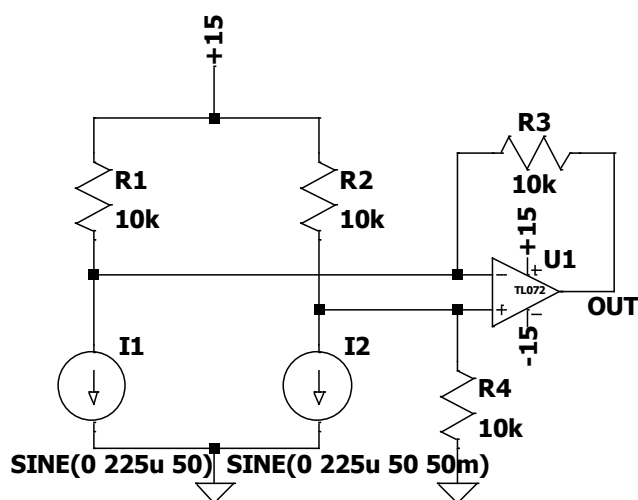
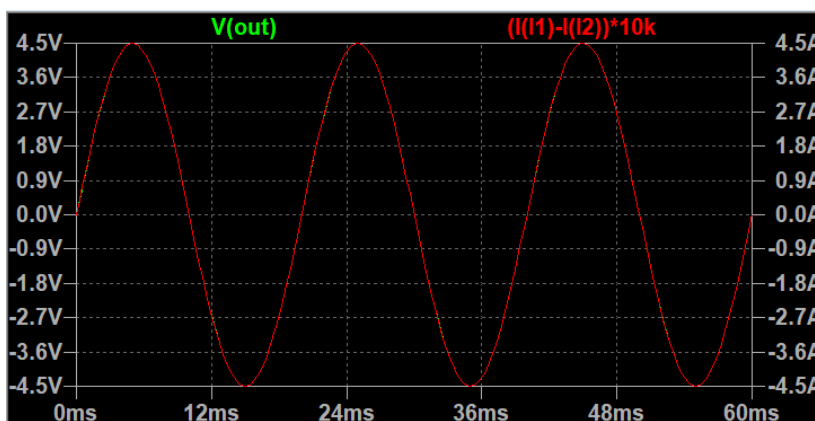
3) Rovnice pro V_{OUT3} , když je v zapojení pouze +15 V (I_1 a I_2 jsou rozpojené obvody)

$$V_{OUT3} = 0 \text{ V.} \quad (4.12)$$

4) Celková rovnice pro V_{OUT}

$$V_{OUT} = V_{OUT1} + V_{OUT2} + V_{OUT3} = (I_1 - I_2)R_3. \quad (4.13)$$

Za pomoci simulace lze výpočet jednoduše ověřit (viz obrázek 4.13). Na obrázku simulace se výstupní napětí a rozdíl proudů vynásobený odporem R_3 překrývají.¹¹



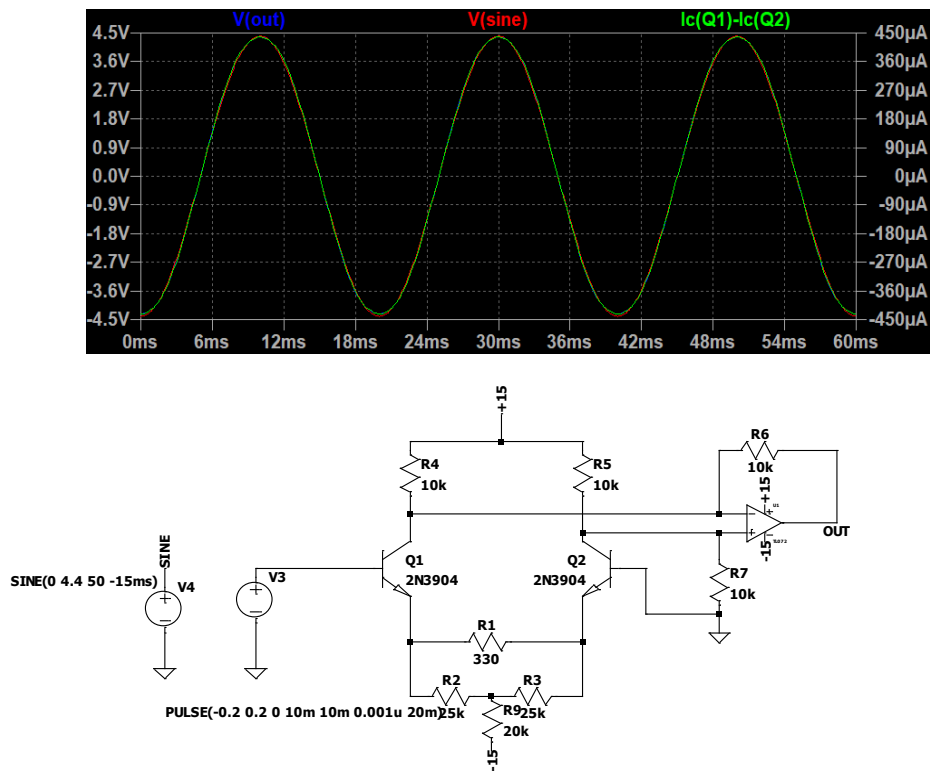
Obrázek 4.13: Zpracování signálu z diferenciálního zesilovače

Kompletní sestavení obvodu a jeho simulace je na obrázku 4.14. Je vidět, že signály jsou si velmi podobné a na obrázku se vzájemně překrývají. Nicméně při detailnějším přiblížení lze pozorovat nelinearity (viz obrázek 4.15). Podle [23] se dá určit, jakou amplitudu by měl mít vstupní signál, aby výstupní signál měl co nejmenší nelinearitu. Tato rovnice má tvar

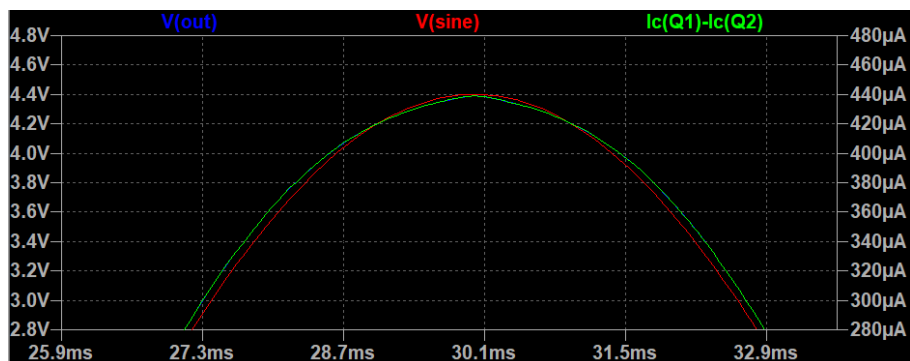
¹¹ V obrázku jsou různé jednotky. Je to z důvodu absence jednotky ohm při násobení hodnotou odporu R_3 .

$$U_{\Delta} = 1.57IR + 3.14U_T, \quad (4.14)$$

kde U_{Δ} je amplituda vstupního trojúhelníkového signálu, I je stejnosměrný proud tekoucí emitory (ve schématu na obrázku 4.14 je to proud tekoucí rezistorem R_9 vydělený 2), U_T je teplotní napětí přechodu a R je hodnota odporu R_1 v obvodu na obrázku 4.14). V tomto konkrétním případě jsou hodnoty I a R získány (respektive zvoleny) simulací $U_{T25^{\circ}C}=25.69$ mV. Z toho je získána vstupní amplituda trojúhelníku, pro získání nejmenší nelinearity, tedy přibližně 0.2 V. Z rovnice (4.14) je vidět, že nelinearity jsou ovlivněny teplotou, odporem R a pracovním bodem (tedy proudem I). Tento obvod je použit ve dvou modulech této práce, a to v LFO a VCO (viz dále).



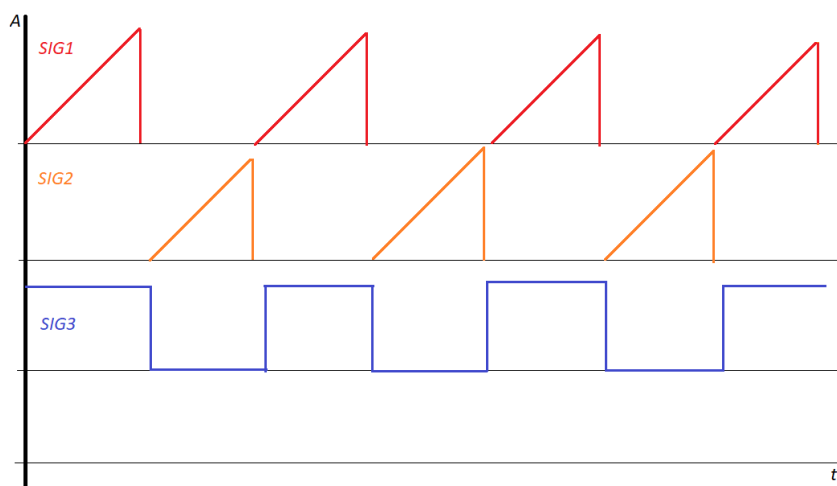
Obrázek 4.14: Simulace kompletního konvertoru trojúhelníku na sinus



Obrázek 4.15: Detail nelinearit ve vrcholu signálu

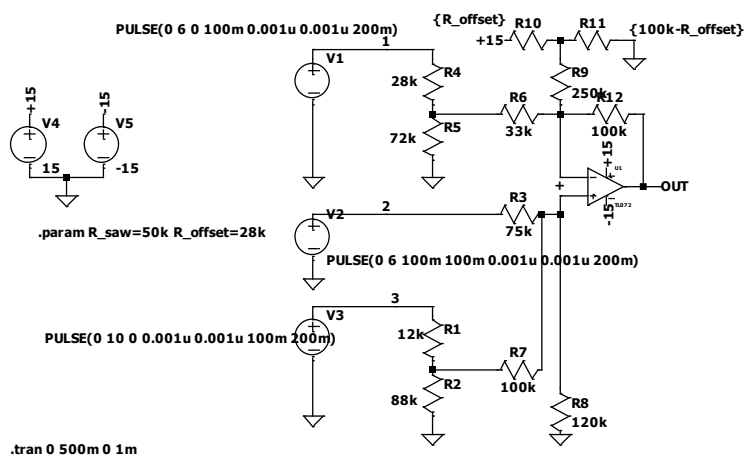
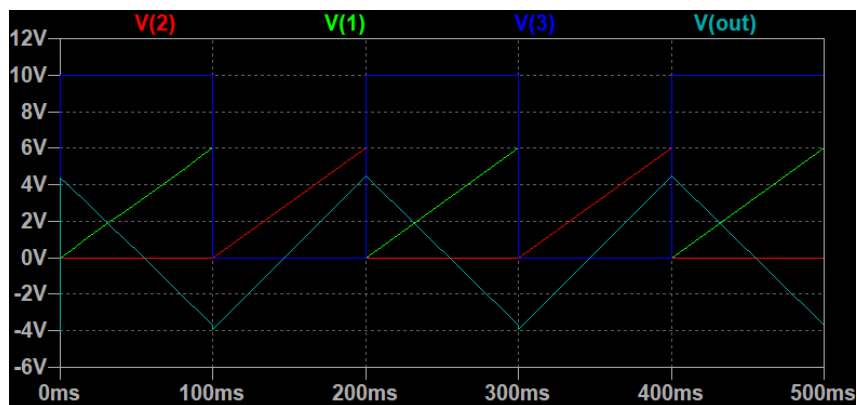
Signály z CD4046 na trojúhelníkový signál

Princip součástky CD4046 lze podrobněji prostudovat v kapitole 6.2. Signály, které je možné získat pomocí této součástky, jsou dva poloviční pilové průběhy v protifázi a obdélníkový signál. Pro snazší pochopení jsou signály znázorněny na obrázku 4.16.



Obrázek 4.16: Signály generované CD4046

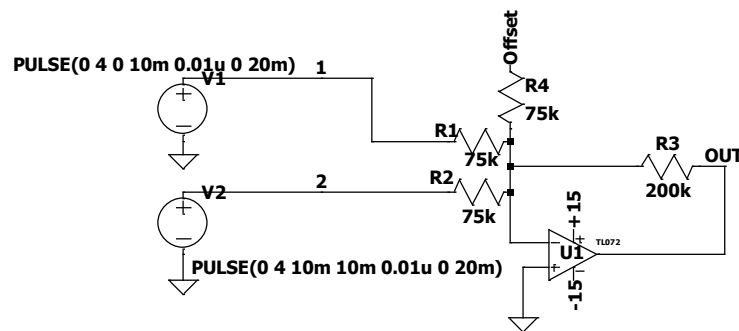
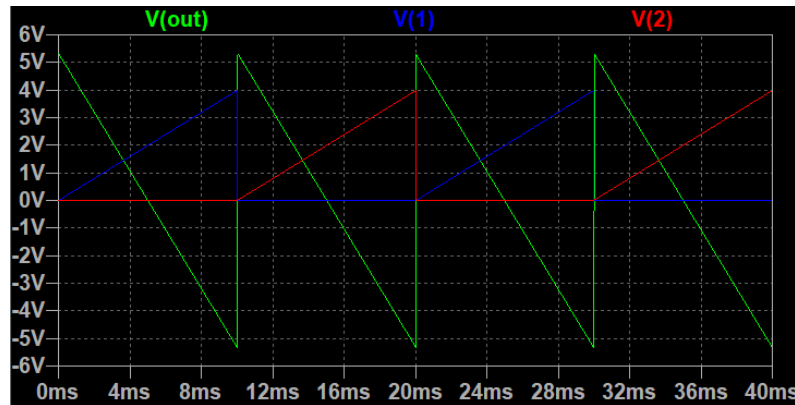
Z těchto signálů se dá za pomoci obvodu na obrázku 4.17 získat trojúhelníkový průběh. Tento obvod je převzat z [24]. Jeho princip je následující. V první půlperiodě obdélníkového signálu je obdélníkový signál přiveden na neinvertující vstup a je zesílen pomocí neinvertujícího zesilovače U_1 . Tím způsobí napěťový offset na invertujícím vstupu tak, aby se klesající půlperioda trojúhelníkového signálu mohla pohybovat mezi +5 a -5 volty. Toto je dorovnáno DC napětím mezi rezistory R_{10} a R_{11} tak, aby byla klesající půlperioda vycentrována okolo nulového napětí. Toto DC napětí se sčítá na invertujícím vstupu se SIG1 a díky invertujícímu vstupu je tento průběh invertován a tím je získána klesající půlperioda. V druhé půlperiodě je aktivní pouze signál SIG2 na vstupu 2. Ten je zesílen neinvertujícím vstupem a následně opět vycentrován kolem nulového napětí za pomoci rezistory R_{10} a R_{11} . Tyto dva průběhy se sčítají a vzniká trojúhelníkový signál (viz obrázek 4.17).



Obrázek 4.17: CD4046 na trojúhelníkový signál

Obrácený pilový průběh z CD4046

Vzhledem k tomu, že signál generovaný z CD4046 na dvou pinech je poloviční pila v protifázi, lze obrácený pilový průběh realizovat operačním zesilovačem v konfiguraci sumátoru. Toto lze pozorovat na simulaci na obrázku 4.18.



Obrázek 4.18: Obrácený pilový průběh realizovaný sumátorem

Zesílení jednotlivých signálových větví na vstupu sumátoru a celkové zesílení lze vypočítat z rovnice [25]

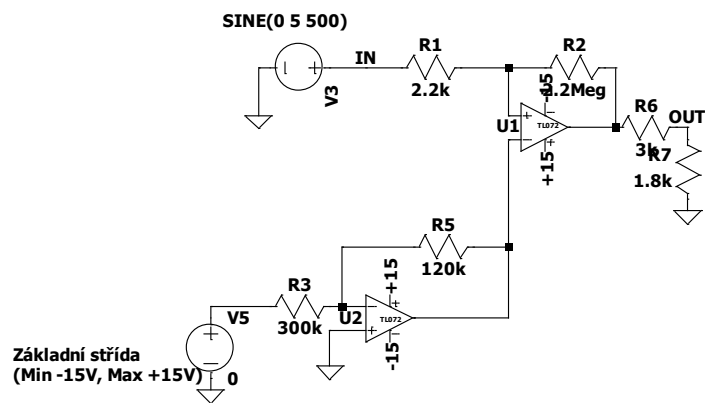
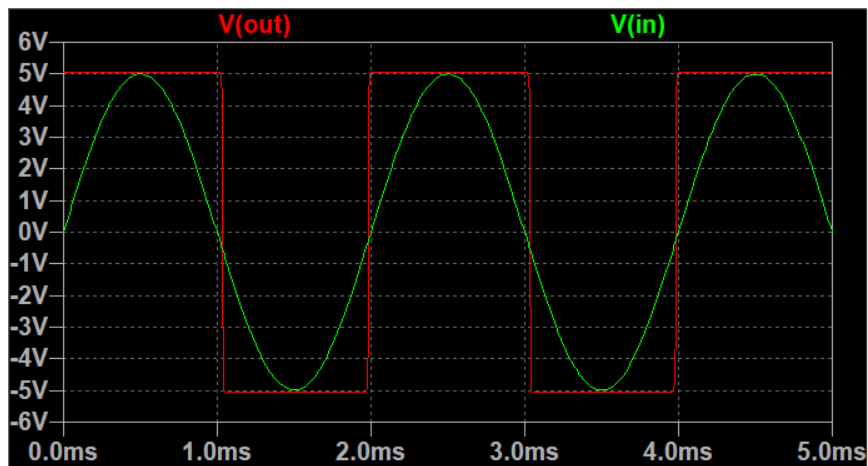
$$V_{OUT} = - \left(V_1 \frac{R_3}{R_1} + V_2 \frac{R_3}{R_2} + V_{offset} \frac{R_3}{R_4} \right), \quad (4.15)$$

kde jsou odpory označeny stejně jako na obrázku. Napěťový offset má stejnou funkci jako v předchozím případě, tedy aby výstup kmital kolem námi požadované hodnoty (ideálně centrováno kolem 0 V). V reálném zapojení je toto realizováno záporným napájecím napětím a odporovým trimrem.

Nevýhodou takto získaného pilového průběhu je, že má vždy dvojnásobnou frekvenci oproti jiným tvarům signálu.

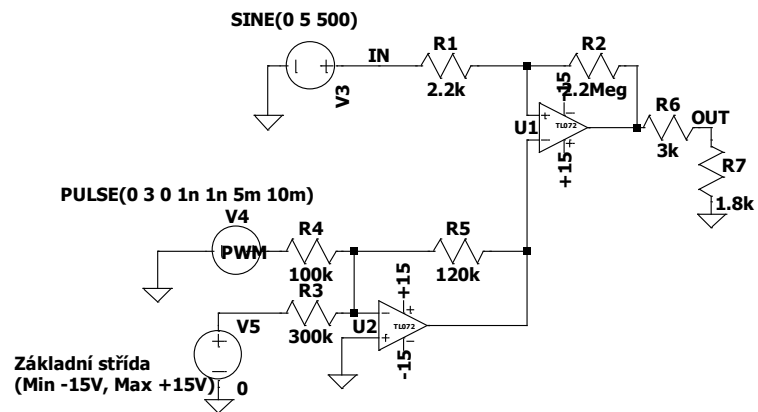
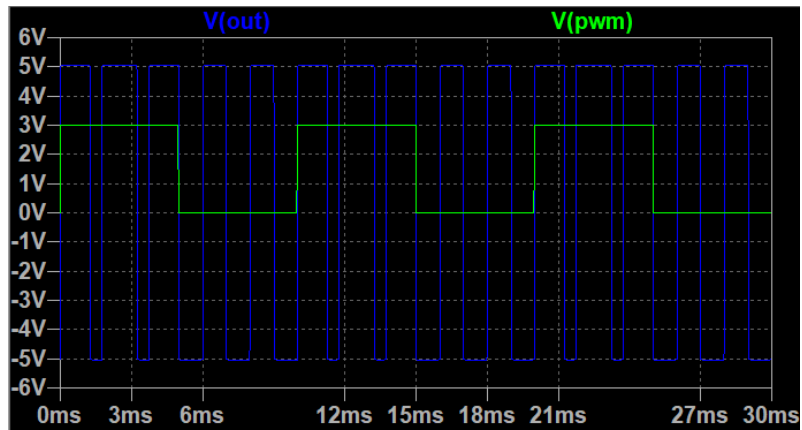
Sinus na obdélník s PWM modulací

Ze získané sinusové vlny se dá dostat signál obdélníkového tvaru za pomoci napěťového komparátoru. Tento obvod byl popsán v kapitole 4.2.1. Jeho simulace v tomto konkrétním případě je na obrázku 4.19.



Obrázek 4.19: Konvertor sinu na obdělík

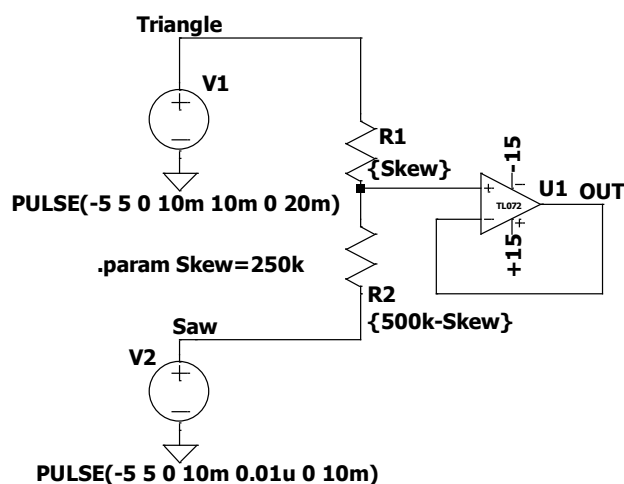
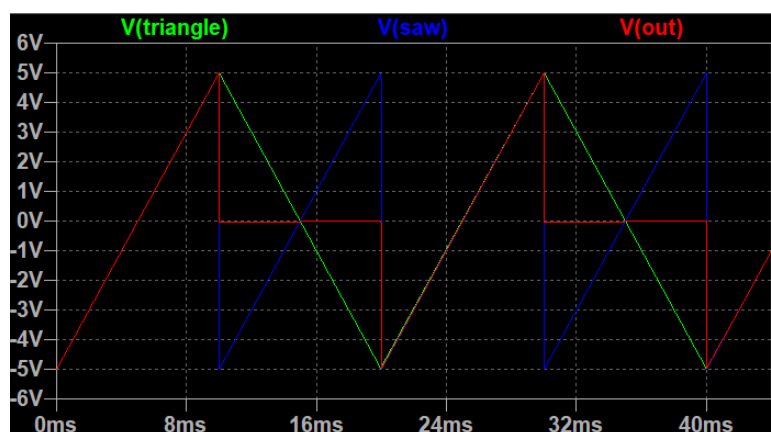
Tento obvod je možné upravit tak, aby se dala měnit střída signálu, nebo aby mohla být modulována PWM. Modulace je na obrázku 4.20.



Obrázek 4.20: Konvertor sinu na obdélník s pwm modulací

Rampoid

Specifickým signálem, který je představen v [24] je rampoid. Tento průběh není v kategorii standardních signálů. Autor využil součet dvou signálů na napěťovém děliči R_1/R_2 . Tento dělič je v reálném obvodu realizován potenciometrem. Pomocí proměnného děliče lze přidávat jednotlivým průběhům větší nebo menší váhu při součtu, a tím docílit zajímavého průběhu, kterému dal autor název rampoid.

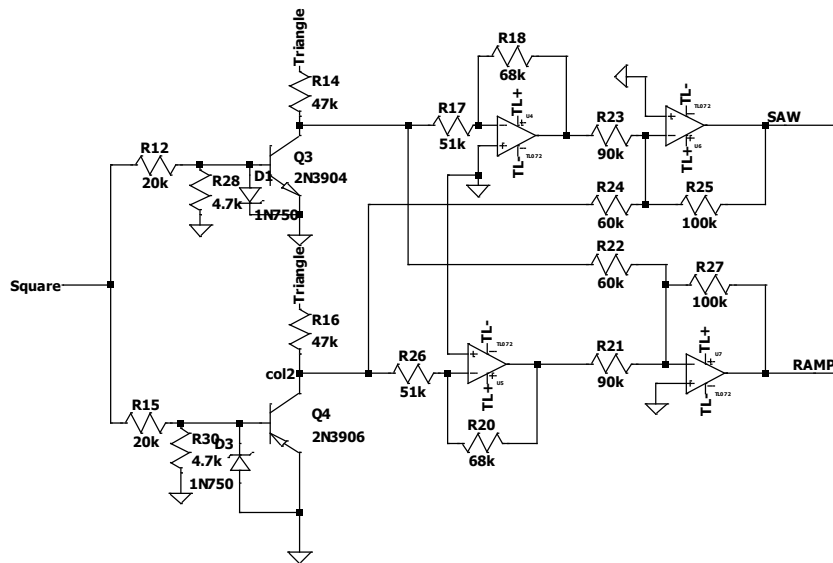
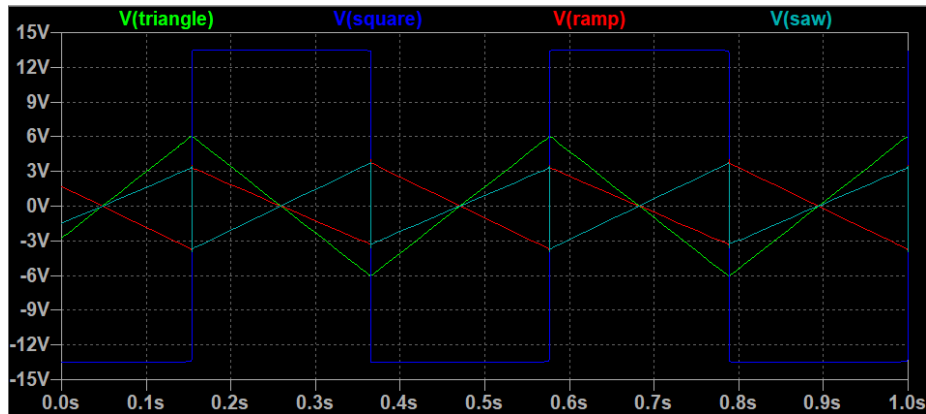


Obrázek 4.21: Rampoid

Obdélník a trojúhelník na pilový průběh

V modulu nízkofrekvenčního oscilátoru je potřeba pro vytvoření pilového průběhu zkombinovat obdélník a trojúhelník. Na obrázku 4.22 je obvod a průběh simulace. Jeho princip je následující. Tranzistory Q_3 a Q_4 se otevírají tak, aby se na kolektoru (výstupu) vždy objevila stoupající (Q_3) nebo klesající (Q_4) půlvlna trojúhelníkového signálu. Toto závisí na kladné nebo záporné půlvlně obdélníkového signálu, který je po amplitudové úpravě vstupním napěťovým děličem přiveden na bázi tranzistorů. Diody D_1 a D_2 jsou v simulaci z důvodu nepřesnosti modelů tranzistorů a absence průrazného napětí v závěrném směru emitor-báze. Následně je napětí snímané na kolektoru

tranzistoru zesílono a invertováno operačním zesilovačem a nakonec sečteno s opačnou půlvlnou, která je snímána na kolektoru druhého tranzistoru. Obvod, který sčítá signály, je i v kapitole o obráceném pilovém průběhu získaného ze součástky CD4046. Aby bylo možné upravovat tvar vlny a dosáhnout tak co nejlepšího tvaru pilového (označeno jako SAW) a opačného pilového průběhu (označeno jako RAMP), jsou odpory R_{23} , R_{24} , R_{22} a R_{21} realizovány odporovými trimry. Odpory R_{25} a R_{27} jsou realizovány potenciometry pro nastavování výstupní amplitudy uživatelem.



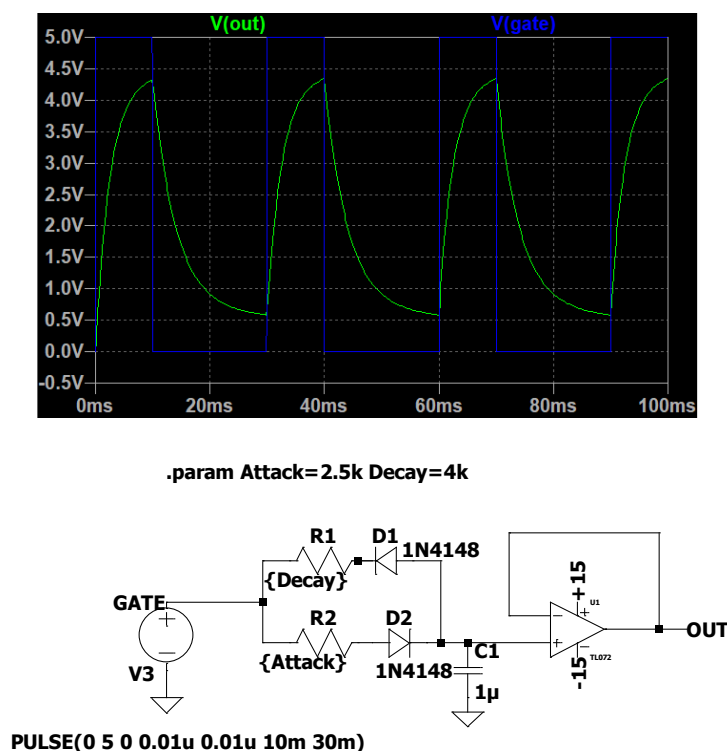
Obrázek 4.22: Konvertor trojúhelníkového a obdélníkového signálu na pilový průběh

5 Generátory obálek

Generátor obálek je důležitým modulem při tvorbě zvuku. Moduluje amplitudu tónu, a tím přispívá k jeho celkové barvě. Základní tvar obálky je popsán v kapitole 2.1.2. Zde jsou uvedeny a simulovány základní topologie pro tvorbu těchto obálek.

5.1 Jednoduchý generátor obálek

Jako všechny obvody lze i obálkový generátor realizovat ve složitějších nebo jednodušších variantách. Na obrázku 5.1 je vidět základní generátor, který využívá pouze nabíjení a vybíjení kondenzátoru C_1 přes odpory R_1 a R_2 ¹². V praxi jsou tyto odpory nastavitelnými potenciometry tak, aby se dala délka fází attack a decay upravovat. Tento obvod je převzat z [26] a jeho výhodou je v jeho jednoduchosti, a tedy malým rozměrům. Další vlastností této základní topologie je přecházení fáze attack do fáze decay při poklesu napětí na vstupu označeném jako GATE. Zde je na místě si uvědomit, jakým signálem budeme obvod spouštět. Pokud budou pulzy delší (stisknutí a držení klávesy) je dobré využívat tyto typy obvodů, pokud budeme chtít obvod spouštět rychlými impulzy (podobné jako Hard Sync) je lepší mít obvody, které fungují na trochu jiném principu (viz dále). Nevýhodou je, že generátor neobsahuje nastavování release a sustaine.

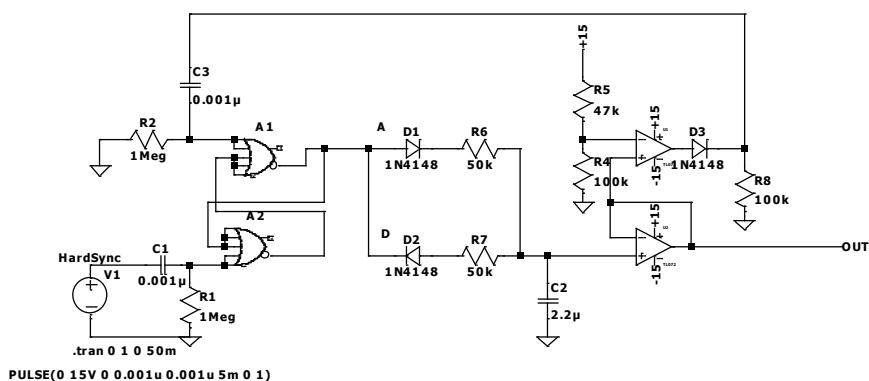
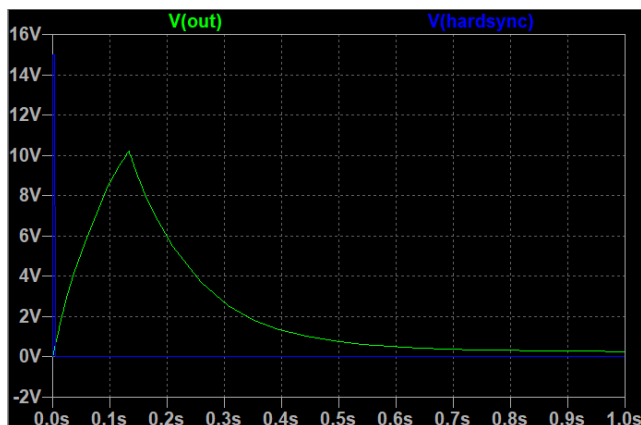


Obrázek 5.1: Jednoduchý generátor obálek

¹² Tento princip využívají všechny generátory obálek, nicméně do obvodů jsou přidány další prvky – viz dále.

5.2 Generátor obálek vhodný pro spouštění rychlými pulzy

Předchozí obvod pro svoji funkčnost potřebuje, aby na jeho vstupu byl přiveden signál, který bude přinejmenším tak dlouhý, jako je jeho nastavený attack. Pokud tomu tak nebude, obálka nedosáhne maximální amplitudy a obvod přejde do fáze decay. To nemusí být vždy to, co hudebník potřebuje. Hudebník může mít k dispozici synchronizační signál (nazývaný jako HardSync), který má za úkol spustit daný tón. Nicméně tento signál má tvar rychlých pulzů, které jsou o dost kratší, než je fáze attack. Proto je zapotřebí obvod mírně upravit, aby nebyl závislý na střídě řídicího signálu.



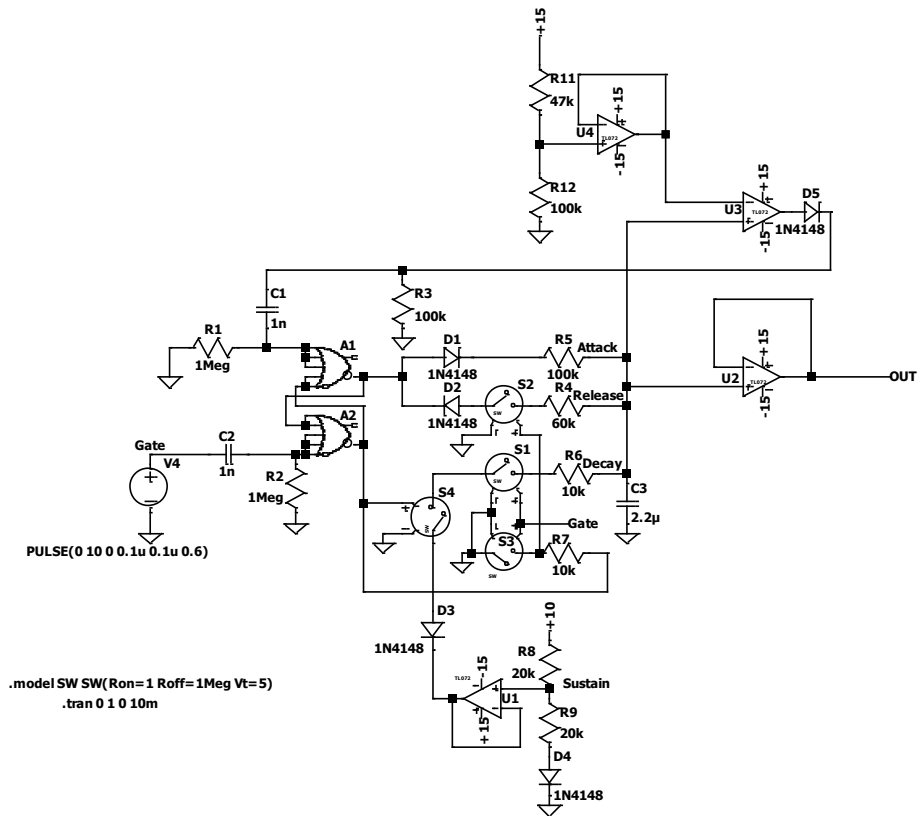
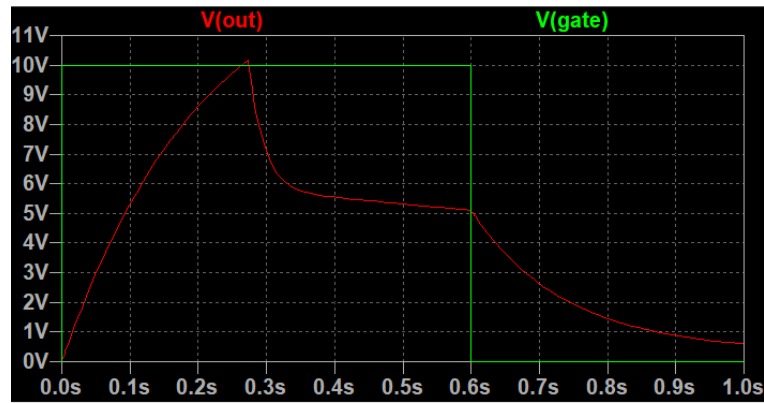
Obrázek 5.2: Obálkový generátor nezávislý na řídicím signálu

Modifikace obvodu je přejata z [27]. Obvod na obrázku 5.2 je založený na principu logického obvodu SR flip flop. Pokud přivedeme na vstup logické brány NOR A_2 impulz, nastavíme výstup brány A_1 na logickou 1. Výstup A_2 tedy začne nabíjet kondenzátor C_2 přes rezistor R_6 a diodu D_1 . Pokud napětí dosáhne prahové úrovně komparátoru sestávajícího z rezistorů R_5 , R_6 a operačního zesilovače, komparátor přehodí svůj výstup do logické 1 (velmi rychlý pulz), který je přiveden na reset vstup A_1 . Tím se stav výstup A_1 stane logickou 0 a kondenzátor C_2 se vybíjí skrz R_7 a D_2 . Na obrázku 5.2 v grafu

jsou dva signály, rychlý vstupní pulz označený jako hardsync a výstupní signál označený jako out. Řídící vstupní signál může být tedy velmi krátký, a přesto se obálka spustí celá.

5.3 Vylepšený generátor s SR flip-flop obvodem

Oba předchozí obvody byly bez fází release a sustain. Z povahy fáze sustain vyplývá, že řídicí signál obvodu musí být vždy delší, než jsou dohromady fáze attack a decay. A to z toho důvodu, aby se měla obálka šanci dostat do této fáze, vydržet v ní a následně přejít do fáze release. Obvod na obrázku 5.2 je možné za tímto účelem upravit. Modifikace je na obrázku 5.3. Obvod pochází z [28] a je mírně složitější, nicméně jeho základ je stále stejný. Důležité je si uvědomit, v jakém pořadí se zapínají spínače. Při přivedení řídicího GATE signálu se výstup logického NOR obvodu A_1 přehodí do logické 1 a výstup A_1 do logické 0. Tím se začne nabíjet kondenzátor C_3 . V tuto chvíli (po dobu, kdy je aktivní řídicí GATE signál) zůstávají sepnuté spínače S_1 a S_3 . Pokud napětí na kondenzátoru C_3 překoná práh určený komparátorem, složeným z rezistorů R_{11} , R_{12} a operačních zesilovačů U_4 a U_3 , přehodí komparátor výstupní stav a tím resetuje SR flip-flop obvod, takže výstup A_1 se překlápí do logické 0 a výstup A_2 do logické 1. V tuto chvíli jsou sepnuty spínače S_1 , S_4 a S_3 . Tím se otevírá cesta pro vybíjecí proud, který jde přes R_6 . Napětí se ustálí na hodnotě, která je určena operačním zesilovačem U_1 a děličem napětí na jeho neinvertujícím vstupu sestávajícího z R_8 a R_9 . Nyní obvod čeká na přepnutí řídicího GATE signálu. Do té doby zůstává signál na DC hodnotě určené odporovým děličem. Této hodnotě se říká sustain. Ve chvíli, kdy se řídicí signál vypne, se rozepínají spínače S_1 a S_3 . Tím se zapíná spínač S_2 a umožňuje kondenzátoru úplné vybití, a tedy fázi release. Délky fází attack, decay a release se určují odpory R_5 , R_6 a R_4 (v pořadí). Nicméně tento obvod, stejně jako jeho předchozí jednodušší verze, neumožňuje předčasné vypnutí fáze attack. Například pokud by hudebník udělal chybu a zmáčknul špatnou klávesu, bude tento tón muset vždy projít celou fází attack a celou fází release. To může přinášet mnoho nepříjemných situací. Proto je obvod vhodný pro sekvenční řízení.

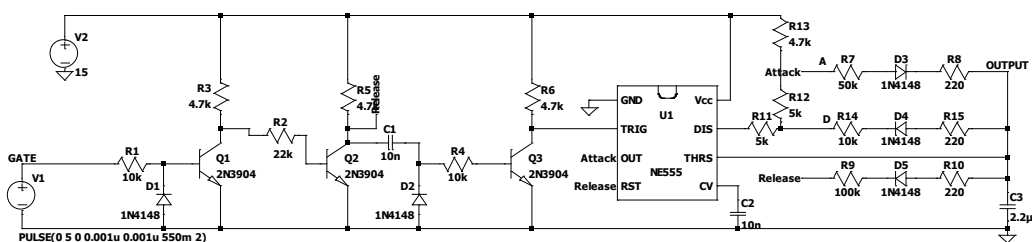
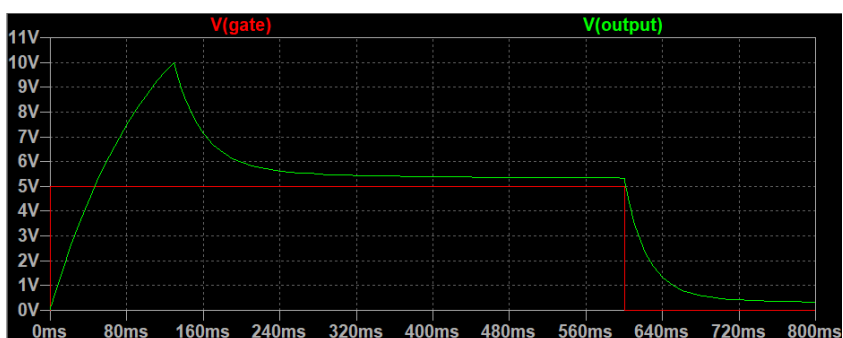


Obrázek 5.3: Vylepšený generátor obálek s SR flip-flop obvodem

5.4 Generátor obálek s IC 555

Aby byl přehled generátorů obálek úplný, je zapotřebí uvést ještě obvod, který by obsahoval všechny fáze, ale byl by schopný vypnout se při vypnutí řídicího signálu. V [28] je navrženo řešení za použití integrovaného obvodu 555. Jde tedy také o využití obvodu flip-flop. Princip nástupu jednotlivých fází je následující. Při aplikování řídicího signálu GATE je díky kondenzátoru C_1 napětí na krátkou chvíli na vstupu TRIGGER sepnuto tranzistorem Q_3 k zemi. Tím se nastaví výstup IC 555 OUT na kladnou hodnotu a kondenzátor C_3 se nabíjí. Díky diodám nedochází k vybíjení nebo nabíjení z uzlu RELEASE. Ve chvíli, kdy se napětí na kondenzátoru dostane nad $2/3$ napájecího napětí, dojde k resetování flip-flop obvodu a výstup OUT se přepne do nulového napětí. V tu chvíli se sepne interní tranzistor integrovaného obvodu, který umožňuje vybíjení kondenzátoru do pinu DISCHARGE. Tím se obvod dostává do fáze

decay. Tato fáze postupuje do doby, než se napětí na kondenzátoru nevyrovná napětí určeného napěťovým děličem R_{12} a R_{11} . Jakmile se napětí vyrovná, zůstává na stejné hodnotě do doby, než se GATE signál opět vrátí do nuly. To zapříčiní sepnutí tranzistoru Q_2 a tím tedy přesun do fáze release a úplné vybití kondenzátoru R_3 skrz tento tranzistor. Délka jednotlivých fází attack, release a decay se určuje v pořadí odpory R_7 , R_9 a R_{14} . Sustain je dán přes proměnný napěťový dělič (potenciometr) složený na obrázku z R_{12} a R_{11} . Pokud je řídicí signál kratší než fáze attack, přechází signál okamžitě do fáze release. Díky této vlastnosti je obvod vhodný pro aplikace, kde se výstupní zvukový signál řídí externím tlačítkem nebo klaviaturou. Uvedená topologie je využita i v této práci v modulu LFO. V dalších verzích by mělo být ideálně použitelné s externí klávesovou klaviaturou.



Obrázek 5.4: Generátor obálek s IC 555

6 Napětím řízený oscilátor (VCO = voltage controlled oscillator)

Každý hudební nástroj musí mít zdroj vlnění, které nástroj následně zesiluje a zabarvuje. U kytary jsou to struny, u píšťal naše ústa a tak dále. U elektronických hudebních nástrojů je tímto základním kamenem oscilátor. Avšak zdroj zvuku s pevně danou frekvencí je sám o sobě v hudbě nevyužitelný. I kdyby měl různorodou barvu. Hudba se mění a plyne a s ní musí plynout i hrané tóny, a tudíž frekvence zdrojů. U klasických hudebních nástrojů je to většinou způsobeno mechanickým zásahem do podmínek rezonátoru či zdroje vlnění. Na kytáře je toto uskutečněno přejížděním prstů po hmatníku a zkracování (respektive prodlužováním) strun (zásah do zdroje vlnění), u píšťal se toto děje změnou objemu válce (zásah do velikosti rezonátoru). Tím lze docílit potřebné variability a následného využití nástroje v hudebních kompozicích. Tuto vlastnost musí mít samozřejmě i elektronický hudební nástroj. U něj ovšem nelze zužitkovat mechanických vlastností, nýbrž je zapotřebí využít právě těch elektrických. Změnou elektrické veličiny musíme docílit změny frekvence oscilátoru. Tuto vlastnost skýtá právě napětím (resp. proudem) řízený oscilátor (VCO).

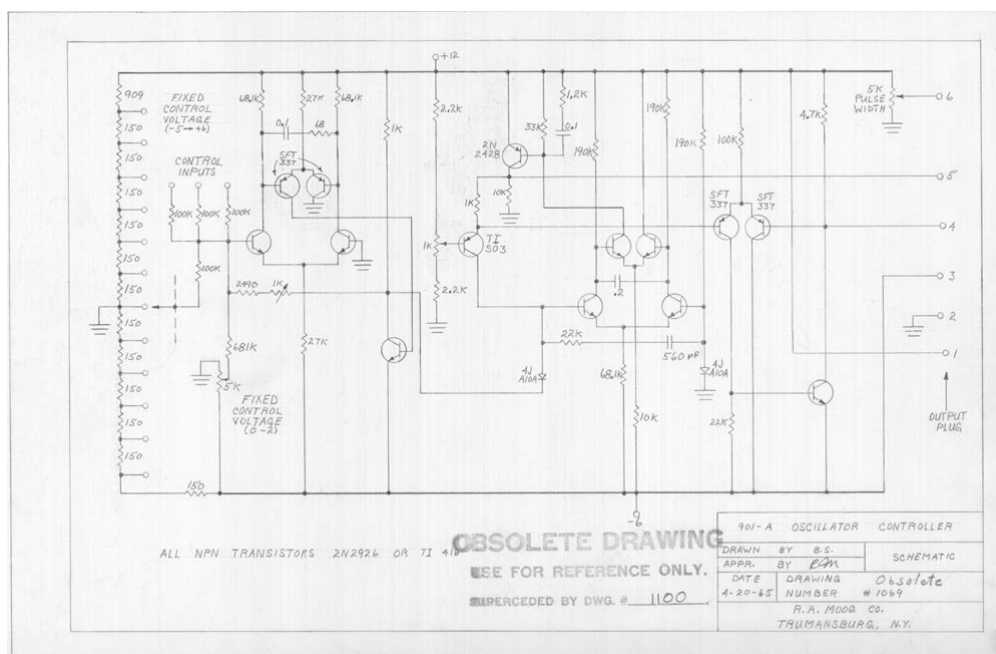
Realizace VCO je otázkou preferencí výrobce. Starší hudební syntezátory používaly lineární závislost řídicího napětí a výstupní frekvence [29]. Výhodou lineárních závislostí je relativní zjednodušení všech obvodů, tím tedy i snížení jejich ceny a nižší náchylnost k okolnímu prostředí. Toto zjednodušení je za cenu menšího rozsahu samotného hudebního nástroje. Tato práce se zabývá exponenciálně řízeným oscilátorem a lineární řízení tedy nebude v této práci více rozebráno.

6.1 Exponenciální konvertor

Z Weber-Fechnerova zákona vyplývá, že hudbu a frekvence vnímá člověk logaritmičticky [7]. Tedy, že s každým zdvojnásobením frekvence pocítujeme stejné zvýšení o stejný počet tónů. Tedy pokud hraje frekvence 440 Hz a následně 880 Hz anebo 880 Hz a následně 1760 Hz vzdálenost mezi tóny je člověkem vnímána vždy stejně, tedy jako oktáva. Z této znalosti vyplývá, že pokud je vztah mezi napětím a frekvencí lineární, je zapotřebí obrovský rozsah vstupního napětí pro obsáhnutí slyšitelného pásma nebo alespoň pásma použitelného pro hudbu. To se stává v praxi velmi omezující záležitostí.

Ke změně došlo zásluhou Roberta Mooga, který změnil svět elektrických hudebních nástrojů. Díky jeho blízkosti k hudbě a hudebníkům vnímal problémy a přání pramenící z této umělecké sféry. Jedna ze základních věcí, která muzikanty omezovala při využívání elektronických hudebních nástrojů, byla nemožnost využití klaviatury a klasického ladění. Na základě této myšlenky Moog zavedl dnes již hojně využívaný standart jeden volt na oktávu. Při každé změně vstupního napětí o jeden volt dojde na výstupu oscilátoru ke zdvojnásobení výstupní frekvence [30]. Takto lze realizovat i zapojení klaviatury k systému. Zařízením, které toto umožňovalo, byl exponenciální konvertor. První komerční zařízení, ve

kterém byl exponenciální konvertor využit, byl napětím řízený oscilátor 901-A (schéma na obrázku 6.1). Schéma je relativně složité, nicméně na konci této kapitoly by mělo být jasné, kde a jak je v něm exponenciální konvertor uplatněn.



Obrázek 6.1: První komerční VCO 901-A zkonstruované Robertem Moogem
(Zdroj [31])

V jádru exponenciálního konvertoru Robert Moog využil vlastnosti bipolárního tranzistoru, kterou je exponenciální závislost kolektorového proudu na napětí mezi bází a emitorem, která je popsána Ebersovou-Mollovou rovnicí¹³:

$$i_C = I_S \left(e^{\frac{u_{BE}}{N_F U_T}} - 1 \right), \quad (6.1)$$

kde i_C je kolektorový proud, I_S je saturační proud, N_F je emisní koeficient pro aktivní režim a Sem zadejte rovnici. je termální napětí [21]:

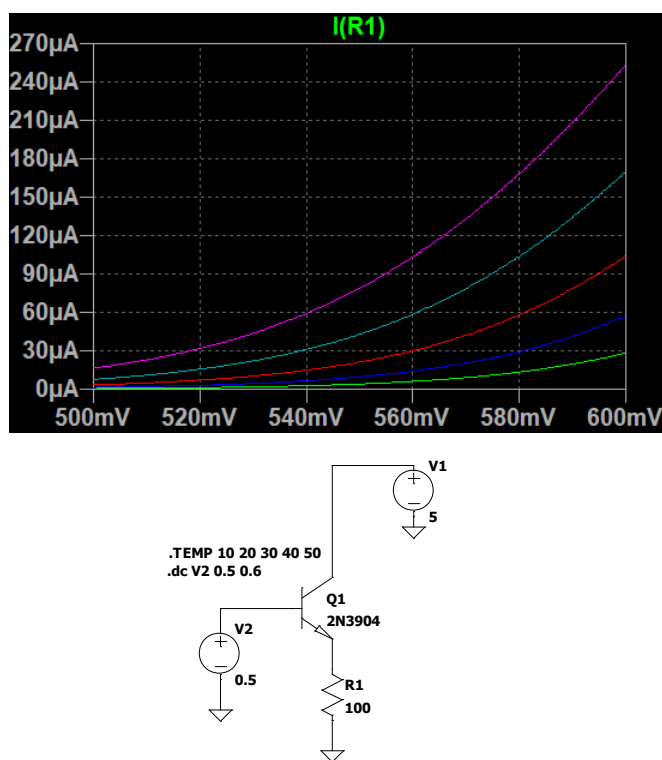
$$U_T = \frac{k \cdot T}{q}, \quad (6.2)$$

kde k je Boltzmannova konstanta, T je teplota tranzistoru a q je elementární náboj. Člen $I_S \cdot e^{\frac{u_{BE}}{N_F U_T}}$ je mnohem větší než saturační proud I_S a můžeme tedy tento člen zanedbat. Takže výsledná rovnice bude ve tvaru

¹³ Ve zjednodušeném tvaru.

$$i_C = I_S e^{\frac{u_{BE}}{N_F U_T}}. \quad (6.3)$$

Z rovnice (6.3) je patrné, že základní exponenciální konvertor lze sestavit pouze z bipolárního tranzistoru. Obvod nejjednoduššího konvertoru je na obrázku 6.2., na kterém se dá průběh pozorovat. Z grafu vyplývají dvě důležité informace. Závislost proudu tranzistorem na napětí mezi emitorem a bází je skutečně exponenciální a obvod je velmi citlivý na změnu teploty. Simulace byla vytvořena pro teploty 10 °C, 20 °C, 30 °C, 40 °C a 50 °C. Při rostoucí teplotě se proud tranzistorem zvyšuje a tím roste i frekvence VCO. Na základě tohoto zapojení a rovnice (6.3) lze vytvořit jednoduchou výpočetní úvahu o kolik se musí změnit napětí na u_{BE} , aby se proud kolektorem I_C změnil o dvojnásobek. Tedy, aby bylo možné dvakrát zvýšit frekvenci v obvodu oscilátoru, který bude tímto proudem řízen.



Obrázek 6.2: Nejjednodušší exponenciální konvertor

Pokud si označíme I_{C0} jako počáteční proud a I_{C1} jako proud, který vybudí dvojnásobnou frekvenci (tedy dvojnásobný proud), lze napsat

$$I_{C1} = 2I_{C0}, \quad (6.4)$$

a po vyjádření

$$I_S e^{\frac{u_{BE1}}{N_F U_T}} = 2I_S e^{\frac{u_{BE0}}{N_F U_T}}. \quad (6.5)$$

Pro nás je důležité vyjádřit rozdíl napětí mezi emitorem a bází $u_{BE1} - u_{BE0}$:

$$u_{BE1} - u_{BE0} = U_T \cdot \ln(2). \quad (6.6)$$

Z rovnice (6.6) vyplývá několik důležitých poznatků. Změna je silně závislá na teplotě a není závislá na předchozí hodnotě u_{BE} . Lze spočítat tuto změnu například pro teplotu 25 °C:

$$\Delta U_{BE} = \frac{1.38 \cdot 10^{-23} \cdot (25 + 273.16)}{1.6 \cdot 10^{-19}} * \ln(2) \text{ mV} = 17.83 \text{ mV}. \quad (6.7)$$

Při teplotě 25 °C se pro zdvojnásobení proudu musí napětí mezi bází a emitorem zvýšit o 17.83 mV. Bohužel toto zjednodušené schéma má velmi mnoho nedostatků. Silná závislost na teplotě je jednou z nich.

6.1.1 Teplotní kompenzace 1. řádu

Abychom mohli přesněji říct, kde třeba dělat změny pro stabilnější exponenciální konvertor, musíme nejprve určit, které veličiny a vlastnosti tranzistoru jsou nejvíce závislé na teplotě. Při odvozování budeme vycházet z rovnice (6.3).

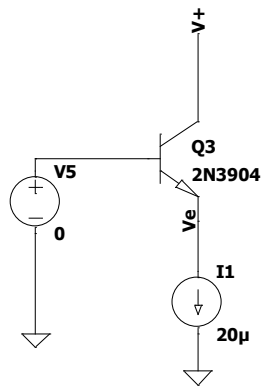
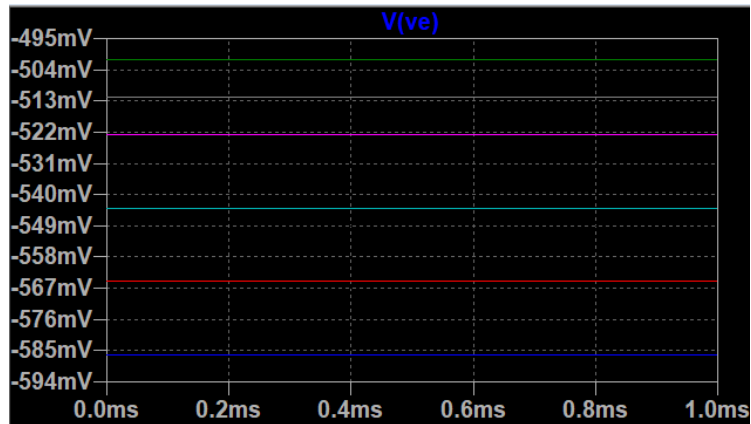
První veličina, kterou musíme při teplotní kompenzaci brát v potaz, je zpětný saturační proud I_S . Rovnice pro tento proud je [21]

$$I_S = \frac{A_E q D_n n_i^2}{N_A W}. \quad (6.8)$$

Z rovnice (6.8) je pro nás důležitá primárně veličina¹⁴ n_i , která se nazývá intrinsická (vlastní) koncentrace nosičů náboje. Tato veličina popisuje vodivostní vlastnosti materiálu a je velmi silně závislá na teplotě. Při každém zvýšení teploty o 10 °C se saturační proud I_S zvýší dvakrát [27]. Z tohoto důvodu musíme nalézt způsob, kterým lze odstranit vliv tohoto jevu.

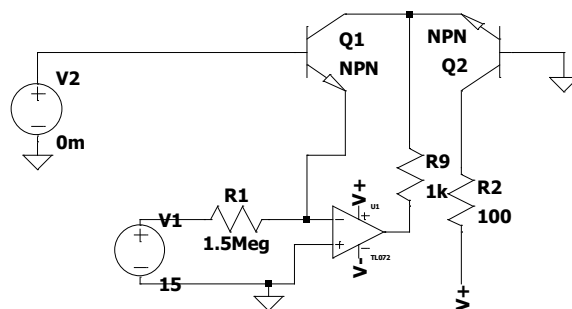
Řešení spočívá v použití proudového zdroje. Pokud do série s emitorem v obvodu přidáme proudový zdroj, tranzistor se otevře přesně tak, aby jím proud daný zdrojem procházel (pokud bude proud dostatečně velký, dostane se tranzistor do aktivního režimu a přechod mezi kolektorem a emitorem bude zkratovaný). Celý tento obvod vidíme na obrázku 6.3. Pokud v tomto obvodu změníme parametry tranzistoru, které se mění s teplem, proudový zdroj způsobí změnu napětí na emitoru tak, aby tranzistorem procházel stále ten stejný proud. O tom se dá přesvědčit simulací také na obrázku 6.3, která je realizována pro teploty 10 °C, 20 °C, 30 °C, 40 °C a 50 °C. S rostoucí teplotou má napětí na emitoru též tendenci klesat.

¹⁴ Pro více informací viz kapitola 6.1 v [21].



Obrázek 6.3: Tranzistor s proudovým zdrojem

V reálném světě neexistuje součástka, která by měla funkci proudového zdroje. Je nutné použít dva tzv. matching tranzistory. Tyto tranzistory musí mít co nejpodobnější vlastnosti. Lze nalézt i součástky, které oba tyto tranzistory rovnou obsahují (například SSM2212RZ-R7). Princip zapojení je takový, že jedním tranzistorem bude procházet stále stejný proud a druhý tranzistor bude „měřit“ napětí na emitoru. Tak docílíme toho, že pokud se okolní teplota bude měnit, bude se měnit napětí na emitoru obou tranzistorů tak, aby vykompenzoval změnu viz 6.4 a nezměnil proud kolektorem Q_2 .

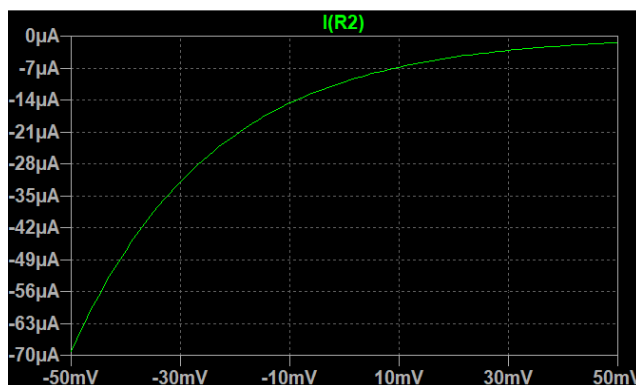


Obrázek 6.4: Teplotní kompenzace 1. řádu

Tato topologie je hojně využívána v mnoha realizacích exponenciálních konvertorů. A konečně si ho můžeme všimnout i v Moogově realizaci na obrázku 6.1, kde se nachází v levé části tranzistorový pár NPN, do kterého jde kontrolní napětí (control voltage). Lze také tento obvod variovat dle potřeby směru proudu (NPN, PNP) v proudem řízeném oscilátoru¹⁵. Na obrázku lze vidět závislost proudu rezistorem R_2 na vstupním napětí. Tato data pocházejí ze simulace z programu LTspice.

Velmi důležitou součástí v zapojení na obrázku 6.4 je rezistor R_{23} . Ten limituje proud dodávaný operačním zesilovačem, aby nedošlo ke zničení tranzistorů. Obvykle se navíc přidává kondenzátor mezi invertující vstup operačního zesilovače a jeho výstup, kvůli snížení vlivu rychlých změn, které mohou způsobit nestabilitu systému [29].

Tímto postupem jsme se zbavili závislosti na saturačním proudu I_S . Jinými slovy jsme tímto eliminovali faktor, který je příčinou rychlého přeladování v závislosti na teplotě.

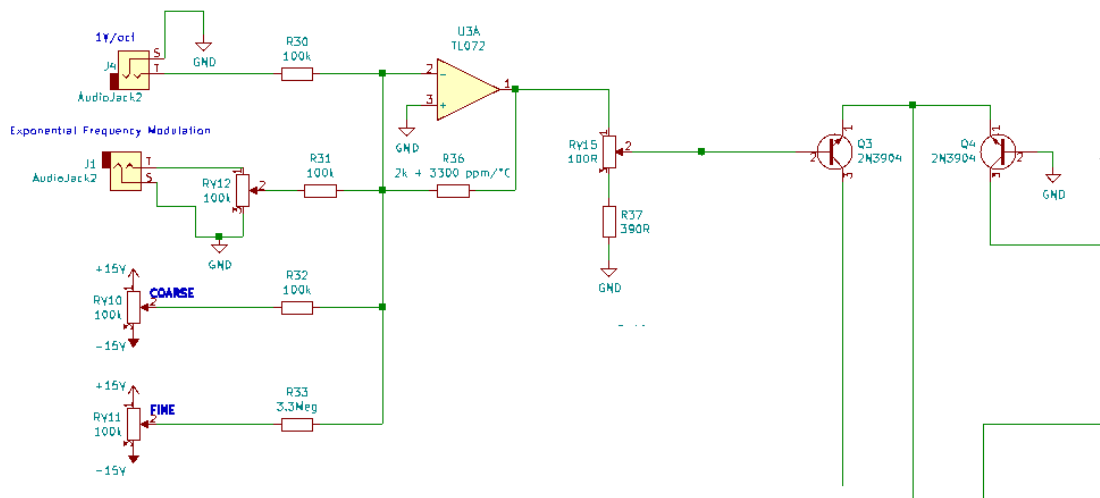


Obrázek 6.5: Charakteristika exponenciálního konvertoru

¹⁵ Pro více informací viz https://www.xonik.no/theory/expo_converter/expo_converter.html.

6.1.2 Teplotní kompenzace 2. řádu

Pokud se podíváme na rovnici (6.3) vidíme, že proud kolektorem I_C je stále závislý na teplotě skrz veličinu U_T . Z rovnice vyplývá, že toto teplotní napětí může za větší nepřesnosti při přechodu k vyšším oktávám. Jinými slovy se mění velikost napětí, které je potřebné pro zdvojnásobení výstupního proudu (pro vyšší hodnoty proudu je například zapotřebí 19 mV). Tento problém se v praxi řeší odporem závislým na teplotě¹⁶, který se zapojí do zpětné vazby operačního zesilovače, jež škáluje kontrolní napětí 1 V/oct tak, aby na bázi tranzistoru byla změna napětí taková, aby vyvolala dvojnásobný proud a tedy zvýšení výsledné frekvence o oktávu [29]. V zapojení na obrázku 6.4 je toto zapojení realizováno pouze napěťovým zdrojem V2. V praxi toto zapojení vypadá dle obrázku 6.6. Škálovací obvod je realizován za pomoci operačního zesilovače U3A, který je zapojen jako invertující zesilovač, kde je ve zpětné vazbě teplotní rezistor R_{36} s teplotní konstantou 3300 ppm/°C. Hodnota 3300 ppm/°C je volena na základě dostupnosti a dle článku [32]. Tento odpor se mění v závislosti na teplotě tak, aby výsledné napětí (které je ještě upraveno napěťovým děličem R_{V15}/R_{37}) dodávané do báze splňovalo standart 1 V/oktávu. Tímto je vyřešen teplotní problém 2. řádu, který je způsoben teplotním napětím v rovnici kolektorového proudu I_C .

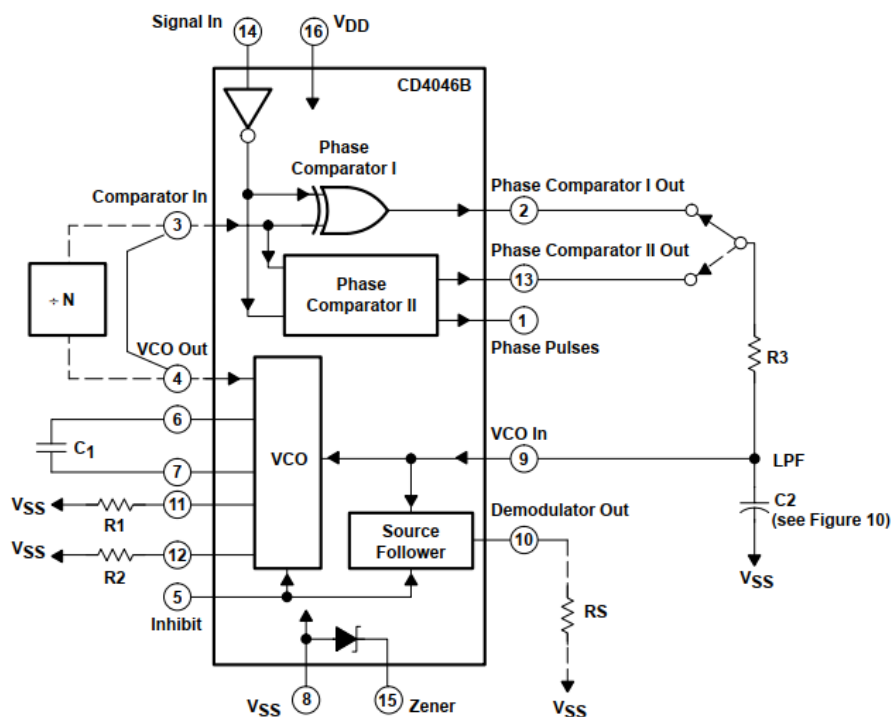


Obrázek 6.6: Zapojení operačního zesilovače ve škálovacím obvodu

¹⁶ Tento resistor se nazývá “tempco”.

6.2 Součástka CD4046

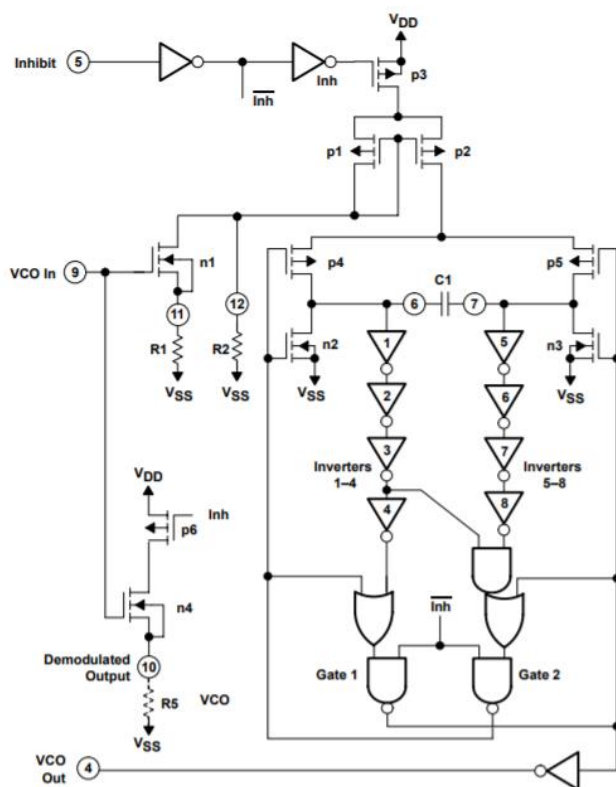
Samotný napětím (respektive proudem) řízený oscilátor je v tomto projektu realizován primárně součástkou CD4046. Jedná se o fázový záměr realizovaný technologií CMOS se zabudovaným VCO. Pinout/blokový diagram součástky je na obrázku 6.7.



Obrázek 6.7: Pinout/blokový diagram součástky CD4046

(Zdroj [33])

Smysl využití součástky je hlavně v jejím integrovaném VCO, jehož schéma je na obrázku 6.8. Princip VCO je následující. Pokud je signál na pinu 5 pod prahovým napětím mosfetu p_3 , připojí se skrz něj napětí V_{DD} na proudové zrcadlo tvořené z mosfetů p_1 a p_2 . Uvažujme napětí na pinu 9 stále nad prahovým napětím mosfetu n_1 (tzn. mosfet n_1 bude stále sepnutý). Tím pádem bude cesta mezi drainem p_1 a pinem 11 ve zkratu. V našem zapojení neoperujeme s odpory R_1 a R_2 a pin 11 je zapojený přímo na výstup exponenciálního konvertoru. Tím určujeme, jak velký proud poteče p_1 , a tedy i p_2 (viz princip proudového zrcadla). Samotný oscilátor je složen ze dvou bran, které za pomoci dvojic p_5, n_2 a p_4, n_3 periodicky otáčejí polaritu napětí na kondenzátoru C_1 . Na výstupu VCO (pinu 4) se tak objeví obdélníkový signál, jehož frekvence je určena velikostí kondenzátoru C_1 a proudem tekoucím p_2 (respektive p_1). Na pinech 6 a 7 se objeví pilovitý průběh, který vzniká nabíjením kondenzátoru (signály jsou na obrázku 4.16). Takto realizovaný proudem řízený oscilátor je v tomto modulu využit.



Obrázek 6.8: Schéma VCO v součástce CD4046

(Zdroj [33])

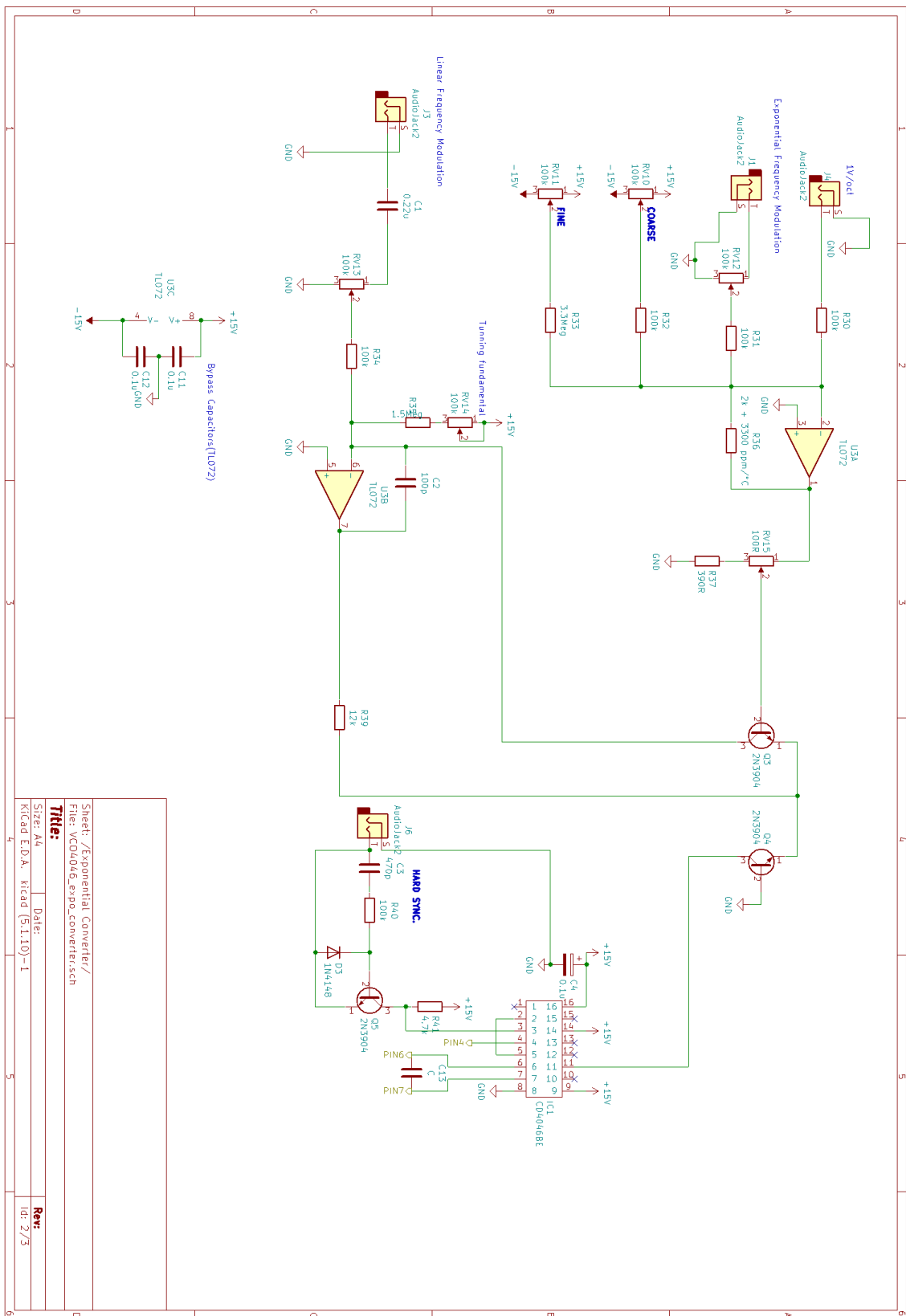
6.3 Obvod

Po rozboru exponenciálního konvertoru a součástky CD4046 se lze pustit do popisu celého schématu modulu VCO. Obvod má dvě části. První bude rozebrán obvod generující signál a následně obvod, jehož úkolem je daný signál vytvarovat do signálů, které jsou pro nás žádoucí.

6.3.1 Generátor s CD4046

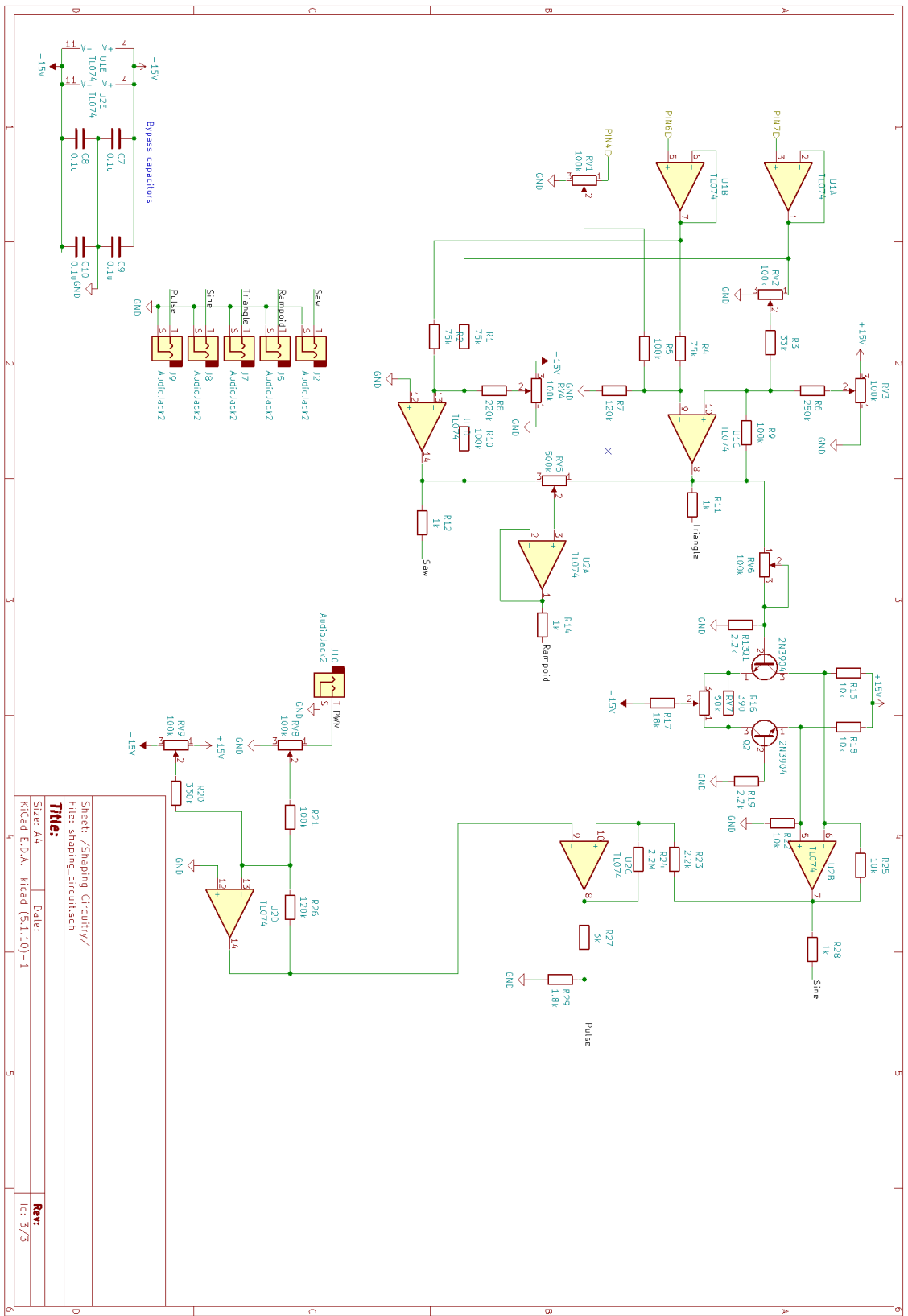
Na obrázku 6.9 je celý obvod generátoru s CD4046. Velká část byla již rozebrána v kapitole 4.2. Lze rozpoznat exponenciální konvertor složený z tranzistorů Q_3 a Q_4 . Takto realizovaný proudový zdroj si bere z pinu 11 takový proud, který převodní charakteristikou odpovídá napětí na bázi tranzistoru Q_3 . Teplotní kompenzace 2. řádu je realizována teplotním odporem tempco R_{36} . V obvodu lze modulovat frekvenci jak exponenciálně přes vstup J_1 , tak lineárně přes vstup J_3 . Lineární modulace je ovšem v praxi velmi málo využívána. Část obvodu, která v práci nebyla zatím vysvětlena, je část se vstupem označeným jako HardSync. Jedná se o funkci generátoru, kdy lze generovanou vlnu v podstatě „restartovat“. Po aplikování pulzu na vstupu J_5 se s nástupnou hranou otevírá tranzistor Q_5 a tím připojuje pin 3 na zem. Tento pin je připojen na fázový komparátor, který s ním porovnává invertovaný

signál na pinu 14 (trvale připojené na +15). Toto je vidět na blokovém schématu součástky CD4046 na obrázku 6.7. V tu chvíli, kdy je pin 3 spojen se zemí, se na výstupu fázového komparátoru objeví kladné napětí. Toto napětí je následně přivedeno na vstup VCO součástky, tedy na pin 5. Tím se na okamžik VCO odpojí od napájecího napětí a znovu se připojí. Tím se v podstatě restartuje a proces začíná od znovu. Na výstupních pinech 4, 6 a 7 jsou již diskutované signály a na obrázku 6.10 je obvod, který z těchto signálů tvoří audio signály rozebírané v kapitole 3.1. Jednotlivé bloky tohoto obvodu jsou podrobněji popsány v kapitole 4.2.3. Kondenzátory označené jako bypass jsou vybrány na základě datasheetu k jednotlivým součástkám.



Sheet: /Exponential Converter/	
File: YCD4046_exp_converter.sch	
Title:	
Size: A4	Date:
KiCad E.D.A. kicad (5.1.10)-1	
	Rev:
	Id: 2/3

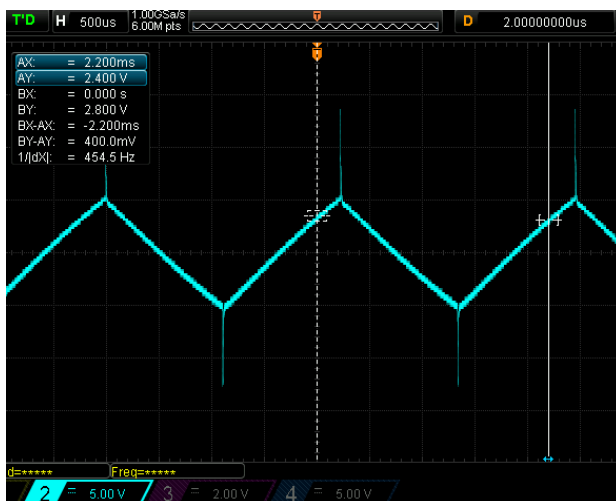
Obrázek 6.9: Generátor ze součástky CD4046



Obrázek 6.10: Tvarovací obvod VCO

6.4 Měření

Na obrázcích v této kapitole jsou naměřené jednotlivé průběhy. Signály jsou v rozsahu 5 Vpp, což se považuje za standardní maximální rozmezí signálů u hudebních syntetizérů. Pro správné průběhy je zapotřebí zkalibrovat trimery, příslušející jednotlivým výstupům.



Obrázek 6.11: Trojúhelníkový průběh

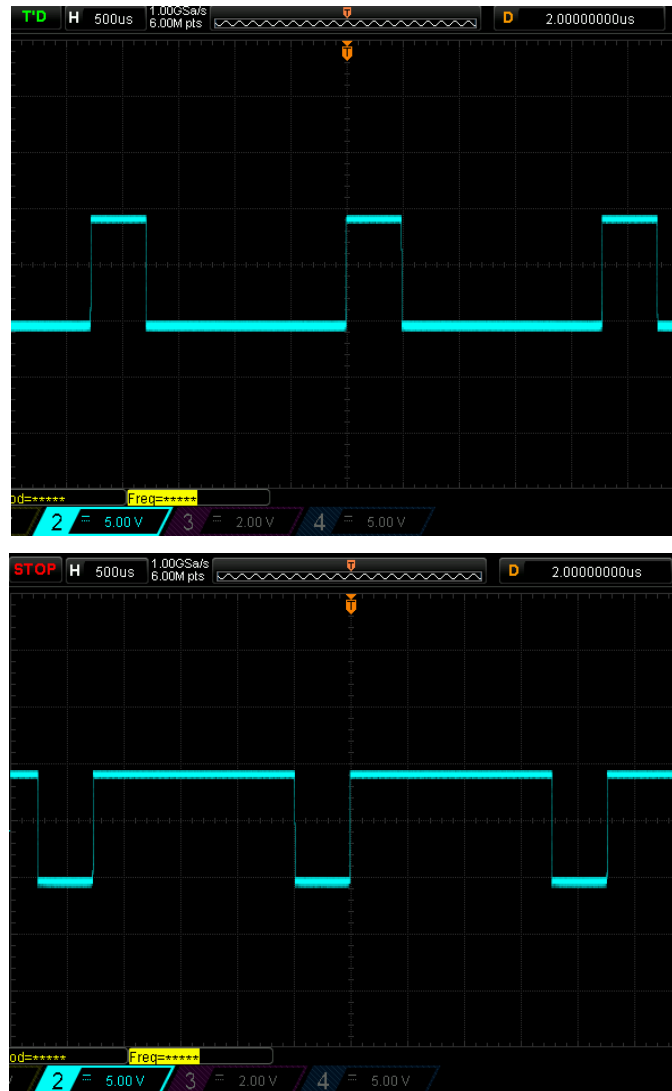


Obrázek 6.12: Napěťová špička na invertujícím vstupu (všechny signály v měřítku 2V/čtverec)

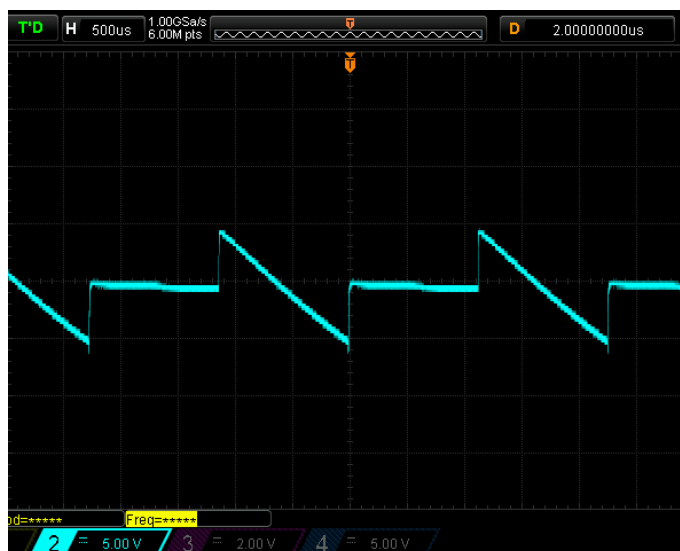
Na trojúhelníkovém průběhu (obrázek 6.11) jsou přítomny napěťové špičky, které jsou pravděpodobně způsobeny součtem náběžné a sestupné hrany signálů na neinvertujícím vstupu operačního zesilovače tvořící trojúhelníkový signál (ve schématu označen U_{1C}). Měření průběhů těchto signálů je na obrázku 6.12. Měření probíhalo na rezistoru R_4 (poloviční pila) – žlutý, na rezistoru R_5 (obdélkový signál) – modrý a přímo na invertujícím vstupu – fialový. Tato špička je zesilovačem zesílena. Tento jev není žádoucí v případě, kdy bychom tímto signálem chtěli modulovat, nicméně pokud ho chceme používat pouze jako zdroj zvuku, není to problém. Avšak ve výsledném zvuku se budou vyskytovat vyšší harmonické, které s sebou tento rychlý pulz přináší. Výsledná barva zvuku tedy

nebude taková, jakou by měl úplně čistý trojúhelník, ale trojúhelník s hutnějším zvukem, který do něj vnáší tyto pulzy. Charakter a délka napěťové špičky zůstává stejná i při změnách frekvencí, takže zkreslení není se změnou frekvence VCO konzistentní. Tento problém by se dal s největší pravděpodobností vyřešit jednoduchým RC filtrem na vstupu zesilovače, který by měl mezní frekvenci výše, než je slyšitelné pásmo. Náběžná hrana napěťové špičky je dlouhá přibližně 1 us (1 MHz), takže bychom mohli v našem případě zvolit filtr, který by se pohyboval mezi 100 kHz a 900 kHz. Tím by se neměl změnit charakter trojúhelníku, ale mělo by dojít pouze k odfiltrování nechtěné špičky. Tato metoda nebyla testována. Do dalších průběhu se vlivem parazitních vlastností obvodu tento rychlý pulz nepřenáší.

Obdélníkový signál byl měřen přímo na výstupu, tedy na napěťovém děliči R_{27} a R_{29} . Odporů jsou vybrány tak, aby výstupní impedance ve velké míře nepřesáhla $1\text{ k}\Omega$. Pomocí trimru RV_9 byla měněna střída, testována funkčnost její změny a následné nastavení na hodnotu 50 %. Z předpokladu, že bude v místo na konkrétním šasi, bylo by v následujících verzích modulu výhodnější vyměnit trimer za potenciometr. Tím by bylo umožněno uživateli měnit tvaru signálu.

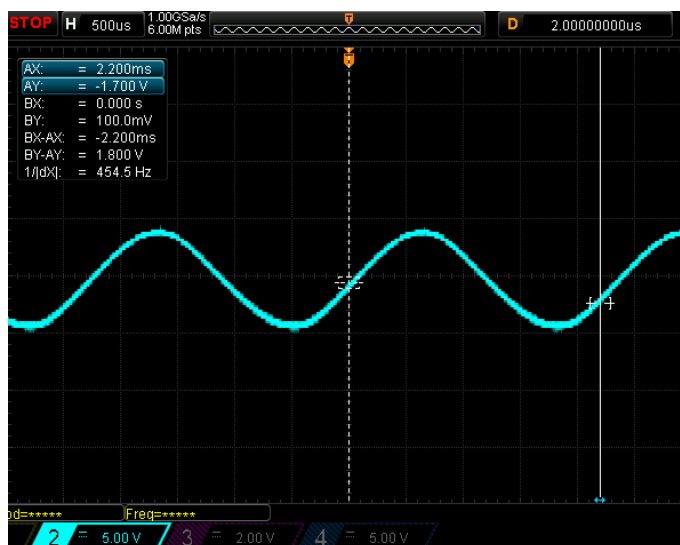


Obrázek 6.13: Obdélníkový průběh s různými střídami



Obrázek 6.14: Rampoid

Na obrázku 6.14 je specifický průběh nazvaný rampoid, který byl měřen přímo na výstupu (tedy na rezistoru R_{14}). Trimr RV_5 byl nastaven tak, aby signály, které se na něm váží, byly vyrovnané a vznikla tak půlperioda nulového signálu. Lze pozorovat, že pulz generovaný trojúhelník již v tomto průběhu není.



Obrázek 6.15: Sinusový průběh

Sinusový průběh na obrázku 6.15 byl měřen opět na výstupu (tedy na odporu R_{28}). Jeho průběh je velmi podobný opravdové sinusové funkci. Malé odlišnosti jsou způsobeny rozdílností tranzistorů. Stejně jako u exponenciálního konvertoru byly vybrány tranzistory se stejným proudovým zesílením. Je ovšem velmi těžké dosáhnout naprosto stejných vlastností. Při poslechu je tento zvuk velmi těžké rozeznat od skutečného sinu.

Při měření frekvenčních limitů se dosáhlo frekvencí 150 mHz (spodní limit) a 10 kHz. V tomto horním limitu jsou již velmi znatelné napěťové špičky a tvar signálu přestává být trojúhelníkový. Nicméně 10 kHz je již velmi vysoká frekvence, která se v hudební produkci vyskytuje velmi zřídka. Z měření vyplývá, že by se tento modul dal velmi dobře využít i jako nízkofrekvenční oscilátor (LFO).

Při kalibraci zařízení bylo měřeno bázové napětí tranzistoru Q_3 , oscilátor byl zapojený přes VCA do kytarového komba. Frekvence byla měřena chromatickou ladičkou. Teplota exponenciální konvertoru byla 22 °C. Při kalibraci bylo nejprve naměřeno na bázi 0 voltů. Toto napětí vyvolává proud, který způsobí, že VCO CD4046 generuje kmity o frekvenci 440 Hz. Následně je přiveden 1 V na vstup, který je označen 1 V/oct a měří se frekvence. Trimr RV_{15} se přizpůsobuje tak, aby byla frekvence přesně dvojnásobná (tedy 880 Hz). Tohoto bylo dosaženo při napětí -19,5 mV. Lze tedy pozorovat, že hodnota se liší od hodnoty vypočítané, která vychází pro teplotu v místnosti 22 °C 17,8 mV (resp. - 17,8 mV). Tento rozdíl je způsoben odlišností obou tranzistorů. V tabulce jsou naměřené hodnoty napětí na bázi tranzistoru Q_3 a změřené frekvence, v závislosti přivedeného napětí na vstup 1 V/oct.

Frekvence f [Hz]	Napětí na bázi tranzistoru Q_3 [mV]	Napětí na vstupu 1V/oct [V]
110	39,4	0
220	19,3	1
440	0,00	2
880	-19,5	3
1790	-39,8	4
3710	-60,0	5
7140(měřeno osciloskopem)	-----	6

Tabulka 1: Naměřené hodnoty VCO

Počáteční frekvence byla zvolena na 110 Hz. Měření bylo provedeno přes 6 oktáv. Rozsah oktáv od 110 Hz byl volen pro jeho využitelnost v hudbě¹⁷. Pro frekvence nad 880 Hz se již začínala frekvence odchylovat a výsledné oktávy již nebyly přesné. Rozdíl mezi frekvencemi čtvrté oktávy (tedy tónu A_6)

¹⁷ Např. rozsah kytary je 82,41Hz(E_2)-1174,66Hz (D_6) ve standartním ladění.

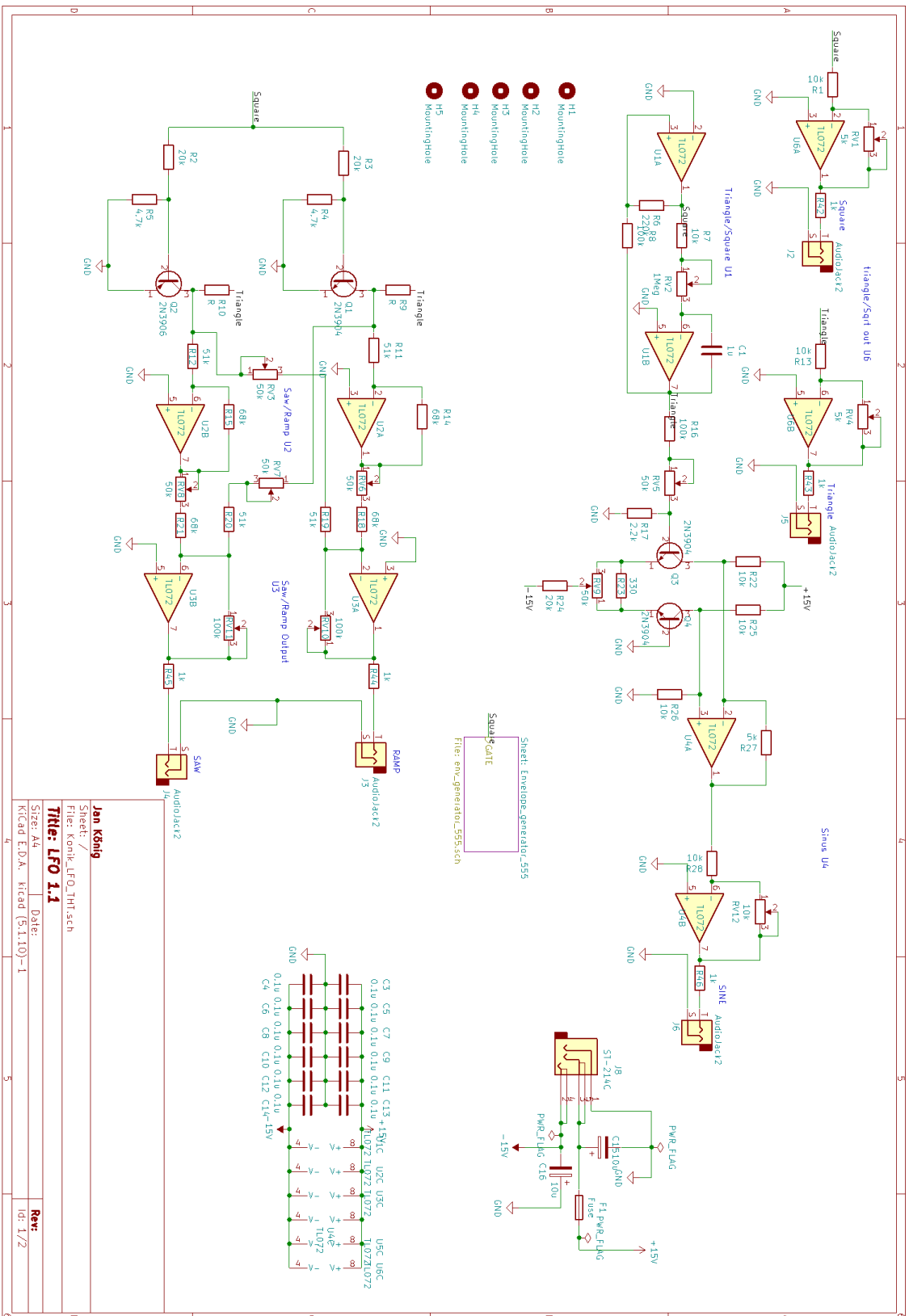
od požadované hodnoty je 30 Hz. To činí odchylku od standardní hodnoty přibližně o 1 %. Při ještě vyšší frekvenci je již rozdíl 5 %. Tento problém může být dle [24] způsoben nelinearitou konkrétní součástky CD4046 od konkrétního výrobce (v této práci byla použita součástka od Texas Instruments). Při rychlých změnách teplot v rozmezí 20 °C až 60 °C stále dochází k nestabilitě frekvencí. Tato nestabilita byla ověřována ladičkou a poslechem. Obvod se nicméně ustálí při každé teplotě přibližně za 5 minut opět na původní frekvenci. Teplotní kompenzace tedy funguje.

7 Nízkofrekvenční oscilátor (LFO)

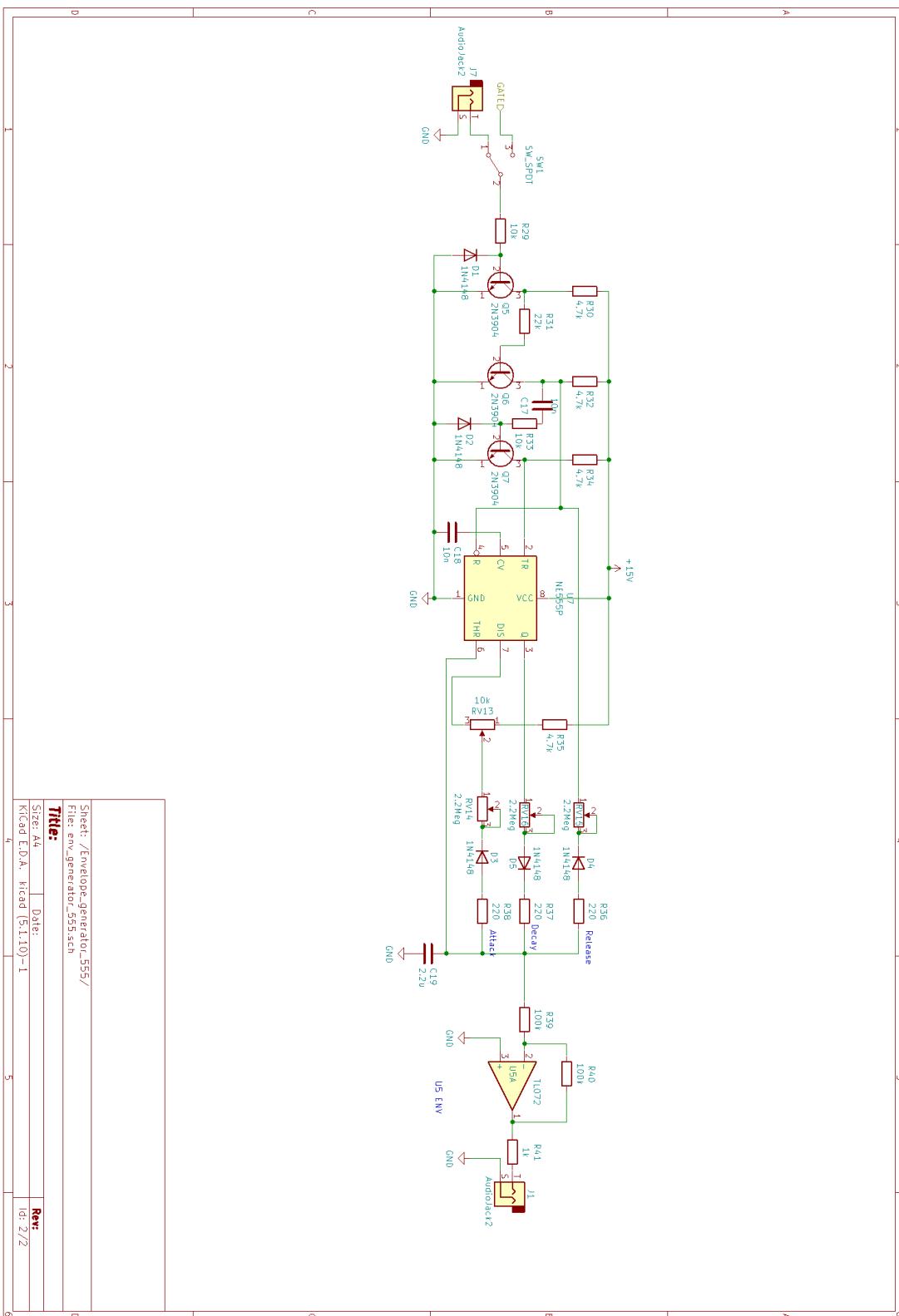
Výstup VCO má sice konkrétní frekvenci a harmonický obsah, a tedy ho vnímáme jako tón, nicméně pokud bychom poslouchali tento tón složený pouze z jedné harmonické (sinus) nebo tón, který má sice harmonických více, ale zůstává stejný (např. trojúhelníkový signál), přišlo by nám to po krátké době spíše nepříjemné. Pro ozvláštňení těchto signálů je zapotřebí využít zařízení, které se jmenuje nízkofrekvenční oscilátor (LFO). LFO je dalším esenciálním prvkem ve stavbě syntezátorů. Jedná se o oscilátor, jehož frekvence jsou pod prahem slyšení (pod 20 Hz). Využívá se k amplitudovým a frekvenčním modulacím signálů jdoucím z VCO. LFO se využívají pro efekty typu tremolo a vibrato nebo pro rytmizaci daného signálu (viz kapitola 3.3).

7.1 Obvod

Na obrázku 7.1 je celý obvod nízkofrekvenčního oscilátoru. Tento modul se skládá z oscilačního jádra na bázi nestabilního klopného obvodu popsaného v kapitole 4.2.1., který je sestaven kolem dvou operačních zesilovačů U_{1A} a U_{1B} . Z tohoto obvodu lze rovnou získat trojúhelníkový a obdélníkový signál. Tyto průběhy jsou za pomoci operačních zesilovačů v konfiguraci invertujícího zesilovače zesilovány na námi potřebnou úroveň. V nynější době se pro modulaci používají signály o maximální amplitudě 10 V_{pp}, což znamená, že mezi napěťovými vrcholy signálu je 10 V. V tomto obvodu je konfigurace odporů a potenciometrů taková, aby maximální signál jdoucí z modulu byl 2.5 V. Jedná se o nižší hodnotu, která byla takto nastavená z důvodu testování a snížení rizika zničení ostatních obvodů. Nicméně tato hodnota se změní pouze jinou konfigurací odporů v neinvertujícím zapojení. Potenciometr RV_1 je zvolen tak, aby měnil frekvenci oscilátoru v rozsahu od 780 mHz do 15 kHz. Za pomoci obvodů v kapitole 4.2.3 jsou z takto vygenerovaných signálů získány další signály, tedy pilový, obrácený pilový a sinusový signál.



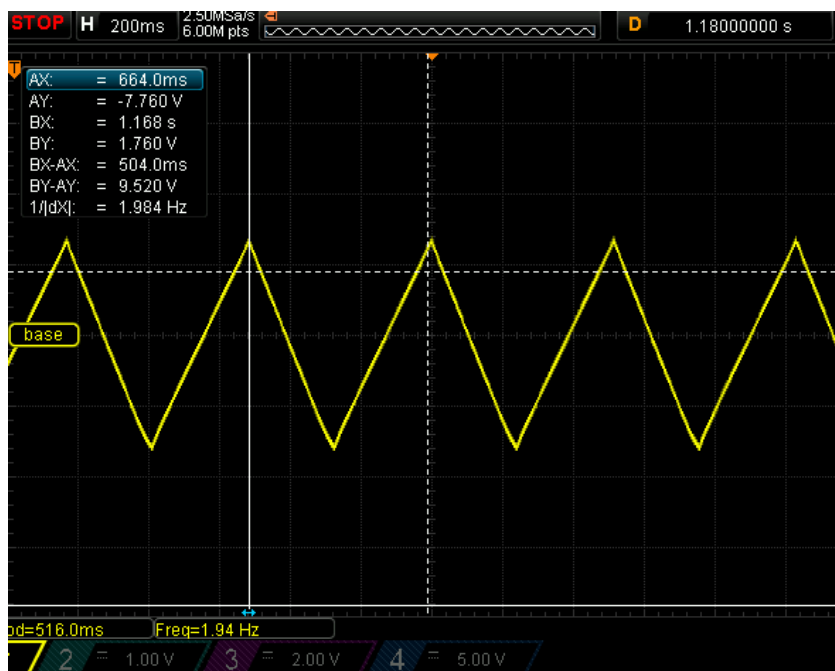
Obrazek 7.1: Nízko-frekvenční oscilátor



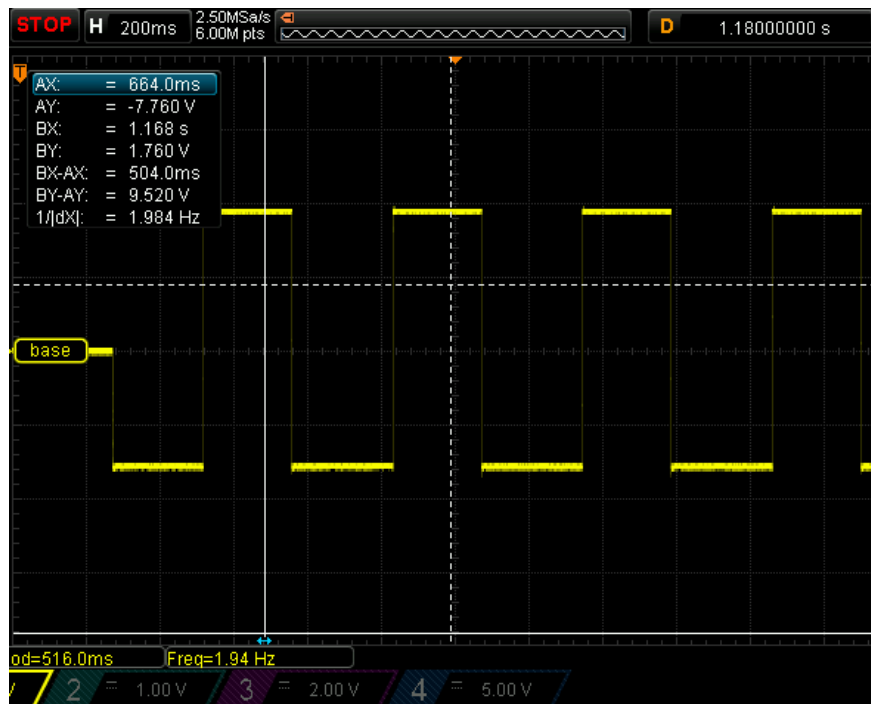
Obrázek 7.2: Generátor obálek v modulu LFO

7.2 Měření

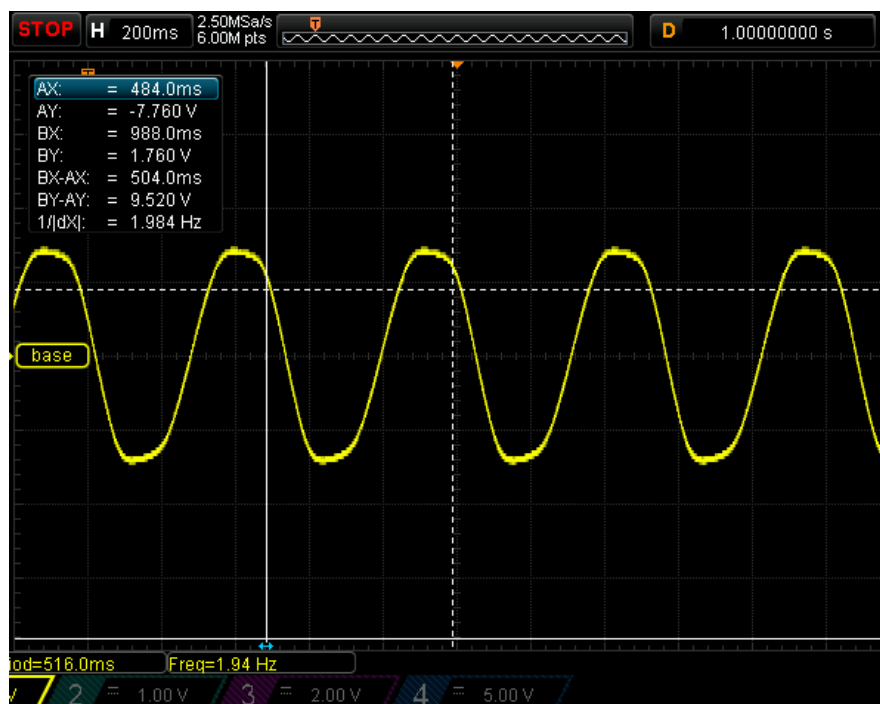
Výstupy obvodu jsou na následujících obrázcích. Všechny signály odpovídají simulacím. Všechny signály jsou v rozsahu 2 V/čtverec. V případě trojúhelníku a čtverce jsou signály měřeny dle očekávání.



Obrázek 7.3: Trojúhelníkový průběh LFO

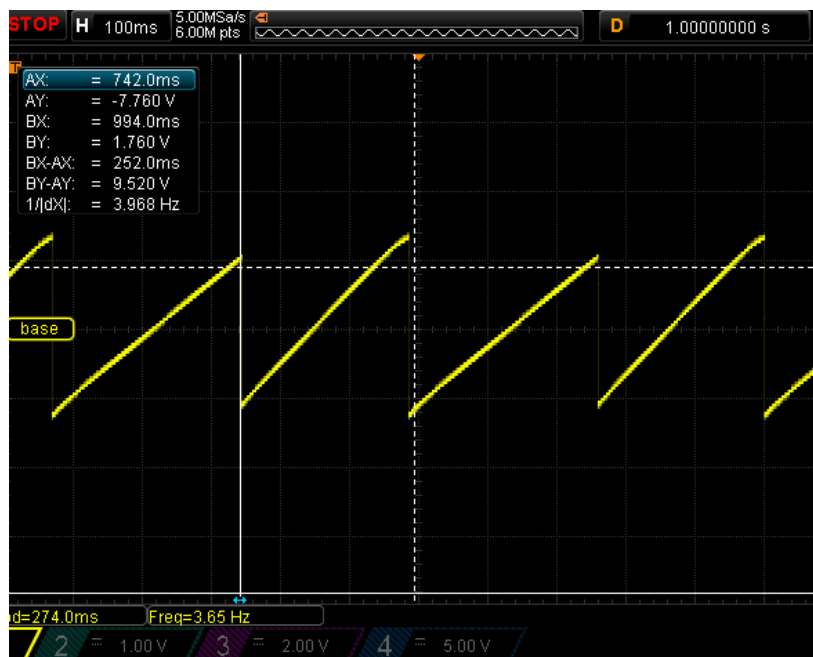


Obrázek 7.4: Obdélníkový průběh LFO

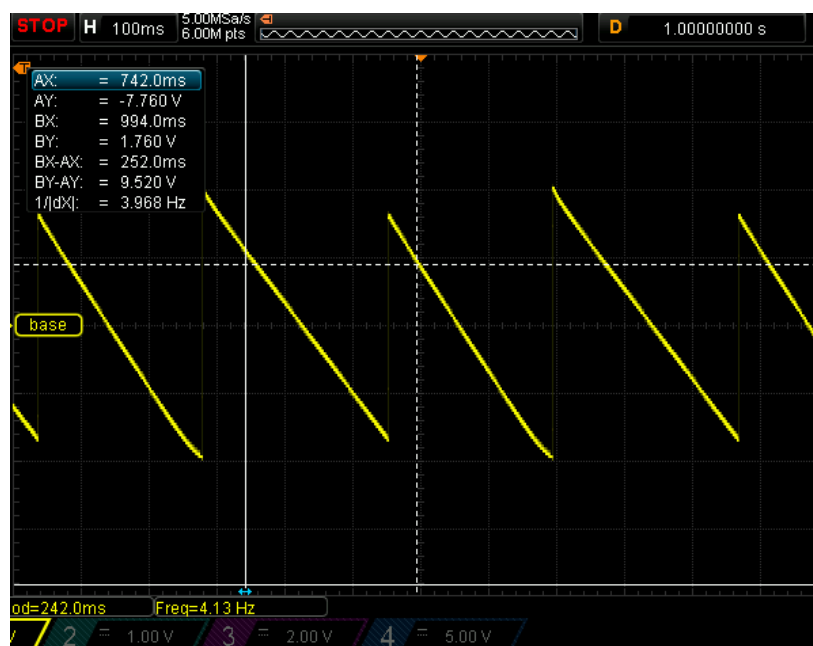


Obrázek 7.5: Sinusový průběh LFO

V případě sinusového průběhu se nepodařilo u tohoto modulu získat tak přesnou podobu, jako u modulu VCO. Pravděpodobně je to opět způsobeno tranzistorem s mírně odlišnými vlastnostmi v diferenciálním zapojení.

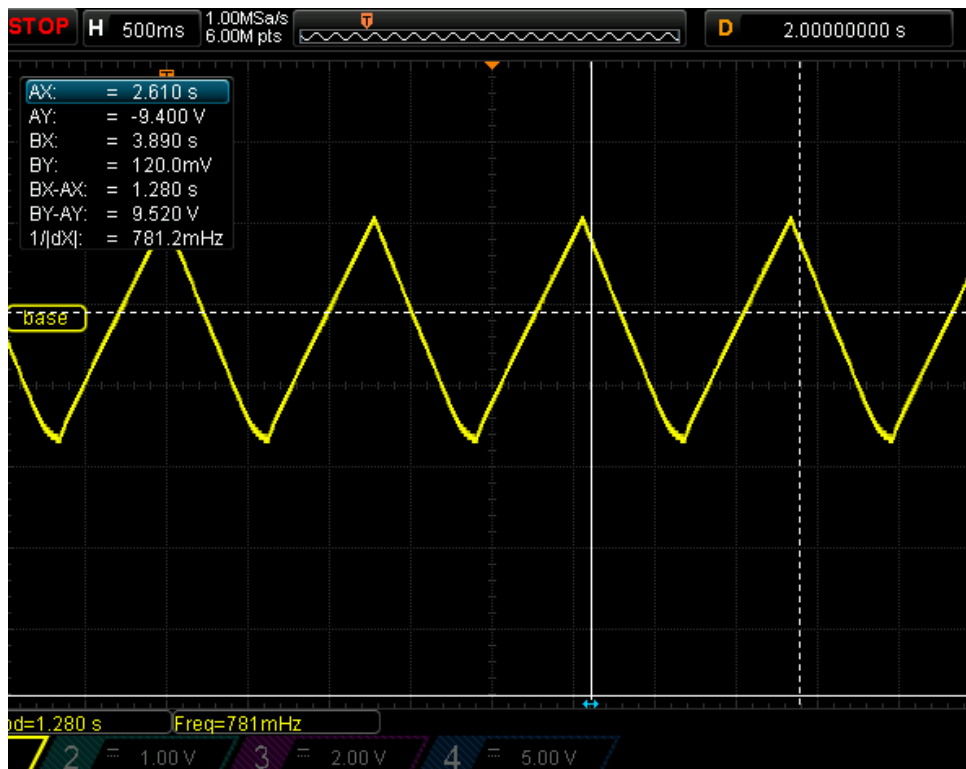


Obrázek 7.6: Pilový průběh



Obrázek 7.7: Průběh obrácené pily LFO

V případě pily a opačné pily je nevyváženost špiček způsobena zvolením levnějších součástek, a tedy jejich horší kvalitě. Na obrázku 7.8 je minimální frekvence LFO, při které ještě trojúhelníkový průběh udržuje svůj tvar. Tato frekvence je 780 mHz.



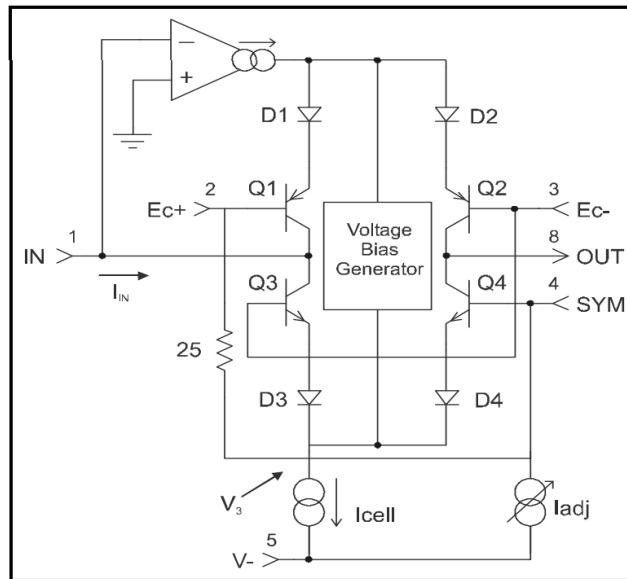
Obrázek 7.8: Minimální frekvence LFO

8 Napětím řízený zesilovač (VCA)

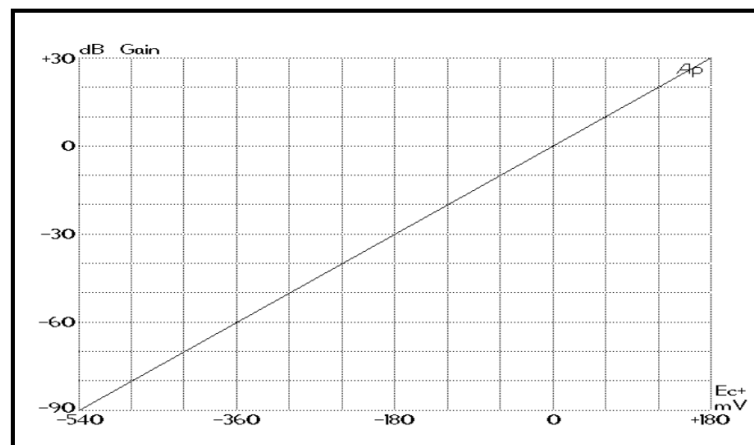
Abychom mohli signál modulovat i amplitudově a tím využít i generátor obálek, je zapotřebí modul, který na základě těchto průběhů zesiluje (resp. zeslabuje) vstupní signál. Potřebným zařízením je napětově řízený zesilovač VCA. Topologie VCA nebyly simulovány, protože se primárně využívají integrované obvody.

8.1 Součástka THAT2818

Pro obvod VCA byla vybrána součástka THAT2818 od americké společnosti THAT. Tato součástka je sama o sobě integrovaný obvod, který má funkci napětím řízeného zesilovače. Na obrázku Obrázek 8.1 lze vidět zjednodušené schéma součástky. V našem případě je vstup E_c^- připojený na zem a zařízení ovládáme pomocí pinu E_c^+ . Napětí mezi kontrolními piny nesmí přesáhnout 1 V. V tomto případě je to tedy maximální dovolené napětí na pinu E_c^+ . Vstup E_c^+ je navíc připojený na pin SYM. Ten je připojený na potenciometr, kterým lze na kontrolní vstup E_c^+ přidávat napěťový offset. Na obrázku 8.2 je závislost zesílení na kontrolním napětí. Závislost je v rozsahu -100 až 0 dB lineární a přestává být lineární až v hodnotách nad 0 dB. Není žádoucí, aby se zařízení pohybovalo v této oblasti a není tedy zapotřebí se tímto zabývat.



Obrázek 8.1: Zjednodušené schéma součástky THAT 2181 (Zdroj [34])

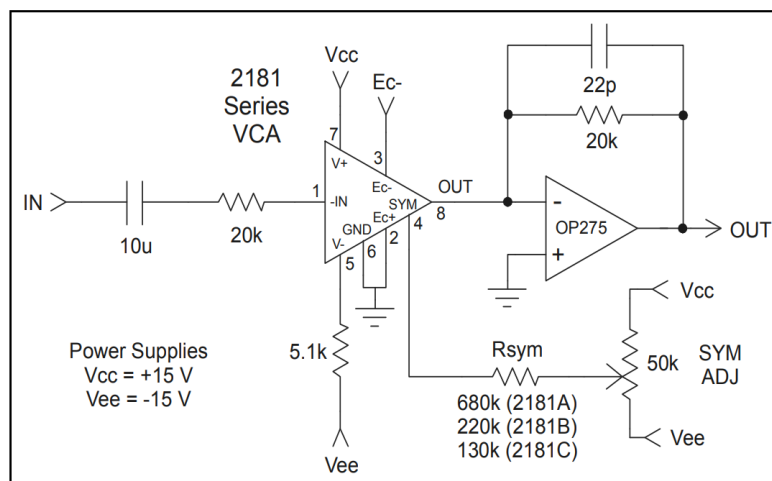


Obrázek 8.2: Závislost zesílení na kontrolním napětí na pinu Ec+ (Zdroj [34])

Ze zjednodušeného schématu vyplývá, že zařízení má proudový vstup a jeho výstupní veličinou je také proud. Je to tedy zesilovač proudu řízený napětím. Aby bylo možné signál dále zpracovávat, je zapotřebí převést výstupní proud opět na napětí. To je realizováno topologií s operačním zesilovačem (OP275) v konfiguraci převodníku proudu na napětí (viz obrázek 8.3). Rezistor ve zpětné vazbě operačního zesilovače realizuje převod proudu na napětí dle rovnice

$$V_{OUT} = -R * I_{OUT}, \quad (8.1)$$

kde I_{OUT} je výstupní proud součástky 2181 a V_{OUT} je výstupní napětí na výstupu operačního zesilovače. Kondenzátor ve zpětné vazbě kompenzuje výstupní kapacitu součástky.



Obrázek 8.3: Klasické zapojení IC THAT2181
(Zdroj [34])

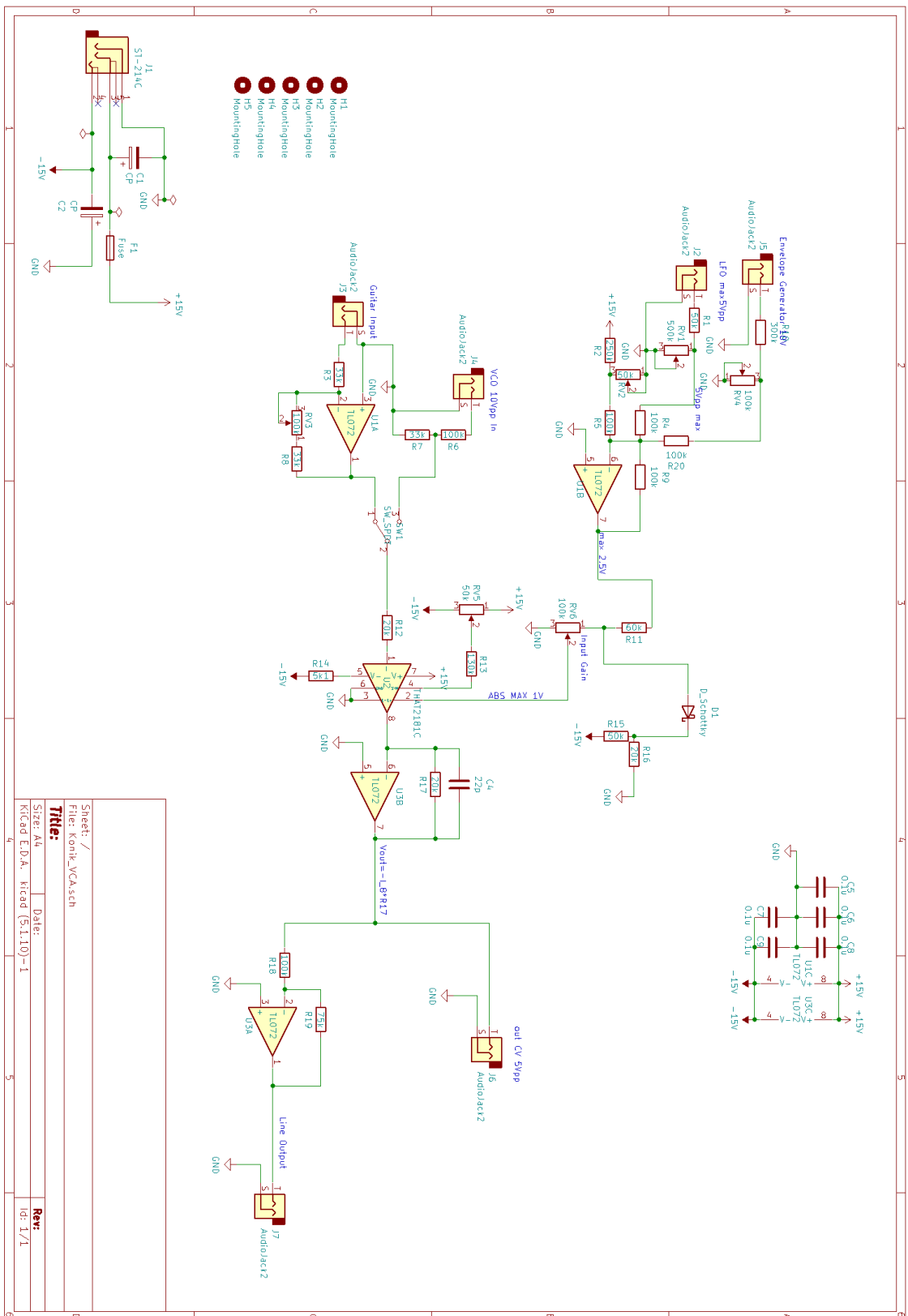
Součástka THAT2181 signál pouze tlumí a nelze jej vypnout. Je tedy zapotřebí využít co největší rozsah útlumu, aby byl signál zatlumený, když není aplikován obálkový generátor.

8.2 Obvod

Celý obvod napěťově řízeného zesilovače se skládá z řídicí, vstupní a výstupní části. Řídicí část je tvořena z operačního zesilovače v konfiguraci sumátor (viz kapitola 4.2.3). Na jeho vstupu je stejnosměrné napětí – základní gain, které lze modulovat nízkofrekvenčním oscilátorem. Dalším vstupem je generátor obálek. Tento vstup by měl být v dalších verzích tohoto modulu na samostatném vstupu, aby bylo možné přepínat mezi vstupem LFO a obálkového generátoru. Pak by se dal lépe přidat k obálce napěťový ofset tak, aby byl výstup VCO co nejnižší při žádném signálu z obálkového generátoru. Pomocí potenciometru R_{V2} se dá upravovat celkové zesílení VCA. Na řídicí vstup součástky 2181 je zároveň připojena dioda, která zamezí, aby se napětí na tomto vstupu dostalo přes námi nežádoucí hodnotu. V našem případě jde o hodnotu nad 0 V. Lze podle potřeby upravit napěťový dělič R_{16} a R_{15} tak, aby byla vybraná dioda otevřena při 0 V. Vstupní část sestává ze vstupu z VCO, který je přizpůsoben tak, aby na vstup součástky 2181 šel vstup o maximální amplitudě 2.5 Vpp. Druhou částí je kytarový vstup se základním předzesilovačem tvořeným operačním zesilovačem. Tento vstup nebyl testován a je zde pro možné budoucí úpravy tak, aby se dala modulovat amplituda kytarového signálu pro vytváření efektů, které vycházejí z amplitudové modulace. Odporem R_{12} je limitován proud tekoucí do součástky 2181. Výstup z tohoto modulu lze vyvést ve dvou variantách. První (bez operačního zesilovače) výstup J6 je určen pro další modulace a maximální amplituda signálu by měla být 2.5 Vpp (nebo stejná, jako je amplituda modulačního signálu v daném modulárním řetězci). Druhý vstup, který je realizován operačním zesilovačem v invertujícím zapojení a výstupem J7, je určen pro výstup do linkového vstupu mixážních pultů. Tento vstup by měl mít amplitudu okolo 4 dB [35], což je

1,23 V. Nicméně vstupní předzesilovače dalších zařízení lze také měnit a vždy je v zařízeních určitá tolerance. Pro dosažení této amplitudy je zapotřebí upravit poměr rezistorů R_{19} a R_{18} , aby ze signálu o amplitudě modulačního signálu byl signál, jež je vhodný pro linkový vstup ostatních zařízení.¹⁸ V dalších verzích modulu by měl být rezistor R_{19} vyměněn za potenciometr. Tak bude možné řídit amplitudu výstupního signálu.

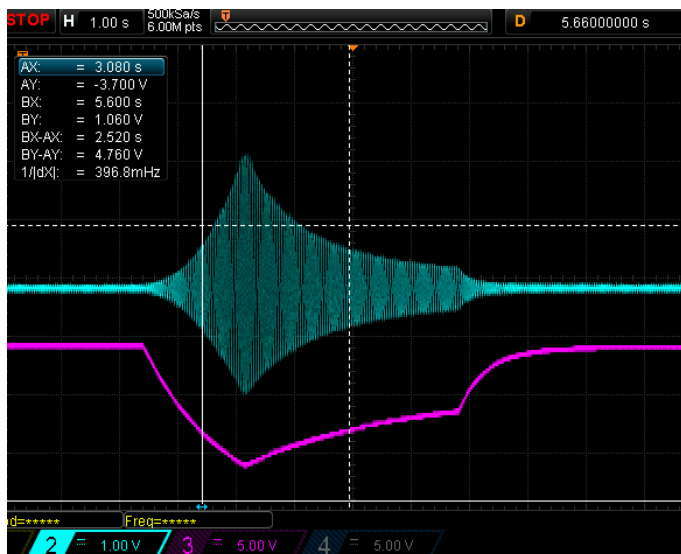
¹⁸ V tomto případě je získán signál o amplitudě 1.07 V ze signálu 2.5 V.



Obrázek 8.4: Modul VCA

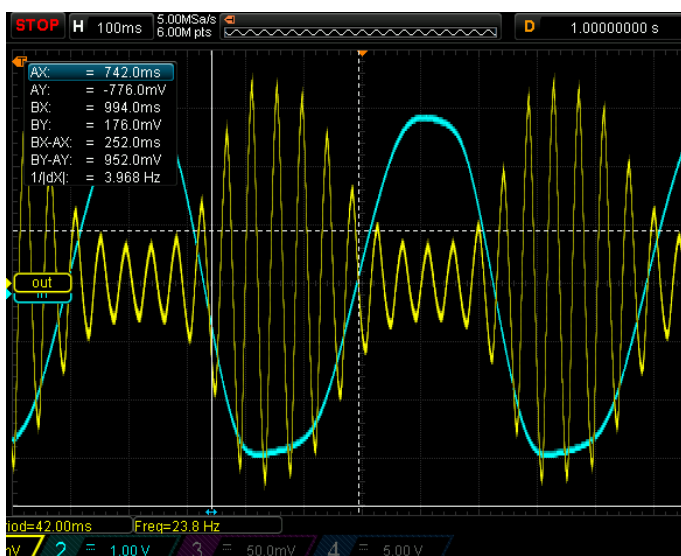
8.3 Měření

Při aplikování obálky z obávkového generátoru je signál skutečně amplitudově modulován (viz obrázek 8.5). Nepodařilo se dosáhnout hodnoty, kdy by při nulové úrovni kontrolního signálu nebyl na výstupu slyšet žádný signál. V dalších verzích tohoto modulu je zapotřebí lépe určit napěťová rozmezí. Na obrázku se též vidět nelinearita při zesilování signálu v kladné polorovině. Toto je pravděpodobně způsobeno nepřesným napěťovým přizpůsobením a špička obálky na řídicím vstupu zesilovače E_{c+} přesahuje nulovou hodnotu.



Obrázek 8.5: Výstup zesilovače (modrá) při vstupu obálky (fialová)

Modulování amplitudy harmonickým signálem proběhlo dle předpokladů viz obrázek 8.6.



Obrázek 8.6: Výstup VCA (modrá) při modulovaném řídicím signálu sinovým signálem (žlutá v rozsahu 200 mV/čtverec)

9 Závěr

V práci byla rozebrána základní teorie vzniku a vlastností tónu. Dále byla zmíněna jeho funkce z hlediska hudebního celku, a tím i způsoby ladění hudebních nástrojů. Byly též předvedeny signály, které se vyskytují v elektronických hudebních nástrojích a jejich vlastnosti. Dalším krokem byla simulace obvodů, na základě které byla vybrána nejvhodnější realizace pro začlenění modulu do celkového modulárního syntezátorového řetězce. Jedná se konkrétně o moduly VCO, LFO a VCA. U modulů VCA nebyly simulace prezentovány, protože se z velké části v audio technice používají konkrétní integrované obvody typu Blackmer¹⁹, které jsou opět založeny na exponenciální (resp. logaritmické) závislosti proudu tranzistorem na napětí mezi bází a emitorem. Tyto integrované obvody nabízejí největší stabilitu. V práci jsou principy jednotlivých obvodů detailně popsány. Následně byly obvody navrženy pro fyzickou výrobu, vyhotoveny a testovány jako prototyp elektronického hudebního nástroje.

Pro simulaci obvodů je v práci zvolen program LTspice z důvodu jeho dostupnosti. Byly simulovány jednotlivé topologie, jejich teplotní závislosti a následně řešení, které tyto závislosti snižuje. Pro simulace byly z velké části vybrány modely reálných součástek, aby simulace co nejvíce odpovídaly realitě.

Po simulační části byly jednotlivé obvody navrženy v prostředí KiCad. Tento software byl rovněž zvolen díky jeho dostupnosti. Moduly VCO a VCA byly navrhovány samostatně. LFO s generátorem obálek byly navrženy na stejné DPS. Pouzdra všech součástek jsou typu THT. Tato varianta byla zvolena pro jednodušší manipulaci s prototypem. Je díky tomu možné lépe upravovat tištěný spoj v případě chybného návrhu, snazší výměna součástek a snazší měření. Vzhledem k frekvenčnímu rozsahu hudebního syntezátoru nebylo zapotřebí řešit parazitní vlastnosti THT součástek. Jednotlivé desky byly objednány z JLCPCB. Kvůli ceně a faktu, že jde pouze o prototyp, byly zvoleny nejlevnější varianty součástek.

Jednotlivé moduly byly po zaletování umístěny do provizorního boxu, aby bylo možné je propojovat a testovat. Desky byly napájeny symetrickým laboratorním zdrojem a měřeny osciloskopem RIGOL DS1074Z a poslechovým testem. Pro napájení jednotlivých modulů byly pro jednoduchost zvoleny adaptéry jack 3.5 mm.

Pro vyhotovení modulu VCO byla využita součástka CD4046, jejíž funkčnost je ve stejné kapitole detailně probrána. Exponenciální konvertor pro buzení součástky se podařilo teplotně vykompenzovat a naladit v rozsahu pěti oktáv. Bylo by tedy možné zařízení využít i s připojením externí

¹⁹ Vynálezce obvodu 1970 David Blackmer.

klaviatury. Pro vyšší frekvence nad 880 Hz je již řízení frekvencí nelineární (resp. nelogaritmické) a nelze jej pro hudební produkci využít. V práci je navrženo další řešení, jak zařízení upravit pro lepší funkčnost. Při testování VCO byl zjištěn nedostatek při generování trojúhelníkového signálu, který je degenerován napěťovými špičkami a výsledná barva zvuku je tedy rozdílná od zvuku čistého trojúhelníku. Špičky jsou způsobeny součtem náběžných a sestupných hran signálů na neinvertujícím vstupu operačního zesilovače. Takto generovaný zvuk je ovšem také velmi zajímavý a lze jej využívat pro potřeby hudební produkce. Řešení problému bylo v kapitole o VCO rovněž prezentováno. Ostatní signály byly generovány bez problémů. Bylo změřeno, že zařízení pracuje ve velmi velkém rozsahu 150 mHz až 10 kHz.

Jako jádro modulu VCA byl zvolen integrovaný obvod THAT2181 a následně na něj byly přizpůsobeny vstupní signály. Při měření amplitudové modulace pomocí obálkového generátoru byla zjištěna přítomnost slabého signálu i pro nulové napětí obálky. V dalších verzích tohoto modulu by měl být vstupní obvod pro obálku lépe přizpůsoben tak, aby využíval celý rozsah součástky THAT2181. Modulace amplitudy nízkofrekvenčním oscilátorem proběhla dle očekávání.

Modul LFO byl vyhotoven okolo astabilního klopného obvodu. Měřením byl jeho rozsah stanoven na 780 mHz – 15 kHz. Maximální amplitudy všech výstupních signálů toho modulu byly nastaveny na 2.5 V z důvodu menšího rizika poškození ostatních částí. Vzhledem k podstatně nižšímu frekvenčnímu rozsahu, než má oscilátor součástky CD4046, je na místě zvážit variantu modulu LFO s touto součástkou. Pilový a obrácený pilový průběh jsou mírně zkreslené. To je pravděpodobně způsobeno nekvalitními součástkami. Ostatní výstupní signály mají průběh dle předpokladů.

Pro zlepšení přístupnosti pro uživatele je zapotřebí v dalších verzích modulů upravit vstupní obvod pro napájení tak, aby se při zapojování a vypořádání nemohl obvod zničit (například ochrannými diodami) a vymyslet způsob symetrického napájení. Pro úplnost modulárního řetězce by bylo též na místě vyhotovit napěťově řízený filtr VCF.

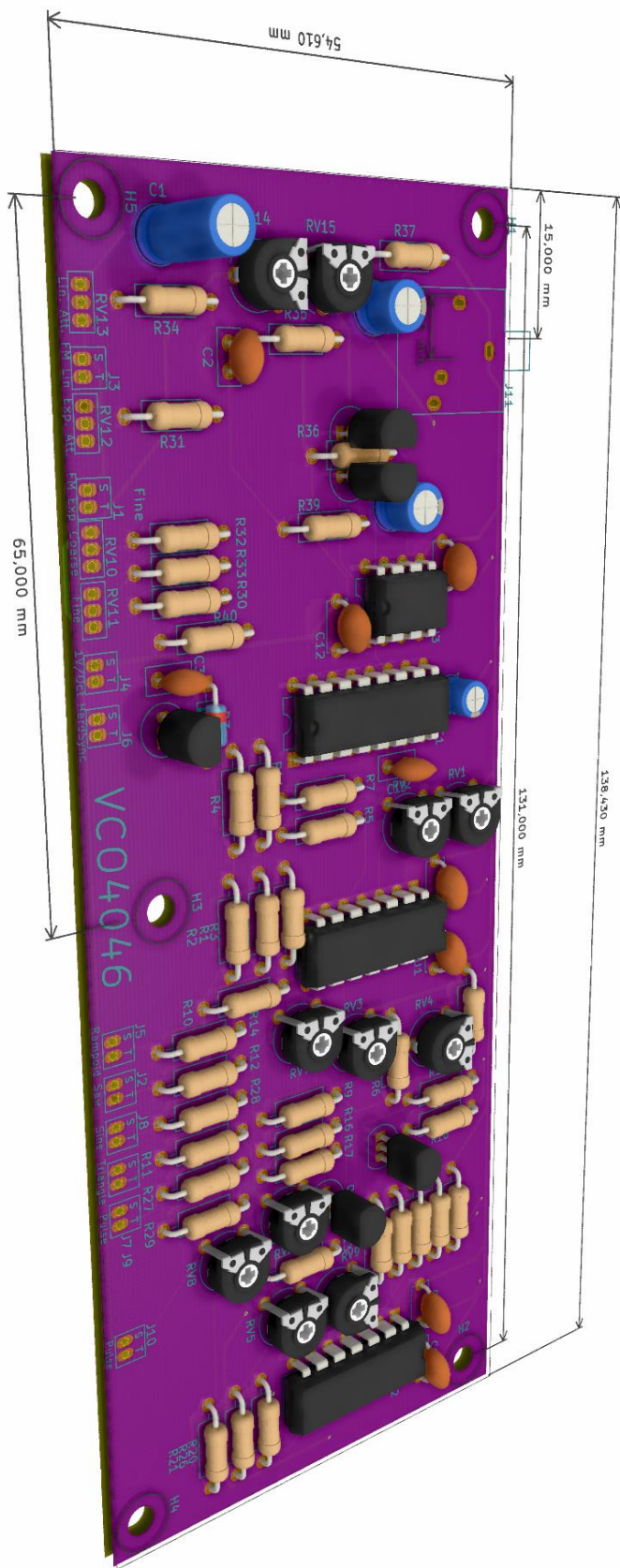
Na závěr byly moduly mezi sebou úspěšně propojovány v různých konfiguracích a za pomoci zesilovacího prvku (předzesilovač mixážního pultu) byla ozkoušena funkčnost celého modulárního řetězce a linkový výstup.

10 Citovaná literatura

1. **Geist, Bohumil.** *Akustika: Jevy a souvislosti v hudební teorii a praxi.* Havlíčkův Brod : Muzikus, 2005. 80-86253-31-7.
2. **Jiříček, Ondřej.** *Úvod do Akustiky.* Praha : Vydavatelství ČVUT, 2002.
3. **Everest, F. Alton.** *Master Handbook of Acoustics.* New York : MacGraw-Hill Inc., 2001.
4. **R. Sýkora, F. Krutílek, J. Včelař.** *elektronické hudební nástroje a jejich obvody.* Praha : SNTL, 1981.
5. **Nave, Carl R.** Effect of Loudness Changes on Perceived Pitch. *HyperPhysics.* [Online] SciLinks, 2016. <http://hyperphysics.phy-astr.gsu.edu/hbase/Sound/pitch.html>.
6. **Jeans, James.** *Science & Music.* Dover : Dover Publications, 1937. 0-486-61964-8.
7. **Fechner, Gustav Theodor.** *Elemente der psychophysik.* Leipzig : Breitkopf und Härtel, 1860.
8. **Lopez-Poveda, Enrique A.** *Development of Auditory and Vestibular Systems.* Cambridge : Academic Press, 2014. 9780124080881.
9. **Sethares, William A.** *Tuning, Timbre, Spectrum, Scale.* Madison : Springer, 2004. 1-85233-797-4.
10. **Telotone.** Jak funguje syntezátor. *Old School Electronic Music.* [Online] 2013. <http://elektronicka-hudba.telotone.cz/clanky/syntezaator>.
11. **PQ, Rory.** HOW MODULATION EFFECTS WILL IMPROVE YOUR MUSIC. *Icon Collective.* [Online] Icon Collective, 2020. <https://iconcollective.edu/modulation-effects-tips/>.
12. **William Strong, Melville Clark Jr.** Perturbations of Synthetic Orchestral Wind-Instrument Tones. *The Journal of the Acoustical Society of America.* 1967, 41.
13. **Horn, Delton T.** *Music Synthesizers: A Manual of Design & Construction.* New York : Tab Books Inc., 1984. 0-8306-0565-7.
14. **Kuttner, Fritz A.** *Prince Chu Tsai-Yü's Life and Work: A Re-Evaluation of His Contribution to Equal.* Illionis : University of Illinois Press on behalf of Society for Ethnomusicology, 1975.
15. **Reid, Gordon.** What's In A Sound? *Sound On Sound.* [Online] PB Associates & SOS, Květen 1999. <https://www.soundonsound.com/techniques/whats-sound>.
16. **III, Julius Orion Smith.** Sinusoidal Amplitude Modulation. *ccrma.stanford.edu.* [Online] 23. 11 2021. https://ccrma.stanford.edu/~jos/mdft/Sinusoidal_Amplitude_Modulation_AM.html.
17. **Cymatics.fm.** Sound Design Basics: FM Synthesis. *Cymatics.fm.* [Online] <https://cymatics.fm/blogs/production/fm-synthesis>.
18. **Titze, Ingo R., Daniel W. Martin.** *Principles of voice production.* místo neznámé : Englewood Cliffs, N.J. : Prentice Hall,, 1994. 10.1121/1.424266.
19. **Troszok, Daniel.** Zvuková syntéza. *Časopis Muzikus.* [Online] Muzikus s.r.o., Červen 2008. <https://www.casopismuzikus.cz/clanky/zvukova-synteza>.

20. **Phil Burk, Larry Polansky, Douglas Repetto, Mary Roberts, Dan Rockmore.** Section 4.4: Formant Synthesis. *Music And Computers: A Theoretical And Historical Approach*. [Online] Burk/Polansky/Repetto/Roberts/Rockmore, 1998.
21. **Andel S. Cedra, Kenneth C. Smith.** *Microelectronic Circuits*.
22. **Staffeld, Charles.** Yu-synth VCO (exploring a much simpler sawtooth oscillator). *Sagittronics*. [Online] Wordpress, 21. Zář 2019. <https://sagittronics.wordpress.com/2019/09/21/yu-synth-vco-exploring-a-much-simpler-sawtooth-oscillator/>.
23. **Robert G. Meyer, Willy M. C. Sansen, Sik Lui, Stefan Peters.** The Differential Pair as a Triangle-Sine Wave Converter. *IEEE Journal Of Solid-State Circuit*. Červen 1976, str. 418.
24. **Henry, Thomas.** The X-4046 VCO Project. *Birth Of A Synth*. [Online] 2010. https://www.birthofasynth.com/Thomas_Henry/Pages/X-4046.html.
25. **Eggleston, Dennis L.** *Basic Electronics for scientists and engineers*. Cambridge : Cambridge University Press, 2011. 978-0-521-15430-7.
26. **Ghz, Thomas.** Envelope Generator – GHz Labs. *Thomas Ghz - Creative Tinkering*. [Online] WPKoi, 15. Duben 2018. <https://tomashg.com/?p=1298>.
27. **Klein, Barry.** *Electronic Music Circuit*. Indianapolis : Howard W. Sams & Co., Inc., 1982.
28. **Schmitz, René.** Discrete ADSR. *Schmitz Bits*. [Online] 1997. <https://www.schmitzbits.de/adsr.html>.
29. **Skala, Matthew.** Exponential converters and how they work. *northcoastsynthesis.com*. [Online] North Coast Synthesis Ltd., 12. 10 2018. [Citace: 19. 11 2021.] <https://northcoastsynthesis.com/news/exponential-converters-and-how-they-work/>.
30. **Braga, Matthew.** 50 years of Moog, the analog synth that still beats 1s and 0s. *Ars Technica*. [Online] Condé Nast, 21. 9 2014. [Citace: 27. 11 2021.] <https://arstechnica.com/gadgets/2014/09/50-years-of-moog-the-analog-synth-that-still-beats-1s-and-0s/>.
31. **Moog, Robert.** 901-A oscillator. *Bob Moog Foundation*. [Online] The Bob Moog Foundation, 2021. [Citace: 27. 11 2021.] <https://moogfoundation.org/schematics/attachment/462/>.
32. **Openmusiclabs.** Temperature Compensation of Analog Exponential Converters. *openmusiclabs.com*. [Online] 11. Březen 2015. <http://www.openmusiclabs.com/2015/03/temperature-compensation-of-analog-exponential-converters/trackback/index.html>.
33. **Texas Instruments.** CD4046B Phase-Locked Loop: A Versatile Building. [Online] 2003. https://www.ti.com/lit/an/scha002a/scha002a.pdf?ts=1641883922460&ref_url=https%253A%252F%252Fwww.google.com%252F.
34. **THAT Corporation.** Datasheet THAT 2181A, 2181B, 2181C. [Online] 2016.
35. **Beacham, Frank.** Understanding the Types of Audio Signal Levels. *The Broadcast Bridge*. [Online] International Techmedia Ltd., Říjen 2018. <https://www.thebroadcastbridge.com/content/entry/12175/understanding-the-types-of-audio-signal-levels>.

36. **Trevor Pinch, Franc Trocco.** *Analog Days: The Invention and Impact of the Moog Synthesizer.* Harvard : Harvard University Press, 2004. 0-674-00889-8.
37. **D'Ambrose, Christoper.** Frequency Range of Human Hearing. *hypertextbook.com*. [Online] Glenn Elert, 2003. <https://hypertextbook.com/facts/2003/ChrisDAmbrose.shtml>.
38. **Kassutronics.** Variable waveshape LFO. *Kassutronics*. [Online] Blog, 18. Říjen 2015. <https://kassu2000.blogspot.com/2015/10/variable-waveshape-lfo.html>.
39. **Wikipedia.** Line level. [Online] Wikipedia, Únor 2022. https://en.wikipedia.org/wiki/Line_level.

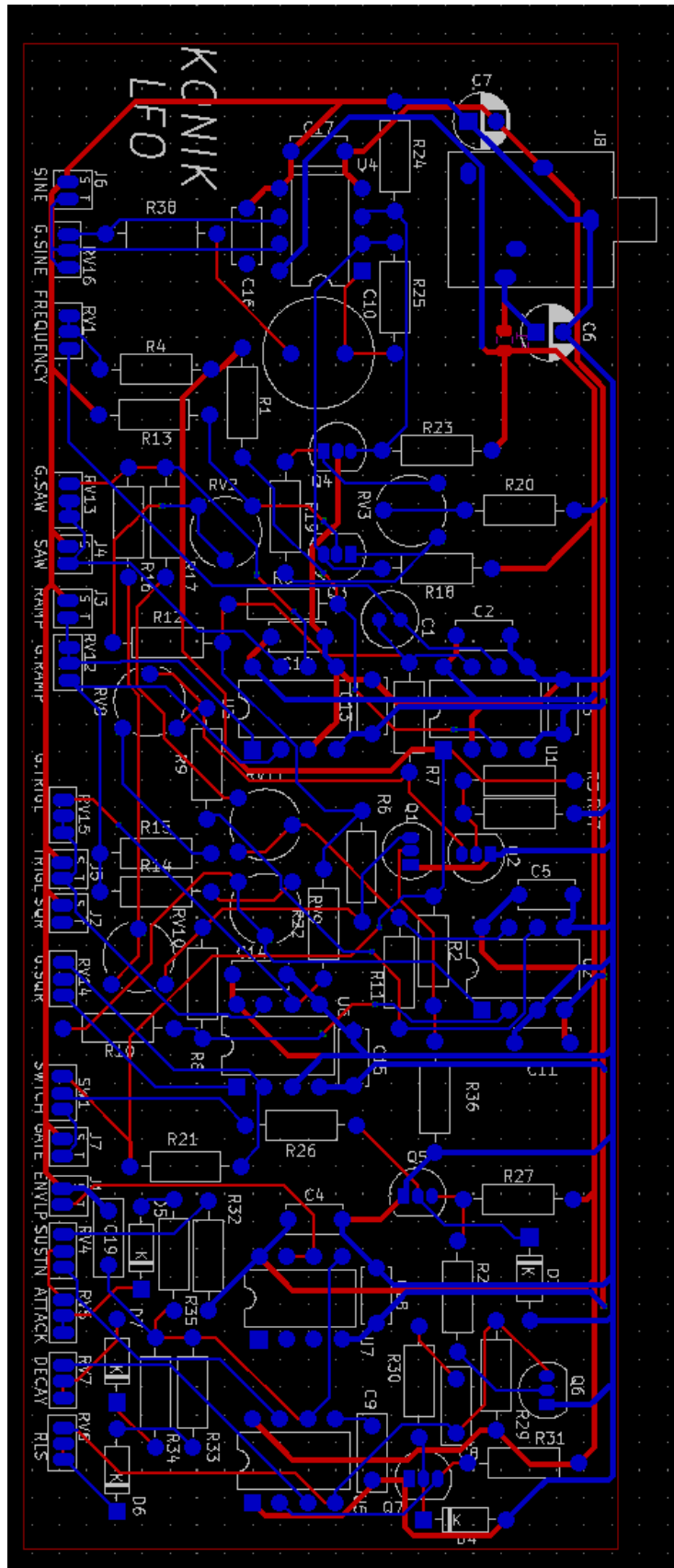


Obrázek 11.2: 3D model VCO

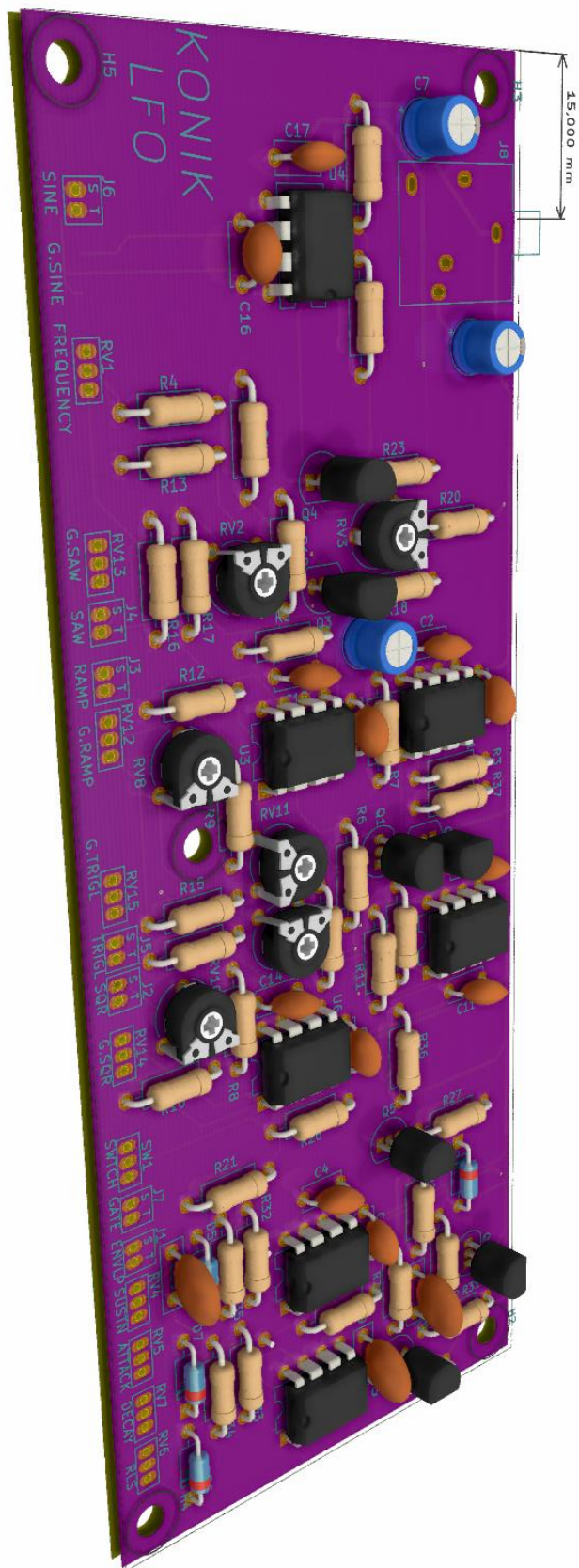
Reference(s)	Value	Footprint
C1	0.22u	C_Radial_D5.0mm_H11.0mm_P2.00mm
C2	100p	C_Disc_D5.0mm_W2.5mm_P2.50mm
C3	470p	C_Disc_D5.0mm_W2.5mm_P2.50mm
C4	0.1u	CP_Radial_D4.0mm_P1.50mm
C5, C6	CP	CP_Radial_D5.0mm_P2.00mm
C7, C8, C9, C10, C11, C12	0.1u	C_Disc_D5.0mm_W2.5mm_P5.00mm
C13	C	C_Disc_D5.0mm_W2.5mm_P2.50mm
D3	1N4148	D_DO-35_SOD27_P7.62mm_Horizontal
F1	Fuse	Fuse_0805_2012Metric
H1, H2, H3, H4, H5	MountingHole	MountingHole_3.2mm_M3
IC1	CD4046BE	DIP-16_W7.62mm
J1, J2, J3, J4, J5, J6, J7, J8, J9, J10	AudioJack2	mono_jack
J11	ST-214C	ST_214C
Q1, Q2, Q3, Q4, Q5	2N3904	TO-92_Inline
R1, R2, R4	75k	R_Axial_DIN0207_L6.3mm_D2.5mm_P10.16mm_Horizontal
R3	33k	R_Axial_DIN0207_L6.3mm_D2.5mm_P10.16mm_Horizontal
R5, R9, R10, R21, R30, R31, R32, R34, R40	100k	R_Axial_DIN0207_L6.3mm_D2.5mm_P10.16mm_Horizontal
R6	250k	R_Axial_DIN0207_L6.3mm_D2.5mm_P10.16mm_Horizontal
R7, R26	120k	R_Axial_DIN0207_L6.3mm_D2.5mm_P10.16mm_Horizontal
R8	220k	R_Axial_DIN0207_L6.3mm_D2.5mm_P10.16mm_Horizontal
R11, R12, R14, R28	1k	R_Axial_DIN0207_L6.3mm_D2.5mm_P10.16mm_Horizontal
R13, R19, R23	2.2k	R_Axial_DIN0207_L6.3mm_D2.5mm_P10.16mm_Horizontal
R15, R18, R22, R25	10k	R_Axial_DIN0207_L6.3mm_D2.5mm_P10.16mm_Horizontal
R16	390	R_Axial_DIN0207_L6.3mm_D2.5mm_P10.16mm_Horizontal
R17	18k	R_Axial_DIN0207_L6.3mm_D2.5mm_P10.16mm_Horizontal
R20	330k	R_Axial_DIN0207_L6.3mm_D2.5mm_P10.16mm_Horizontal
R24	2.2M	R_Axial_DIN0207_L6.3mm_D2.5mm_P10.16mm_Horizontal
R27	3k	R_Axial_DIN0207_L6.3mm_D2.5mm_P10.16mm_Horizontal
R29	1.8k	R_Axial_DIN0207_L6.3mm_D2.5mm_P10.16mm_Horizontal
R33	3.3Meg	R_Axial_DIN0207_L6.3mm_D2.5mm_P10.16mm_Horizontal
R35	1.5Meg	R_Axial_DIN0207_L6.3mm_D2.5mm_P10.16mm_Horizontal
R36	2k + 3300 ppm/°C	R_Axial_DIN0207_L6.3mm_D2.5mm_P10.16mm_Horizontal
R37	680	R_Axial_DIN0207_L6.3mm_D2.5mm_P10.16mm_Horizontal
R39	12k	R_Axial_DIN0207_L6.3mm_D2.5mm_P10.16mm_Horizontal
R41	4.7k	R_Axial_DIN0207_L6.3mm_D2.5mm_P10.16mm_Horizontal

RV1, RV2, RV3, RV4, RV6, RV8, RV9	100k	Potentiometer_Piher_PT-6-V_Vertical
RV5	500k	Potentiometer_Piher_PT-6-V_Vertical
RV7	50k	Potentiometer_Piher_PT-6-V_Vertical
RV10, RV11, RV12, RV13	100k	Pot_wires
RV15	250	Potentiometer_Piher_PT-6-V_Vertical
U1, U2	TL074	DIP-14_W7.62mm
U3	TL072	DIP-8_W7.62mm

Tabulka 2: Rozpis materiálu VCO



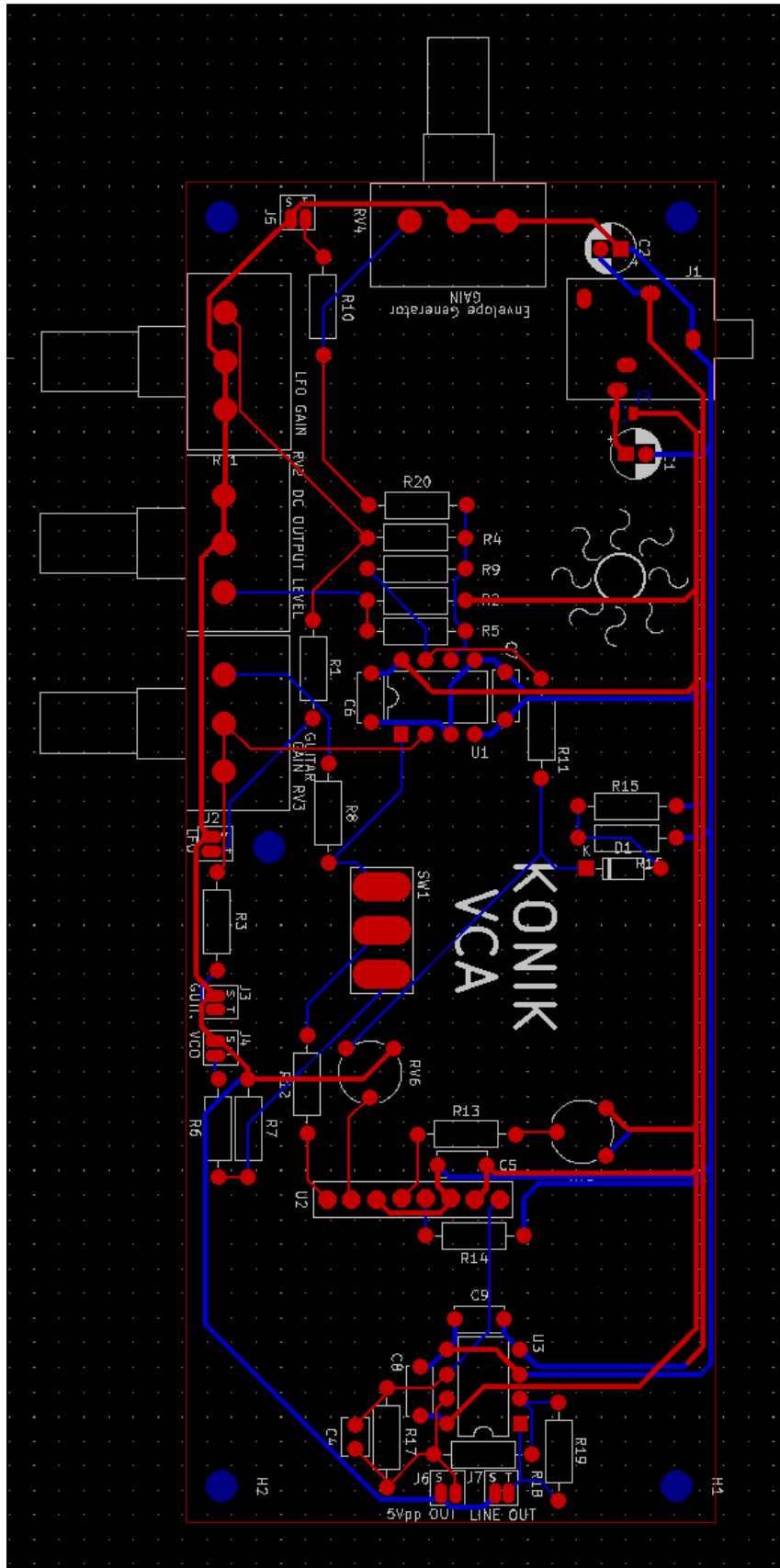
Obrázek 11.3: DSP LFO



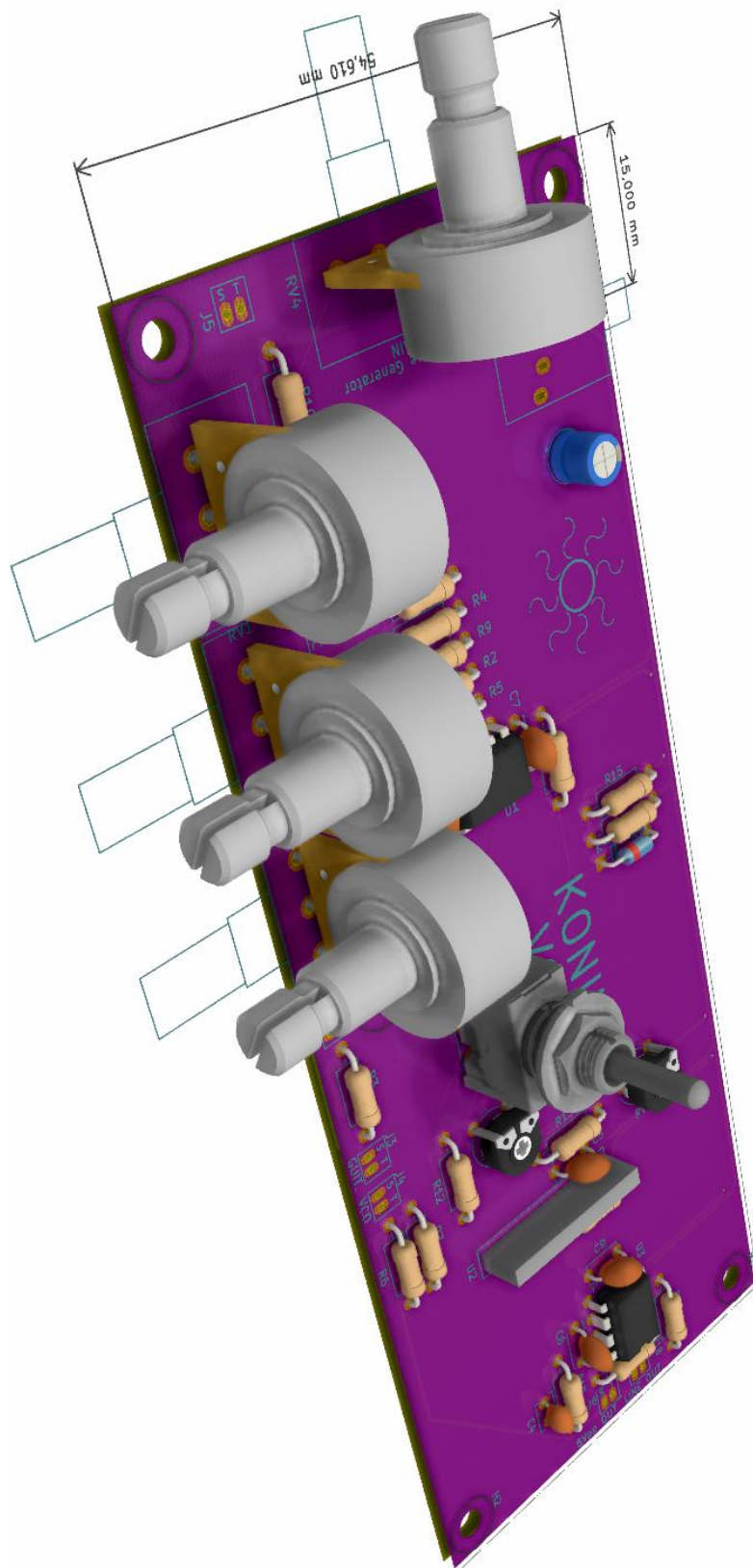
Obrázek 11.4: 3D model LFO

Reference(s)	Value	Footprint
C1	1u	C_Radial_D5.0mm_H5.0mm_P2.00mm
C3, C4, C5, C6, C7, C8, C9, C10, C11, C12, C13, C14	0.1u	C_Disc_D5.0mm_W2.5mm_P5.00mm
C15, C16	10u	CP_Radial_D5.0mm_P2.50mm
C17, C18	10n	C_Disc_D7.0mm_W2.5mm_P5.00mm
C19	2.2u	C_Disc_D7.0mm_W2.5mm_P5.00mm
D1, D2, D3, D4, D5	1N4148	D_DO-35_SOD27_P7.62mm_Horizontal
F1	Fuse	Fuse_0805_2012Metric
H1, H2, H3, H4, H5	MountingHole	MountingHole_3.2mm_M3
J1, J2, J3, J4, J5, J6, J7	AudioJack2	mono_jack
J8	ST-214C	ST_214C
Q1, Q3, Q4, Q5, Q6, Q7	2N3904	TO-92_Inline
Q2	2N3906	TO-92_Inline
R1, R7, R13, R22, R25, R26, R28, R29, R33	10k	R_Axial_DIN0207_L6.3mm_D2.5mm_P10.16mm_Horizontal
R2, R3, R24	20k	R_Axial_DIN0207_L6.3mm_D2.5mm_P10.16mm_Horizontal
R4, R5, R30, R32, R34, R35	4.7k	R_Axial_DIN0207_L6.3mm_D2.5mm_P10.16mm_Horizontal
R6	220k	R_Axial_DIN0207_L6.3mm_D2.5mm_P10.16mm_Horizontal
R8, R16, R39, R40	100k	R_Axial_DIN0207_L6.3mm_D2.5mm_P10.16mm_Horizontal
R9, R10	R	R_Axial_DIN0207_L6.3mm_D2.5mm_P10.16mm_Horizontal
R11, R12, R19, R20	51k	R_Axial_DIN0207_L6.3mm_D2.5mm_P10.16mm_Horizontal
R14, R15, R18, R21	68k	R_Axial_DIN0207_L6.3mm_D2.5mm_P10.16mm_Horizontal
R17	2.2k	R_Axial_DIN0207_L6.3mm_D2.5mm_P10.16mm_Horizontal
R23	330	R_Axial_DIN0207_L6.3mm_D2.5mm_P10.16mm_Horizontal
R27	5k	R_Axial_DIN0207_L6.3mm_D2.5mm_P10.16mm_Horizontal
R31	22k	R_Axial_DIN0207_L6.3mm_D2.5mm_P10.16mm_Horizontal
R36, R37, R38	220	R_Axial_DIN0207_L6.3mm_D2.5mm_P10.16mm_Horizontal
R41, R42, R43, R44, R45, R46	1k	R_Axial_DIN0207_L6.3mm_D2.5mm_P10.16mm_Horizontal
RV1, RV4	5k	Pot_wires
RV2	1Meg	Pot_wires
RV3, RV5, RV6, RV7, RV8, RV9	50k	Potentiometer_Piher_PT-6-V_Vertical
RV10, RV11	100k	Pot_wires
RV12, RV13	10k	Pot_wires
RV14, RV15, RV16	2.2Meg	Pot_wires
SW1	SW_SPDT	Pot_wires
U1, U2, U3, U4, U5, U6	TL072	DIP-8_W7.62mm
U7	NE555P	DIP-8_W7.62mm

Tabulka 3: Rozpis materiálu LFO



Obrázek 11.5: DSP VCA



Obrázek 11.6:3D model VCA

Reference(s)	Value	Footprint
C1, C2	CP	CP_Radial_D5.0mm_P2.00mm
C4	22p	C_Disc_D3.8mm_W2.6mm_P2.50mm
C5, C6, C7, C8, C9	0.1u	C_Disc_D5.0mm_W2.5mm_P5.00mm
D1	D_Schottky	D_DO-35_SOD27_P7.62mm_Horizontal
F1	Fuse	Fuse_0805_2012Metric
H1, H2, H3, H4, H5	MountingHole	MountingHole_3.2mm_M3
J1	ST-214C	ST_214C
J2, J3, J4, J5, J6, J7	AudioJack2	mono_jack
R1, R15	50k	R_Axial_DIN0207_L6.3mm_D2.5mm_P10.16mm_Horizontal
R2	250k	R_Axial_DIN0207_L6.3mm_D2.5mm_P10.16mm_Horizontal
R3, R7, R8	33k	R_Axial_DIN0207_L6.3mm_D2.5mm_P10.16mm_Horizontal
R4, R5, R6, R9, R18, R20	100k	R_Axial_DIN0207_L6.3mm_D2.5mm_P10.16mm_Horizontal
R10	300k	R_Axial_DIN0207_L6.3mm_D2.5mm_P10.16mm_Horizontal
R11	60k	R_Axial_DIN0207_L6.3mm_D2.5mm_P10.16mm_Horizontal
R12, R16, R17	20k	R_Axial_DIN0207_L6.3mm_D2.5mm_P10.16mm_Horizontal
R13	130k	R_Axial_DIN0207_L6.3mm_D2.5mm_P10.16mm_Horizontal
R14	5k1	R_Axial_DIN0207_L6.3mm_D2.5mm_P10.16mm_Horizontal
R19	75k	R_Axial_DIN0207_L6.3mm_D2.5mm_P10.16mm_Horizontal
RV1	500k	Potentiometer_Alps_RK163_Single_Horizontal
RV2	50k	Potentiometer_Alps_RK163_Single_Horizontal
RV3, RV4	100k	Potentiometer_Alps_RK163_Single_Horizontal
RV5	50k	Potentiometer_Piher_PT-6-V_Vertical
RV6	100k	Potentiometer_Piher_PT-6-V_Vertical
SW1	SW_SPDT	KNX-1-D1
U1, U3	TL072	DIP-8_W7.62mm
U2	THAT2181C	THAT2181

Tabulka 4: Rozpis materiálu VCA