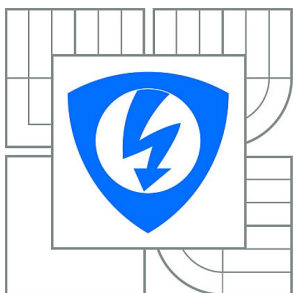


VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY



FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH
TECHNOLOGIÍ

ÚSTAV TELEKOMUNIKACÍ

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION
DEPARTMENT OF TELECOMMUNICATIONS

MODULÁRNÍ ANALOGOVÝ SYNTEZÁTOR

MODULAR ANALOG SYNTHESIZER

BAKALÁŘSKÁ PRÁCE

BACHELOR'S THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

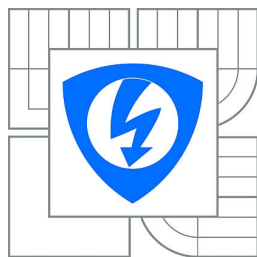
TOMÁŠ JAMBOR

VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

Ing. JIŘÍ SCHIMMEL, Ph.D.

BRNO 2015



VYSOKÉ UČENÍ
TECHNICKÉ V BRNĚ

Fakulta elektrotechniky
a komunikačních technologií

Ústav telekomunikací

Bakalářská práce

bakalářský studijní obor
Teleinformatika

Student: Tomáš Jambor

ID: 144539

Ročník: 3

Akademický rok: 2014/2015

NÁZEV TÉMATU:

Modulární analogový syntezátor

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

Seznamte se s principem modulárních analogových subtraktivních syntezátorů a s konstrukcí obvodů používaných v těchto zařízeních. Navrhněte a zkonstruujte modul napětím řízeného oscilátoru, modul napětím řízeného filtru a modul napětím řízeného zesilovače pro analogový subtraktivní syntezátor a také modul nízkofrekvenčního oscilátoru pro řízení parametrů ostatních modulů. Provedte měření parametrů jednotlivých modulů a analýzu výstupního signálu celého syntezátoru. Porovnejte spektra výstupních signálů se spektry jiných syntezátorů s podobně nastavenými parametry.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

- [1] SÝKORA, R.; KRUTÍLEK, F.; VČELARĚ, J. Elektronické hudební nástroje a jejich obvody. SNTL - Nakladatelství technické literatury, Praha, 1981. 436 s. 04-503-81
[2] SCHIMMEL, J. Studiová a hudební elektronika. Skripta VUT v Brně, 2012. 158 s. ISBN 978-80-214-4452-2

Termín zadání: 9.2.2015

Termín odevzdání: 2.6.2015

Vedoucí práce: Ing. Jiří Schimmel, Ph.D.

Konzultanti bakalářské práce:

doc. Ing. Jiří Mišurec, CSc.

Předseda oborové rady

UPOZORNĚNÍ:

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

ABSTRAKT

Cílem této práce bylo seznámení se s principem zvukových modulárních analogových syntezátorů a s konstrukcí obvodů používaných v těchto zařízeních. Jako hlavní metoda byla zvolena subtraktivní syntéza, založena na modulárním principu konstrukce zvukových syntezátorů. Součástí teoretické části je stručná historie syntezátorů a elektronických hudebních nástrojů, přehled dalších metod syntézy a podrobně rozebrané principy a moduly používané v subtraktivní syntéze. V praktické části bakalářské práce pak realizace a změření vlastností modulu napětím řízeného oscilátoru, napětím řízeného filtru, nízkofrekvenčního oscilátoru a napětím řízeného zesilovače. Pro napětím řízený zesilovač je navíc realizován výpočet a návrh zapojení.

KLÍČOVÁ SLOVA

Syntezátor, subtraktivní syntéza, modulace, oscilátor, generátor, filtr, řízený zesilovač, generátor obálky, nízkofrekvenční oscilátor

ABSTRACT

The aim of this work is to get acquainted with the principle of modular analog synthesizers and circuit design used in these devices. The subtractive synthesis was chosen like a main method, which is based on a modular design principle. The theoretical part include brief history of synthesizers and electronic musical instruments, review of other methods of synthesis and detailed elaboration of principles and modules used in subtractive synthesis. The practical part of this work is implementation and measuring properties of the module voltage controlled oscillator, voltage controlled filter, low frequency oscillator and voltage controlled amplifier. There is additionally implement calculation and design circuitry for voltage controlled amplifier.

KEYWORDS

Synthesizer, subtractive synthesis, modulation, oscillator, generator, filter, controlled amplifier, envelope generator, low frequency oscillator

PROHLÁŠENÍ

Prohlašuji, že svou bakalářskou práci na téma „Modulární analogový syntezátor“ jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího bakalářské práce a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

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

Brno

.....

(podpis autora)

PODĚKOVÁNÍ

Děkuji vedoucímu mé bakalářské práce panu Ing. Jiřímu Schimmelovi, Ph.D., který mi i přes svou pracovní vytíženost ochotně pomáhal při realizaci mé práce i problémy s ní spojenými. Dále děkuji panu prof. Ing. Kamilovi Vrbovi, CSc. za velikou pomoc a ochotu při učení mě práce s analogovými obvody, způsobu jejich návrhu a jejich oživování. Můj dík patří také panu Ing. Pavlu Hanákovi, Ph.D. a panu doc. Ing. Jaroslavu Kotonovi, Ph.D., kteří mi v malé ale velmi důležité míře pomohli. Děkuji také všem, kteří mě v průběhu mého bakalářského studia něco prospěšného naučili. Rád bych poděkoval i mé rodině, přítelkyni, kamarádům a samozřejmě sám sobě za velikou podporu.

Brno

.....

(podpis autora)



Faculty of Electrical Engineering
and Communication
Brno University of Technology
Purkynova 118, CZ-61200 Brno
Czech Republic
<http://www.six.feec.vutbr.cz>

PODĚKOVÁNÍ

Výzkum popsáný v této bakalářské pr byl realizován v laboratořích podpořených z projektu SIX; registrační číslo CZ.1.05/2.1.00/03.0072, operační program Výzkum a vývoj pro inovace.

Brno

.....

(podpis autora)



EVROPSKÁ UNIE
EVROPSKÝ FOND PRO REGIONÁLNÍ ROZVOJ
INVESTICE DO VAŠÍ BUDOUCNOSTI



OBSAH

Úvod	14
1 Teoretická část	15
1.1 Historie elektronických nástrojů	15
1.2 Přehled a popis metod syntézy	19
1.2.1 Aditivní metoda	19
1.2.2 Subtraktivní metoda	20
1.2.3 Modulační metoda	20
1.2.4 Tvarovací metoda	21
1.2.5 Slučovací metoda	22
1.2.6 Tabulková metoda	22
1.2.7 Samplovací metoda	23
1.2.8 Fyzikální modelování	23
1.3 Subtraktivní syntéza	23
1.3.1 Klaviatura	24
1.3.2 Generátor	25
1.3.3 Filtr (modifikátor)	26
1.3.4 Napětím řízený zesilovač	28
1.3.5 Generátor obálky	29
1.3.6 Nízkofrekvenční oscilátor	31
1.3.7 Efekty	31
2 Návrh a realizace modulárního subtraktivního syntezátoru	32
2.1 Blokové schéma	32
2.2 Napětím řízený oscilátor	33
2.2.1 Oživení	34
2.2.2 Změřené výsledky	34
2.3 Napětím řízený filtr	35
2.3.1 Oživení	36
2.3.2 Změřené výsledky	36
2.4 Nízkofrekvenční oscilátor	38
2.4.1 Oživení	38
2.4.2 Změřené výsledky	39
2.5 Napětím řízený zesilovač	40
2.5.1 Návrh a výpočet zapojení	40
2.5.2 Návrh DPS a složení modulu	49

2.5.3	Oživení	49
2.5.4	Změřené výsledky	50
3	Závěr	52
3.1	VCO	52
3.2	VCF	52
3.3	LFO	52
3.4	VCA	53
3.5	Shrnutí	53
	Literatura	54
	Seznam symbolů, veličin a zkratk	56
	Seznam příloh	58
A	Přílohy VCO	59
A.1	Schéma	59
A.2	DPS	59
A.3	Časové průběhy a jejich spektra při kmitočtu 2340 Hz	60
A.4	Změřené závislosti řídicích vstupů	64
B	Přílohy VCF	65
B.1	Schéma	65
B.2	DPS	65
B.3	Modulové kmitočtové charakteristiky filtru	66
B.4	Modulové kmitočtové charakteristiky filtru typu LP pro různá nastavení jakosti filtru	68
B.5	Závislosti mezních frekvencí LP, BP a HP na řídicím napětí na vstupu 1V/OCT	70
B.6	Průběhy odchylek závislosti mezních frekvencí na řídicím napětí od teoretických hodnot	72
C	Přílohy LFO	74
C.1	Schéma	74
C.2	DPS	74
C.3	Časové průběhy a jejich spektra při rozsahu $x 1.0$, a při kmitočtu 80 Hz	75
C.4	Časové průběhy a jejich spektra při rozsahu $x 0.1$, a při kmitočtu 9,62 Hz	79

D Přílohy VCA	83
D.1 Schéma	83
D.2 Výkresy z Eaglu	83

SEZNAM OBRÁZKŮ

1.1	Telharmonium[6]	15
1.2	Theremin[11]	15
1.3	RCA Mark II[6]	16
1.4	MoogMinimoog[7]	17
1.5	ARP2500[6]	17
1.6	CMI[13]	18
1.7	TR-808[12]	18
1.8	Moog Minimoog Voyager XL[8]	18
1.9	Blokové schéma subtraktivní syntézy	23
1.10	Obecné blokové schéma syntezátoru	25
1.11	Modulová kmitočtová charakteristika filtru typu dolní propust . . .	27
1.12	Modulová kmitočtová charakteristika filtru typu horní propust . . .	27
1.13	Modulová kmitočtová charakteristika filtru typu pásmová propust .	27
1.14	Modulová kmitočtová charakteristika filtru typu pásmová zádrž . . .	27
1.15	Modulová kmitočtová charakteristika low-shelving filtru	27
1.16	Modulová kmitočtová charakteristika hi-shelving filtru	27
1.17	Modulová kmitočtová charakteristika all-pass filtru	28
1.18	Modulová kmitočtová charakteristika formantového filtru	28
1.19	Obálka typu ADSR s lineárním průběhem	29
1.20	Obálka s dalšími rozšířenými parametry	30
2.1	Blokové schéma realizovaného syntezátoru	32
2.2	Odchylka změřené závislosti frekvence na řídicím napětí na vstupu $1 V/OCT$ od teoretické hodnoty	35
2.3	Průběhy odchylek závislostí mezních frekvencí na řídicím napětí všech typů filtru od teoretických hodnot	37
2.4	Násobička napětí	42
2.5	Sčítací zapojení OZ	43
2.6	Napěťový dělič pro vstupní signál	44
2.7	Sčítací zapojení OZ s možností nastavení ss složky	46
2.8	Napěťový dělič pro řídicí signál s možností nastavení ss složky	46
2.9	Emitterový sledovač	47
2.10	Násobička napětí	48
2.11	Filtrace napájecího napětí	49
2.12	Závislost zesílení na řídicím napětí	50
2.13	Závislost výstupního napětí na řídicím napětí	51
A.2	DPS VCO	59
A.3	Časový průběh <i>SINEWAVE</i>	60

A.4	Spektrum signálu <i>SINEWAVE</i>	60
A.5	Časový průběh <i>TRIANGLE</i>	61
A.6	Spektrum signálu <i>TRIANGLE</i>	61
A.7	Časový průběh <i>SAWTOOTH</i>	62
A.8	Spektrum signálu <i>SAWTOOTH</i>	62
A.9	Časový průběh <i>PULSE</i>	63
A.10	Spektrum signálu <i>PULSE</i>	63
A.11	Závislost frekvence na řídicím napětí na vstupu <i>1 V/OCT</i>	64
A.12	Závislost frekvence na řídicím napětí na vstupu <i>LIN FM</i>	64
B.2	DPS VCF	65
B.3	Modulová kmitočtová charakteristika filtru typu LP	66
B.4	Modulová kmitočtová charakteristika filtru typu BP	66
B.5	Modulová kmitočtová charakteristika filtru typu HP	67
B.6	Modulová kmitočtová charakteristika filtru typu AP	67
B.7	Modulová kmitočtová charakteristika filtru typu LP, minimální Q	68
B.8	Modulová kmitočtová charakteristika filtru typu LP, střední Q	68
B.9	Modulová kmitočtová charakteristika filtru typu LP, maximální Q před samo-oscilací	69
B.10	Závislost mezní frekvence filtru typu LP na řídicím napětí na vstupu <i>1V/OCT</i>	70
B.11	Závislost mezní frekvence filtru typu BP na řídicím napětí na vstupu <i>1V/OCT</i>	70
B.12	Závislost mezní frekvence filtru typu HP na řídicím napětí na vstupu <i>1V/OCT</i>	71
B.13	Závislost mezní frekvence filtru všech typů filtru na řídicím napětí na vstupu <i>1V/OCT</i>	71
B.14	Průběh odchylky závislosti mezní frekvence na řídicím napětí filtru typu LP od teoretických hodnot	72
B.15	Průběh odchylky závislosti mezní frekvence na řídicím napětí filtru typu BP od teoretických hodnot	72
B.16	Průběh odchylky závislosti mezní frekvence na řídicím napětí filtru typu HP od teoretických hodnot	73
C.2	DPS LFO	74
C.3	Časový průběh <i>SAWTOOTH</i>	75
C.4	Spektrum signálu <i>SAWTOOTH</i>	75
C.5	Časový průběh <i>TRIANGLE</i>	76
C.6	Spektrum signálu <i>TRIANGLE</i>	76
C.7	Časový průběh <i>SINE</i>	77
C.8	Spektrum signálu <i>SINE</i>	77

C.9	Časový průběh <i>SQUARE</i>	78
C.10	Spektrum signálu <i>SQUARE</i>	78
C.11	Časový průběh <i>SAWTOOTH</i>	79
C.12	Spektrum signálu <i>SAWTOOTH</i>	79
C.13	Časový průběh <i>TRIANGLE</i>	80
C.14	Spektrum signálu <i>TRIANGLE</i>	80
C.15	Časový průběh <i>SINE</i>	81
C.16	Spektrum signálu <i>SINE</i>	81
C.17	Časový průběh <i>SQUARE</i>	82
C.18	Spektrum signálu <i>SQUARE</i>	82
D.3	Výkres DPS bottom	83
D.4	Osazovací výkres bottom	84
D.5	Osazovací výkres top	84

SEZNAM TABULEK

2.1	Naměřené hodnoty jednotlivých průběhů	35
2.2	Parazitní vlastnosti VCF	37
2.3	Vlastnosti jednotlivých typů filtru	38
2.4	Frekvenční rozsah LFO	39
2.5	Vlastnosti průběhů pro rozsah x 1.0	39
2.6	Vlastnosti průběhů pro rozsah x 0.1	39
2.7	Parazitní vlastnosti VCA	50
D.1	Seznam použitých součástek	85

ÚVOD

Tato práce se věnuje oblasti zvukové syntézy, konkrétně se budu zabývat modulovou analogovou subtraktivní (rozdílovou) syntézou. Hlavním cílem práce je zkonstruování tří modulů, a to konkrétně: napětím řízeného oscilátoru, napětím řízeného filtru a nízkofrekvenčního oscilátoru. Dále pak návrh a realizace napětím řízeného zesilovače. Jako hlavní zdroj pro realizaci konstrukce modulů byly zvoleny návrhy ze stránek Yvese Ussona [16], které jsou součástí jeho velkého projektu modulárního syntezátoru „The YUSYNTH #000“.

Teoretická část této práce se věnuje historii zvukových syntezátorů, vzniklých od roku 1895, kdy Thaddeus Cahill dostal patent na tzv. „zařízení pro elektrické generování hudby“, až po dnešní komerčně vyráběné syntezátory. Dále se tato část věnuje soupisu, rozdělení a stručnému popisu nejznámějších metod zvukové syntézy. V další části tato práce předkládám podrobný popis a princip činnosti jednotlivých modulů subtraktivní syntézy, konkrétně jsou jimi tónový generátor, filtr, zesilovač, generátor obálky, nízkofrekvenční generátor a efektní procesor.

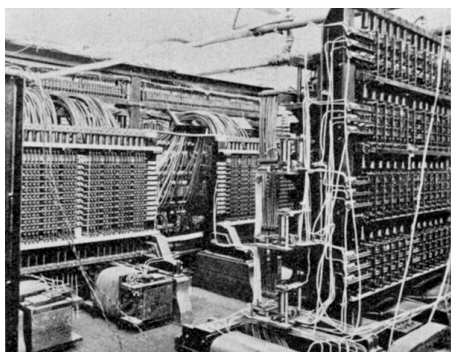
Druhá, praktická část práce se zabývá návrhem, realizací a změřením parametrů modulů. Napětím řízený oscilátor má být schopný generovat více průběhů, přičemž bude možnost ovládnutí jeho frekvence. Nízkofrekvenční oscilátor má být také schopný generovat více průběhů, ale na velmi nízkých kmitočtech. Napětím řízený filtr má umožňovat přepínání mezi různými typy filtrů u kterých bude možno napětím řídit jejich mezní frekvenci. Pro modul napětím řízeného filtru bude zpracován kompletní návrh zapojení a výpočet součástek. Modul má podle napětí měnit zesílení vstupního signálu. Všechny moduly budou oživeny a změřeny jejich vlastnosti pro jejich výsledné zhodnocení.

1 TEORETICKÁ ČÁST

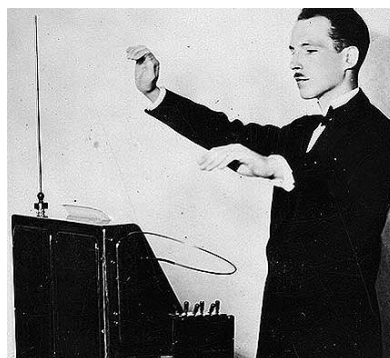
1.1 Historie elektronických nástrojů

Informace o historii byly čerpány z následujících zdrojů:[9][14][6]. Jako první použil označení „syntéza“ kanadský vědec Thaddeus Cahill, který si také nechal toto označení v roce 1895 patentovat. Zkonstruoval zařízení které bylo prvním předchůdcem elektronických hudebních nástrojů, Telharmonium, zvané také Dynamophone 1.1, které pracovalo na principu aditivní syntézy. Toto zařízení si nechal také roku 1897 patentovat, mělo cenu okolo 200 000 dolarů, vážilo 200 t a mělo rozlohu 18 m². Obsahovalo 145 upravených dynam s induktory generujícími signál ve slyšitelné oblasti. Thaddeus Cahill později založil společnost New England Electric Music Company, ve které realizoval svou myšlenku veřejně reprodukce. Z Telharmonia se pomocí vznikající telefonní sítě vysílal signál do veřejných prostor.

Skutečně prvním hudebním nástrojem, který pracoval pouze elektronicky, bylo Audio Piano. Jeho konstruktér Lee De Forest si ho nechal patentovat roku 1916. Pak následoval v roce 1920 ruský vynálezce Lev S. Termen, známější spíše jako Léon Thérémin, který přišel s nástrojem Theremin 1.2. Tento nástroj obsahoval dva oscilátory, jeden s pevně danou frekvencí 170 kHz a druhý s nastavitelnou frekvencí 168 kHz – 170 kHz. Přibližováním ruky k jedné z antén se měnila frekvence druhého oscilátoru, přičemž vznikaly zázněje, a tak i signál ve slyšitelné oblasti. Rozsah tónů byl E2 – C5. Později byla přidána druhá anténa pro ovládání hlasitosti. Nástroj je hojně využívaný dodnes.



Obr. 1.1: Telharmonium[6]



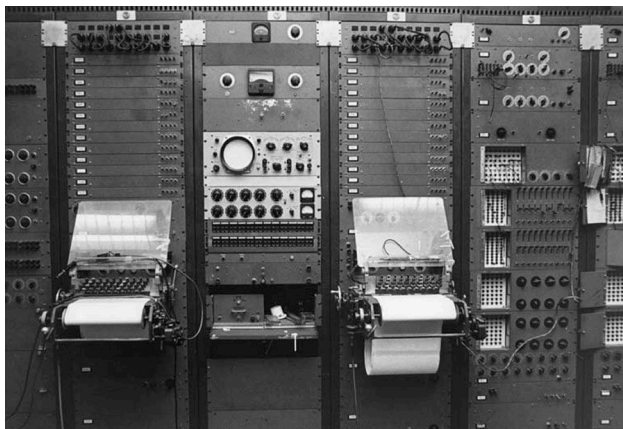
Obr. 1.2: Theremin[11]

V roce 1923 Maurice Martenot společně s Léonem Théréminem vytvořili nástroj založený na principu dřívějšího Thereminu. Tím byly Martenotovy vlny, které měly sedmi-oktávovou klávesnici. První oscilátor byl fixní, druhý oscilátor byl pro každou klávesu naladěn zvlášť. Dále bylo možné zvuk upravovat filtry a na konci řetězce se zvuk vysílal reproduktorem se třemi difuséry. Dalším byl například dvou-oscilátorový

Spherophone od německého Jörgera Magera z roku 1926. První automatický hudební nástroj poté vytvořili Eduard E. Coupleux a Joseph A. Givelet. Tento nástroj hrál pomocí perforovaného papíru.

Roku 1930 německý inženýr Freidrich Adolf Trautwein představil nástroj Trautonium. Zařízení obsahovalo odporový drát s tónovou stupnicí nad kovovým plátem. Po přitlačení drátu se generoval určitý tón podle polohy kontaktu. Původní Trautonium mělo tři oktávy, které bylo možné transponovat pomocí přepínače. Později byl přidán šumový generátor, generátor obálky, subharmonický oscilátor a formantový filtr pro vytváření samohlásek. V roce 1935 vznikly legendární varhany Hammond, které vytvořil Lauresem Hammond. Princip varhan spočívá v otáčení mechanických kol v blízkosti elektromagnetického snímače, na kterém se indukoval signál podobný sinusovému průběhu, jejichž frekvence byla dána počtem zubů. Principem aditivní syntézy se sčítaly jednotlivé harmonické vznikající na snímačích, a tak došlo k vytvoření signálu s daným tónem a barvou. Nástroj se v nejrůznějších modifikacích vyrábí dodnes.

Dalším z nástrojů byl syntezátor RCA Mark II.3 který v roce 1954 společně postavili Harry F. Olsen a Herbert Belar. Byl to první programovatelný nástroj. Pomocí alfanumerických klávesnic nebo pomocí děrných štítků bylo ovládáno několik oscilátorů skládajících se z 1700 elektronek. V roce 1957 Max V Mathews začal používat pro řízení vytváření muziky počítač IBM 7090.



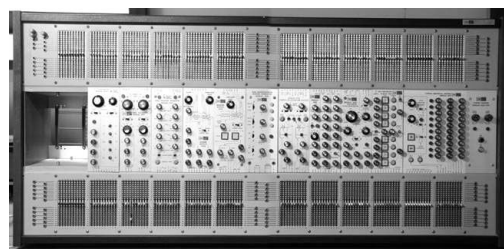
Obr. 1.3: RCA Mark II[6]

Na konci 50. let se objevil Chamberlin 660, ze kterého vychází nástroj Mellotron Mark II a později Mellotron 400. Tyto nástroje revolučně používaly smplovací metodu, kdy při stisku každé klávesy byly spuštěny záznamy zaznamenané na magnetofonových páscích. Nezaměnitelnou charakteristiku zvuku jim dodával velký šum. Z tohoto zařízení vycházely všechny další samplery a nástroje postavené na smplovací metodě.

S příchodem integrovaných obvodů přišel velký rozmach, kdy se elektronické zvukové nástroje začaly sériově vyrábět a nebyla to záležitost jen vývojových pracovišť. Největší ikonou této doby se stal díky vynalezení modulárních systémů a napětově řízených oscilátorů a filtrů, Robert Moog. Ten vyšel ze zkušeností se stavbou RCA Mark II a roku 1965 představil svůj vlastní syntezátor. Díky modulárnímu principu bylo možné moduly syntezátorů propojovat a spojit více modulů dohromady podle potřeby. V témže roce měli další dva vynálezci stejnou myšlenku jako Rober Moog. Prvním byl Donald Buchla, který jako první uvedl na trh VCO, druhým pak Paul Ketoff s projektem Synket. Robert Moog udal na trh roku 1970 legendární Moog Minimoog1.4, který nemá modulární koncepci, ale je kompaktní. Skládá se ze tří oscilátorů, žebříčkovým filtrem u VCF, dvou EG a LFO. Ve stejném roce firma ARP vydává na trh ARP 25001.5, modulární analogový syntezátor. Od této doby se elektronické nástroje začaly hojně využívat v hudební tvorbě.



Obr. 1.4: MoogMinimoog[7]



Obr. 1.5: ARP2500[6]

První digitální DDS (direct digital synthesizer) vytvořili roku 1972 S. Alons a C Jonese. Roku 1975 byly na trh uvedeny Moog Polymoog a ARP Omni. Oba dva byly polyfonní nástroje a využívaly varhanního generátoru ve své struktuře. Další revolucí byl Prophet-5 od Sequential Circuits vydaný roku 1978. Byl to první syntezátor řízený mikroprocesorem. Nástroj byl osmihlasý, programovatelný s možností ukládání nastavených parametrů do paměti a vytváření presetů. Dále se v 70. letech začínají vyrábět digitální sekvencery, na kterých bylo možné zadávat instrukce, pomocí kterých pak byl řízený libovolný napětím řízený syntezátor. A to v první řadě Synthi 100 od EMS. Další pak MC-8 Microcomposer od japonské firmy Roland, který byl znatelně úspěšnější. Na konci 70. let se na sekvencerech začaly objevovat arpeggiátory, které ze zahraničných not nebo akordů vytvářely rozložené akordy a sekvence.

V roce 1979 vznikl projekt CMI (Computer Musical Instrument)1.6 od australské firmy Fairlight. Revoluční nástroj vycházel z principu Mellotronu s tím rozdílem, že přehrávaný vzorek nebyl přehraný z magnetofonových pásek, ale z digitální paměti. Vzorky bylo dále možné upravovat přímo na monitoru, ukládat je na diskety a později je znovu použít. V 80. letech pak vznikaly bicí automaty, které pomocí

sekvenceru přehrávaly vzorky z paměti. Tím se začalo zrychlovat BPM (Beats Per Minutes – úderů za minutu), což nebránilo vznikům nových, tanečních žánrů hudby. Nejvýznamnějšími bicími automaty jsou Roland TR-8081.7 a TR-909.



Obr. 1.6: CMI[13]



Obr. 1.7: TR-808[12]

Významným mezníkem při vzniku elektronických hudebních nástrojů se stala dohoda o protokolu MIDI (Musical Instruments Digital Interface), který byl domluven mezi dvanácti tehdejšími známými firmami na mezinárodní výstavě NAMM roku 1982. Prvním syntezátorem používající rozhraní MIDI se stal Prophet 600 od Sequential Circuits. V druhé polovině 90. let nastala éra návratu k analogovým nástrojům a důraz na samostatný zvuk. Hudebníci preferovali signál analogový, a tak se začaly vyrábět nástroje hybridní (analogová část generující signál a digitální část pro řízení nástroje). Jedním z nich byl například Minimoog Voyager1.8 vycházející z Minimoogu od firmy Moog. Na přelomu století se už však počítače dostaly na takovou výpočetní úroveň, že bylo možné na nich realizovat systémy DAW (Digital Audio Workstation).



Obr. 1.8: Moog Minimoog Voyager XL[8]

1.2 Přehled a popis metod syntézy

Tato kapitola se věnuje stručnému přehledu a popisu základních metod syntézy. Základní rozdělení metod je na analogové a digitální podle způsobu zpracování signálu. Analogová metoda se pak dále dělí na lineární, kde nedochází k nelineárnímu zkreslení a nelineární, kde naopak k tomuto zkreslení dochází.[2]

1.2.1 Aditivní metoda

Této metodě se také říká součtová. Pracuje na principu sčítání jednotlivých periodických signálů vytvořených pomocí oscilátorů, jejichž průběhy se sčítají a na výstupu tak dostaneme požadovaný signál. Amplitudy jednotlivých harmonických složek se dají v čase měnit, nebo se některé harmonické dají úplně vypustit, tím dostaneme požadovaný charakter signálu. Koefficienty Fourierovy řady jsou dány součtem koeficientů Fourierovy řady jednotlivých harmonických generátorů. Tvar Fourierovy řady je dán rovnicí[2]

$$s(t) = \sum_{i=1}^N \sum_{k=-\infty}^{\infty} c_{ki} e^{jk\omega_i t}, \quad (1.1)$$

kde $s(t)$ je výstupní signál, N je počet oscilátorů, k je číslo příslušné harmonické, c_{ki} je k -tý koeficient Fourierovy řady i -tého oscilátoru a ω_i je úhlový kmitočet první harmonické.[2]

Harmonická syntéza

Jedná se o případ aditivní syntézy, kdy oscilátory vytvářejí jednotlivé harmonické složky přesných celočíselných násobků první harmonické složky. Výsledný signál $F(t)$ lze pak popsat dle vzorce[3]

$$F(t) = A_0 + \sum_{k=1}^n A_k \sin(k\omega t + \varphi_k), \quad (1.2)$$

kde A_0 je stejnosměrná složka, ta je pro syntézu bezvýznamná. A_k je amplituda k -té harmonické, n je počet harmonických, k je číslo příslušné harmonické, ω je kruhová frekvence, φ_k je fázový posuv k -té harmonické a t je čas.[3]

Složková syntéza

Tato syntéza je postavená na stejném principu jako syntéza harmonická, s tím rozdílem, že jako jednotlivé složky signálu neslouží harmonické, ale jsou použity kmitočty hudebních intervalů. Je to z toho důvodu, že některé harmonické složky mají vysoký poměr disonance.

Vektorová syntéza

Je založena na principu prolínání několika (většinou čtyř) zvukových zdrojů. Zdrojem signálu už není sinusový průběh, ale libovolný signál. Poměr jednotlivých zdrojů signálu se v čase mění podle vektoru hlasitosti.[2]

1.2.2 Subtraktivní metoda

Bývá také nazývána rozdílová. Tato metoda se skládá ze dvou základních částí. První částí je generátor signálu bohatého na spektrální složky, signál bývá nejčastěji pilového, obdélníkového nebo náhodného signálu. Častým zdrojem bývá signál vzniklý na základě aditivní syntézy. Druhá část je modifikátor, který některé spektrální složky omezí nebo zvýrazní. Princip subtraktivní metody je analogií s přirozeným vznikem zvuků. Příkladem může být hra na housle, kde je kmitající struna zdrojem signálu (oscilátor), který je spektrálně omezen nebo zvýrazněn korpusem houslí (modifikátor). Této metodě se bude detailněji věnovat následující kapitola 1.3.

1.2.3 Modulační metoda

Tyto metody vznikají při řízení určitého parametru v řetězci jiným signálem, který je nejčastěji generovaný pomocí LFO. Takto vznikají nové spektrální složky úměrné součtům a rozdílům složek již přítomných.

Amplitudová modulace

Při amplitudové modulaci se v čase mění velikost amplitudy c_0 nosného signálu $F(t)$ podle signálu modulačního $G(t)$. Obecný výraz pro tuto modulaci má tvar[3]

$$f(t) = c_0(1 + m \cdot G(t))F(t), \quad (1.3)$$

kde $f(t)$ je výsledná funkce, m je hloubka modulace a t je čas.[3]

Frekvenční modulace

Zde dochází ke změně úhlové frekvence ω_0 nosného signálu. Často se používá jako modulační průběh periodický, nahodilý nebo průběh z generátoru obálky AD nebo ADSR. Modulaci pak lze popsat podle vzorce[3]

$$f(t) = c_0 \sin \left(\omega t + \frac{\Delta\omega}{\Omega} \sin \Omega t \right), \quad (1.4)$$

kde $f(t)$ je výsledná funkce, c_0 je amplituda signálu, ω je úhlová frekvence, $\Delta\omega$ je modulační zdvih, Ω je moduluující frekvence a t je čas.[3]

Fázová modulace

Při modulaci fázového posunu signálu, periodicky či nahodile, se mění fáze nosného signálu. Což není slyšitelné, ale po sečtení se signálem původním dochází k odčítání signálu a vzniku hřebenového filtru.[2]

Pulsně šířková modulace

Tato modulace je založena na změně střídavy pulsního signálu. Spektrum signálu na této střídě závisí. Při ztenčujícím se pulsu přibývají ve spektru vyšší harmonické.

Spektrální modulace

Dochází zde k periodickému či nahodilému ovlivňování frekvenční struktury modulaného signálu. V čase se mění se amplituda spektrálních složek signálu. Často se udává jako modulace formantová a je spojena s řízením VCF.

Kruhová modulace

Násobením dvou signálů vznikne součtová a rozdílová složka přičemž se potlačí ta původní. Kruhovou modulaci popisuje rovnice[3]

$$f(t) = F(t) \times G(t), \quad (1.5)$$

kde $f(t)$ je výsledná funkce, $F(t)$ je první funkce, $G(t)$ je druhá funkce a t je čas.[3]

Parametrická modulace

Je speciální druh modulace, kdy pomocí zpětné vazby přivedeme výstupní signál na vstup řízení některého parametru. Je tak dosaženo modulace signálu „sebou samým“.

1.2.4 Tvarovací metoda

Tato metoda udává zcela jiný směr syntézy zvuku, který je spjatý s digitálním zpracováním signálu. Spočívá ve vytváření nových časových průběhů nelineárním tvarováním nebo přímým zadáváním tvaru funkce. Metoda ale musí být relativně co nejjednodušší, aby mohla fungovat v reálném čase.

Nelineární tvarování

Nastane, když vstupní signál projde obvodem s nelineární charakteristikou. Vznikají nové vyšší harmonické složky a dochází k nelineárnímu zkreslení signálu. Výsledný

signál závisí pouze na tvaru přenosové funkce, která má požadovaný tvar podle potřeby použití.

Přímé zadávání průběhu

Metoda spočívá v přímém zadávání časového periodického či neperiodického průběhu, a také v dynamické manipulaci s jeho průběhem. Často se nahrazuje sinusový průběh jinou jednoduše vyjádřitelnou křivkou. Pro ovládání vlastností průběhu v čase se zavádí parametr, jehož hodnota je řízena jiným signálem.

1.2.5 Slučovací metoda

Pomocí krátkých zvukových úseků dlouhých pár milisekund se poskládá nový delší zvukově zajímavý celek.

Segmentační syntéza

Pomocí exaktně zadaných křivek se vynese průběh rozdělený do určitého počtu segmentů. Může se jednat o segmentaci lineární, kde dochází ke spojování bodů vždy na začátku segmentu nebo nelineární, kde dochází ke spojování bodů např. pomocí paraboly.

Granulární syntéza

V této syntéze se skládá několik časově krátkých úseků (10–50 ms) tzv. gránů za sebe, což lidský mozek díky svým vlastnostem vnímá jako jeden celistvý spojitý zvuk.

Formantová syntéza

Využívá se ke zpracování řečového signálu pomocí formantů. Formanty jsou lokální spektrální maxima, která vznikají rezonancí v ústní dutině. Ve formantové syntéze se řečový signál vytvoří pomocí jednotlivých hlásek, které se skládají z několika formantů. Možné je pak syntetizovat libovolnou větu nebo větný celek.

1.2.6 Tabulková metoda

Jedná se o metodu přehrávání vlnových průběhů, kdy jsou jednotlivé vlnové průběhy uloženy v paměti. Často se jedná o paměť ROM, kde není možnost přepisu. Průběhy (vzorky) jsou přehrávány na základě tabulky, kdy každý vzorek má svoje číslo podle typu průběhu a jeho výšky. V paměti ROM jsou obsaženy takové průběhy, aby bylo možno syntézou napodobit reálný akustický nástroj.

1.2.7 Samplovací metoda

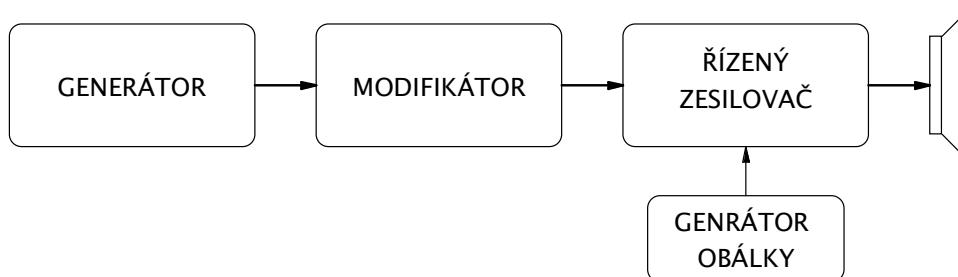
Spíše než o zvukovou syntézu se v tomhle případě jedná o přehrávání předem připravených zvukových úseků, tzv. vzorků, což ale hráči ubírá na variabilitě úpravy výstupního signálu. Sampler zato ale může obsahovat obrovské množství vzorků, což může být pro daný přednes dostačující.

1.2.8 Fyzikální modelování

Vychází ze znalosti akustických nástrojů a jejich způsobu vytváření zvuku, podobá se metodě subtraktivní. Skládá se tedy z oscilátoru a modifikátoru. Větší důraz je zde ale kladen na způsob buzení (excitátor), zatímco u subtraktivní metody je kladen důraz na modifikátor (rezonátor). Pomocí fyzikálního modelování syntetizujeme zvuk tak, že při jeho průběhu měníme parametry takovým způsobem, aby jsme simulovali určitý hudební akustický nástroj. Nejznámější metodou fyzikálního modelování se stala VAS (Virtuální Akustická Syntéza), s kterou v roce 1993 přišla firma YAMAHA.

1.3 Subtraktivní syntéza

Jak už bylo řečeno v předchozí kapitole, jedná se o metodu, kdy máme zdroj signálu (generátor) bohatý na spektrální složky, kterému pak dále pomocí modifikátoru a jeho parametrů upravujeme požadované vlastnosti tak, aby jsme dostali výsledný zvuk. Ať už jde o zvuk, co nejlépe simulující některé akustické nástroje nebo zvuky z nejrůznějších zdrojů, které známe ve své přirozené podobě. To je těžší, protože máme získaný zvuk s čím srovnávat nebo může jít o záměrné vytvoření nových, v přirozeném prostředí se nevyskytujících zvuků.



Obr. 1.9: Blokové schéma subtraktivní syntézy

Časový průběh výstupního signálu subtraktivního syntezátoru je dán konvolucí vstupního signálu a impulsní odezvy filtru použitým v modifikátoru. Podle poučky o spektru konvoluce dvou signálů platí pro spektrální funkci výstupního signálu $S_2(\omega)$ rovnice[2]

$$S_2(\omega) = S_1(\omega) \cdot H(\omega), \quad (1.6)$$

kde $S_1(\omega)$ je spektrální funkce vstupního signálu a $H(\omega)$ je kmitočtová charakteristika použitého filtru. Spektrum výstupního signálu je tedy dáno součtem spektrální funkce vstupního signálu a přenosové funkce modifikátoru.[2]

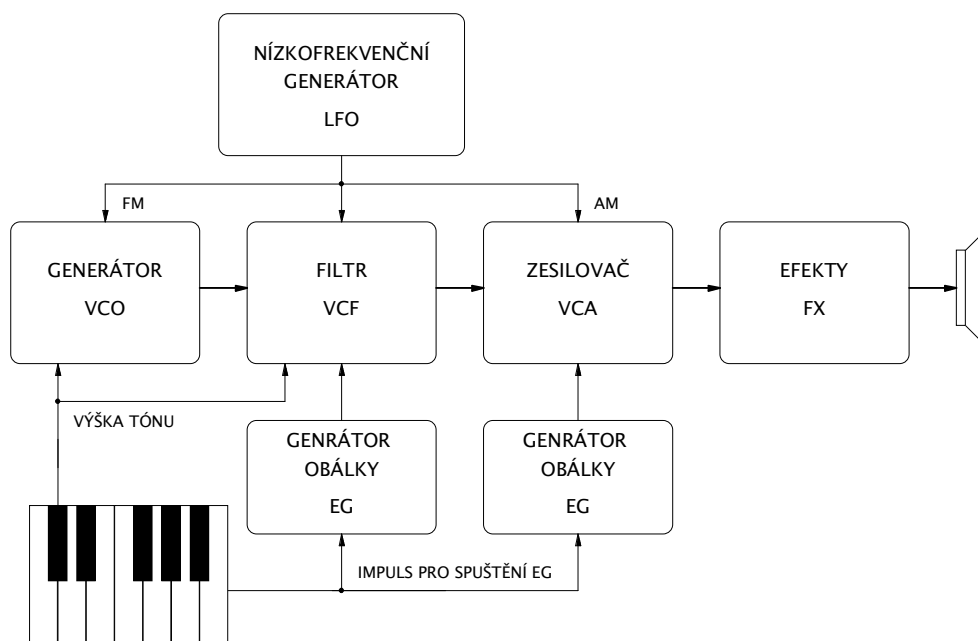
S ryze subtraktivní metodou je možné se setkat jen zřídka, protože pro dosažení slušného výsledku potřebujeme signál např. modulovat nebo pomocí principu aditivní syntézy sčítat. Na obrázku 1.10 je znázorněno základní blokové schéma jednoduchého subtraktivního syntezátoru kombinovaného s dalšími metodami syntéz. Jako zdroj signálu slouží napětím řízený oscilátor (dále jen VCO), který reaguje na podnět z kláves. Stisk klávesy dále vyšle impuls pro spuštění generátor obálky (dále jen EG) pro jednotlivé moduly. Podle velikosti napětí na vstupu (1V/OCT – zvýšení napětí o 1 V znamená zvýšení tónu o jednu oktávu) generátor nastaví konkrétní frekvenci s konkrétním typem průběhu. Tento modul je možno modulovat pomocí frekvenční modulace podle průběhu nízkofrekvenčního oscilátoru (dále jen LFO). Další v řetězci je napětím řízený filtr (dále jen VCF), který podle navolené frekvenční charakteristiky propouští nebo nepropouští jen určitou část spektra signálu. Modul je také možno řídit pomocí LFO nebo i pomocí EG. Po průchodu signálu VCF jde signál do napětím řízeného filtru (dále jen VCA), kde se pracuje s amplitudou. Zde je možnost amplitudové modulace, a to buď pomocí LFO nebo EG. Poslední ve schématu jsou efekty, které se nejčastěji řadí jako poslední do řetězce.

1.3.1 Klaviatura

Klaviatura je vstupním prvkem řetězce. Při stisknutí klávesy se vyšle několik informací: výška zahraného tónu, která je úměrná velikosti napětí z klaviatury, dále rychlost stisknutí, která ovlivňuje amplitudu signálu, což je řešeno pomocí časového rozdílu mezi stisknutím dvou kontaktů. První je spuštěn při zahájení stisku klávesy a druhý při domáčknutí klávesy do dolní polohy a klaviatura také vyšle spouštěcí impuls pro generátory obálky.

Sledovač klaviatury

Pro různé tóny generující se z oscilátoru jsou parametry modifikátoru (VCF) relativní. Absolutní hodnoty kmitočtů spektrálních složek jsou odvozeny od základní



Obr. 1.10: Obecné blokové schéma syntezátoru

harmonické složky určitého tónu, proto jsou syntezátory vybaveny „sledovačem klaviatury“ na VCF, kde je mezní (dolní, horní) kmitočet filtru řízený napětím jdoucí z klaviatury, aby vzájemný poměr spektrálních složek zůstal zachován a neměnil se tak charakter zvuku.[2]

1.3.2 Generátor

Jde o část syntezátoru, kde dochází ke generování signálu nebo energie. Často se skládá z oscilátorů generujících periodický netlumený časový průběh.

Generátory můžeme rozdělit podle několika kritérií do následujících skupin.

Podle principu použití:

Tónové generátory

Jsou součástí VCO a jsou hlavní částí syntezátoru, neboť v nich vzniká počáteční signál, který je přiveden po modifikaci na výstupu. Signál může být libovolného časového průběhu. Tón (frekvence) signálu je řízen buď napětím z klaviatury, pomocí LFO nebo přímým fixním zadáním na generátoru.[4]

Pomocné generátory

Jsou součástí LFO a generují průběhy napětí sloužící pro řízení modulací. Generátor slouží jako pomocný, což znamená že přímo jeho signál není přiveden na výstup.[4]

Podle kritérií pro rozbor a návrh obvodů:

Generátory harmonických kmitů

Generátory harmonických (sinusových) kmitů se požívají jak pro VCO, tak pro LFO. I když se v obvodech objevují jevy nelineární, jako jsou náběh kmitů a jejich ustálení, je metoda nelineární velmi zdolouhavá a pracná. Pro tvorbu těchto generátorů využíváme teorie lineárních obvodů. Základními podmínkami pro vznik oscilací jsou amplitudová podmínka[4]

$$|A(j\omega)| \cdot |\beta(j\omega)| = 1, \quad (1.7)$$

kde $A(j\omega)$ je komplexní přenos aktivní části obvodu a $\beta(j\omega)$ je komplexní přenos zpětnovazební části obvodu na kmitočtu ω a fázová podmínka[4].

$$\varphi_A + \varphi_\beta = 2k\pi, \quad (1.8)$$

kde φ_A , φ_β jsou fázové úhly těchto přenosů.[4]

Generátory tvarových kmitů

U generátorů tvarových průběhů napětí generujeme průběhy napětí, které ve spektru obsahují více harmonických složek. Nejčastěji mluvíme o průběhu pilovém, trojúhelníkovém, obdélníkovém a pulsním. Díky reálným parametrům součástek a obvodů nelze dosáhnout přesného průběhu.[4]

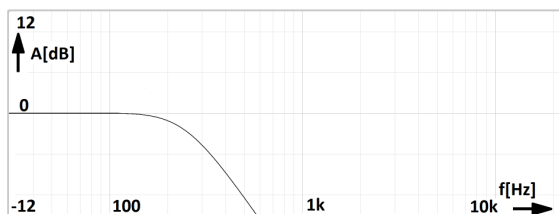
1.3.3 Filtr (modifikátor)

Používá se pro omezení nebo zvýraznění určitých spektrálních složek vstupního signálu. Je součástí modulu VCF, pro změnu vlastností filtru požíváme následující parametry[2]:

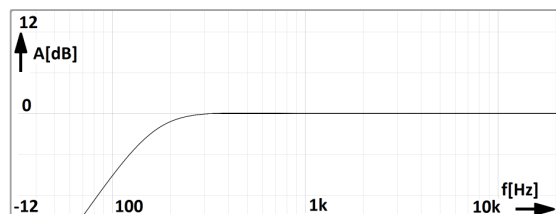
Typ filtru

Bývá označován jako *Type*. Mezi základní typy se řadí především dolní propust (*low pass*, *hi cut*) a horní propust (*hi pass*, *low cut*), kde modulová kmitočtová charakteristika klesá pod nebo nad mezním kmitočtem, nejčastěji se strmostí 6, 12, 18 nebo i 24dB na oktávu. Další typem je pásmová propust (*band pass*), kterou lze

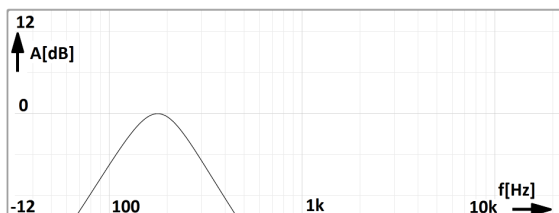
získat kaskádním zapojením dolní a horní propusti, dále pásmová zadrž (*band cut*), která nepropouští jen určité frekvenční pásmo. Filtry typu shelving jsou paralelní kombinací dolní nebo horní propusti a přímé větve. U filtru typu low-shelving se kmitočtové pásmo pod mezním kmitočtem zesílí nebo zeslabí a zbytek spektra zůstává beze změny. Hi-shelving je potom jeho opak, kmitočtové pásmo nad mezním kmitočtem se zesílí nebo zeslabí a zbytek spektra zůstává beze změny. All-pass filtr nemění modul jednotlivých spektrálních složek, ale jejich fázi. Vliv samotného filtru není rozpoznatelný, ale při sečtení s přímou větví se odečtou jednotlivé složky a vznikne hřebenový filtr, což je princip efektu *phase shifter*. Posledním uváděným typem je formant filtr, který se používá zejména pro signály řečového charakteru, zesiluje modul spektrálních složek na frekvencích určitého hudebního tónu.



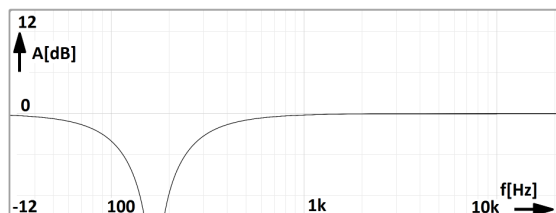
Obr. 1.11: Modulová kmitočtová charakteristika filtru typu dolní propust



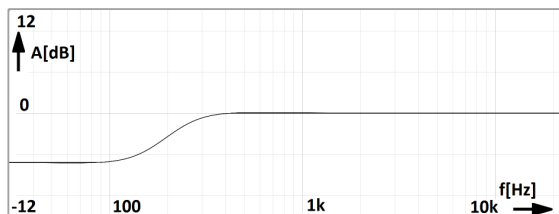
Obr. 1.12: Modulová kmitočtová charakteristika filtru typu horní propust



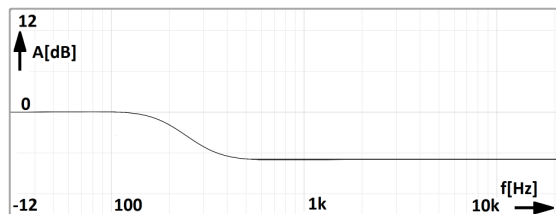
Obr. 1.13: Modulová kmitočtová charakteristika filtru typu pásmová propust



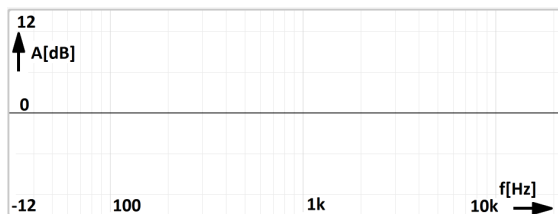
Obr. 1.14: Modulová kmitočtová charakteristika filtru typu pásmová zadrž



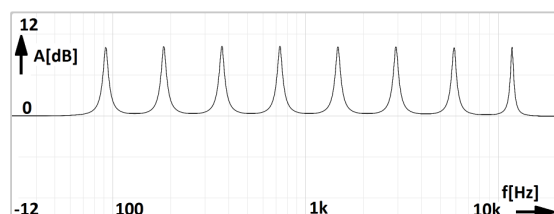
Obr. 1.15: Modulová kmitočtová charakteristika low-shelving filtru



Obr. 1.16: Modulová kmitočtová charakteristika hi-shelving filtru



Obr. 1.17: Modulová kmitočtová charakteristika all-pass filtru



Obr. 1.18: Modulová kmitočtová charakteristika formantového filtru

Mezní nebo střední kmitočet filtru

neboli *Cutoff*, pro dolní, horní, low-shelving a hi-shelving znamená mezní kmitočet. Pro pásmovou propust a pásmovou zadrž se jedná o střední kmitočet filtru.

Jakost filtru

neboli *Resonance*, udává šířku pásma a má na něj vliv velikost zpětné vazby. Při nastavení vysoké jakosti může dojít k porušení podmínky stability a k samo-oscilaci filtru na mezním kmitočtu.[2]

1.3.4 Napětím řízený zesilovač

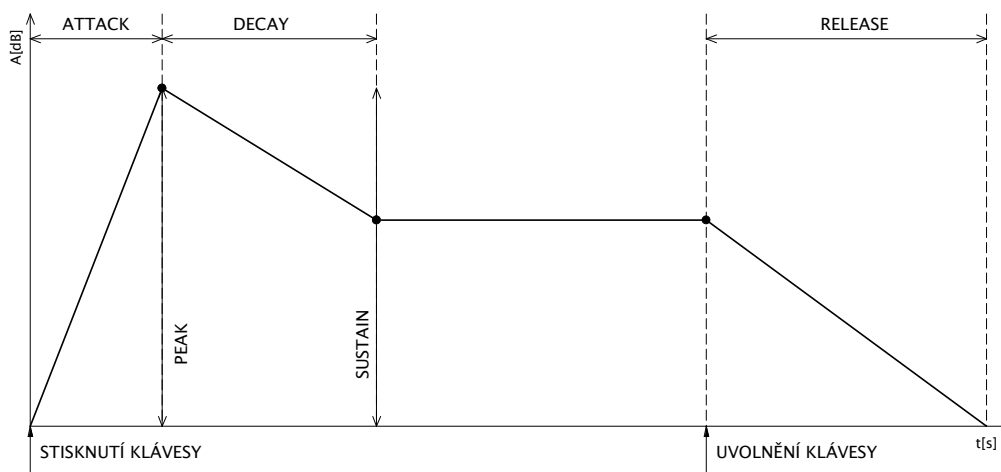
Zesilovač zde neplní funkci zesílení nebo zeslabení vstupního signálu, ale modulaci amplitudy. Modulace dosáhneme změnou napětí na řídicí části VCA. Můžeme modulovat buď pomocí LFO s periodickým průběhem a tím dosáhnou efektu tremolo nebo pomocí EG pro dosažení simulace různých nástrojů a změn jejich amplitud v čase. Lze také například dosáhnout simulace bicích nástrojů pomocí dvou parametrové obálky typu AD.

1.3.5 Generátor obálky

Pomocí průběhu napětí na výstupu generátoru obálky řídíme zvolený parametr a měníme v čase jeho hodnotu. Obálka bývá rozdělena do několika segmentů, které jednotlivě editujeme. Nejčastějším případem je čtyř-segmentová obálka tzv. ADSR (*Attack, Decay, Sustain, Release*). Používá se i dvou-segmentová obálka tzv. AD (*Attack, Decay*) a obálka se zdvojenými parametry *Decay* a *Release*. Další parametr je průběh segmentů, lineární, exponenciální či logaritmický. Pomocí obálky se může řídit frekvence generátoru (PEG), mezní/střední kmitočet filtru (FEG) nebo zesílení řízeného zesilovače (AEG).[2]

Parametry obálky typu ADSR

- *ATTACK TIME* – Čas náběhu, neboli doba ze kterou po stisku klávesy napětí dosáhne své maximální hodnoty(*Peak*)
- *DECAY TIME* – Čas poklesu, neboli doba za kterou se napětí sníží na ustálenou hodnotu(*Sustain*).
- *SUSTAIN LEVEL* – Velikost, na které se napětí po poklesu z maximální úrovně ustálí.
- *RELEASE TIME* – Čas doznění, neboli doba za kterou po uvolnění klávesy napětí klesne na nulovou hodnotu.



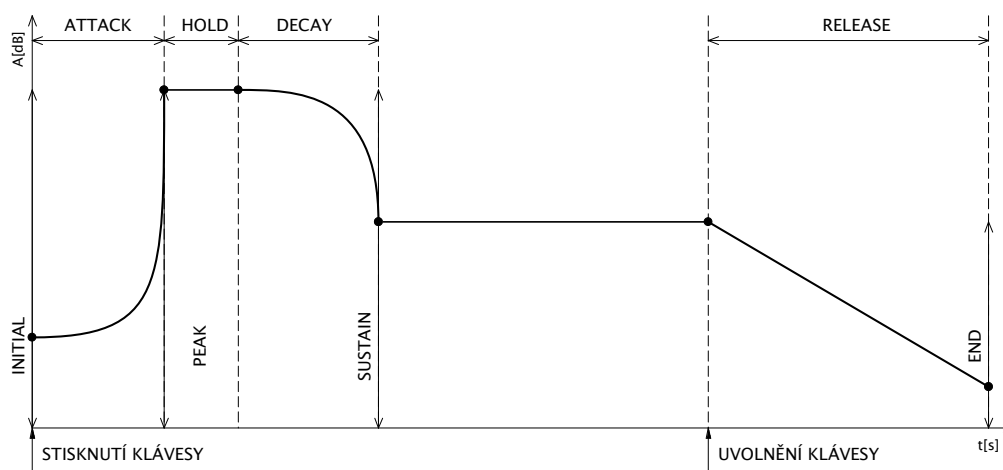
Obr. 1.19: Obálka typu ADSR s lineárním průběhem

Další možné parametry obálky

Následující parametry se vyskytují spíše v digitální syntéze.

- *INITIAL LEVEL* – Počáteční úroveň obálkového průběhu.
- *END LEVEL* – Konečná úroveň obálkového průběhu.
- *HOLD* – Doba po kterou je úroveň držena na maximální hodnotě.
- *ATTACK SLOPE* – Udává velikost sklonu exponenciálního/logaritmického průběhu úrovně segmentu *Attack*.
- *DECAY SLOPE* – Udává velikost sklonu exponenciálního/logaritmického průběhu úrovně segmentu *Decay*
- *RELEASE SLOPE* – Udává velikost sklonu exponenciálního/logaritmického průběhu úrovně segmentu *Release*

Parametr *Slope* se uvádí v procentech. Je od -100 do $+100$, přičemž 0 znamená že průběh je lineární. V obrázku 1.20 je nastaven *Attack Slope* na -100% , *Decay Slope* na $+100\%$ a *Release Slope* na 0% .



Obr. 1.20: Obálka s dalšími rozšířenými parametry

1.3.6 Nízkofrekvenční oscilátor

Je oscilátor s výstupním signálem o nízké frekvenci obvykle 0,1 – 10 Hz. Používá základní průběhy (sinusový, pilový, trojúhelníkový, obdélníkový) a průběh označovaný *sample&hold*. U *s&h* se nastavují různé rytmické sekvence. Pomocí signálu z LFO modulujeme různé parametry u jednotlivých modulů. [2] Můžeme modulovat:

- střidu pulsního průběhu, vznikne PWM,
- frekvenci oscilátoru, vznikne efekt vibrato,
- mezní/střední frekvenci, vznikne efekt auto-wah,
- amplitudu výstupního signálu, vznikne efekt tremolo.

1.3.7 Efekty

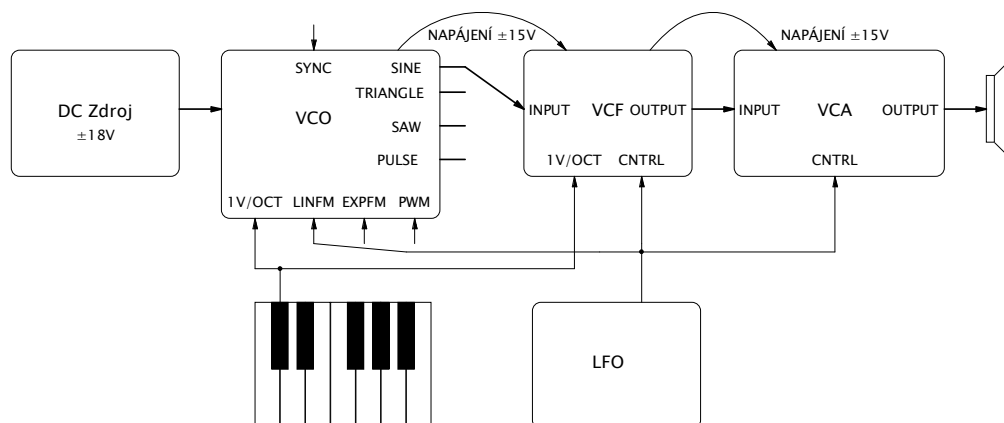
Efekty se používají k celkovému oživení zvukového projevu. Za efekt se dá považovat cokoliv co nějakým způsobem mění vstupní signál. Značné množství efektů vzniklo s příchodem elektrických kytar, kde je zvukový projev založený na řetězci efektů. Parametry efektů u kterých je možná modulace, můžou být řízené nesynchronizovaně podle nastavené frekvence nebo synchronizovaně podle tempa hudebního přednesu.

2 NÁVRH A REALIZACE MODULÁRNÍHO SUBTRAKTIVNÍHO SYNTEZÁTORU

Cílem bakalářské práce byl návrh a realizace modulárního analogového subtraktivního syntezátoru. Syntezátor se skládá ze čtyř modulů, napětím řízeného oscilátoru, napětím řízeného filtru, napětím řízeného zesilovače a nízkofrekvenčního oscilátoru. Při realizaci VCO, VCF a LFO jsem použil již hotové schéma zapojení a DPS od francouzského vývojáře Yvese Ussona, viz přílohy A, B, C. Materiály jsem čerpal z jeho stránek [16]. Desky jsem osadil, oživil a změřil charakteristiky všech parametrů jednotlivých modulů.

U modulu VCA jsem se nechal inspirovat návrhem VCA Yvese Ussona a zapojení navrhl sám. Všechny moduly a jejich vlastnosti byly měřeny pomocí analyzátoru Audio Precision APx525.

2.1 Blokové schéma



Obr. 2.1: Blokové schéma realizovaného syntezátoru

Jednotlivé moduly bude možno mezi sebou libovolně propojit (princip modulárního syntezátoru). Pro propojování slouží 1/4“ TRS konektory. Některé části VCO jsou napájeny symetrickým napětím $\pm 18\text{ V}$, ostatní moduly kompletně napětím $\pm 15\text{ V}$. Součástí VCO jsou dva stabilizátory napětí 78L15 a 79L15, které stabilizují napětí na $\pm 15\text{ V}$. Toto napětí je možné připojit na napájení vedlejšího modulu, odkud je možno napájení dalšího modulu atd. Realizace zdroje na $\pm 18\text{ V}$ a klaviatury není součástí této práce.

2.2 Napětím řízený oscilátor

Modul je schopný generovat sinusový průběh (*SINEWAVE*), trojúhelníkový průběh (*TRIANGLE*), pilový průběh (*SAWTOOTH*) a pulsní průběh (*PULSE*). Pomocí potenciometru *FREQUENCY* nebo po připojení klaviatury na jeden ze vstupů *1 V/OCT* je možné měnit frekvenci všech průběhů. Jemné doladění frekvence lze za pomoci potenciometru *FINE TUNE*. Frekvenci lze dále řídit buď lineárně, přivedením signálu na vstup *LIN FM* nebo exponenciálně přivedením signálu na *EXP FM*. Hloubku lineární a exponenciální frekvenční modulace lze nastavit potenciometry *LIN FM LEVEL* a *EXP FM LEVEL*. Lineární vstup slouží pro připojení LFO a exponenciální vstup pro připojení generátoru obálky. Šířka pulsu pulsního průběhu se mění pomocí potenciometru *PULSE WIDTH* nebo lze také realizovat PWM přivedením nízkofrekvenčního signálu na vstup *PWM*, přičemž potenciometrem *PWM* se mění hloubka modulace. Modul má možnost synchronizace pro připojení druhého VCO. Na DPS je kontakt pro *HARD SYNCH* a *SOFT SYNCH*. *HARD SYNCH* znamená, že frekvence *SLAVE VCO* je řízena podle první harmonické *MASTER VCO*. U *SOFT SYNCH* nemusí být frekvence *SLAVE VCO* dána podle první harmonické, ale podle jejího násobku. Mód synchronizace zvolíme propojením daného kontaktu na DPS s 1/4“ TS konektorovým vstupem *SYNC*.

Obvod modulu VCO plní funkci převodníku napětí na frekvenci a tvarovače průběhů. Modul je napájen stejnosměrným symetrickým napětím $\pm 18\text{ V}$ a dále je na stabilizátorech 78L15 a 79L15 sníženo napětí na $\pm 15\text{ V}$. Tohle provedení je z důvodu lepší stability modulu. Napětí $\pm 15\text{ V}$ je možno připojit na další moduly.

Napětí na jednotlivých vstupech (*EXP FM*, *1 V/OCT*, *FINE TUNE* a *COARSE*) je převedeno pomocí logaritmického převodníku Q2, u kterého je zajištěná teplotní stabilita, na logaritmický průběh. Toto napětí řídí rychlost nabíjení slídového kondenzátoru C4 a tím i frekvenci oscilací. Při dosažení referenčního napětí $+5\text{ V}$ vznikajícího na OZ IC1A je přepnut komparátor IC2. Komparátor sepne tranzistor Q1, který zkratuje kondenzátor C4. Tím je dosaženo pilového průběhu který se neustále opakuje. Frekvence může být také řízena pomocí synchronizačních vstupů přivedených přímo na komparátor IC2. Na výstupu OZ IC4A je tak nastaven pilový průběh, který se dále pro jednotlivé výstupy zvlášť tvaruje.

Z tohoto průběhu se dále tvaruje trojúhelníkový průběh, který je dále tvarován na sinusový průběh. Trojúhelníkový i sinusový průběh jsou na výstupy přivedeny zvlášť. Pilový průběh je veden na výstup přes invertující zapojení OZ IC4D. Obdélníkový průběh je tvarován pomocí OZ IC4C, kde je také řízena šířka pulsu.

2.2.1 Oživení

Po připojení zdroje napětí $\pm 18\text{V}$ jsem si na oscilátoru zobrazil pilový průběh. Pomocí trimru T3 (A.1) jsem potlačil stejnosměrnou složku tak že jsem vycentroval signál, aby osciloval kolem střední hodnoty. Jako druhý krok jsem na osciloskop připojil trojúhelníkový signál a pomocí trimru T1 upravil signál tak, aby co nejvíce odpovídal ideálnímu průběhu. Oba dva kroky jsem použil také při nastavování sinusového průběhu.

Pro ladění nástroje jsem použil sinusový průběh. Na vstup 1 V/OCT jsem připojil zdroj stejnosměrného napětí kde byla možnost číselně zadávat hodnotu. Pro 0 V na vstupu 1 V/OCT jsem pomocí potenciometru *FREQUENCY* nastavil tón A1/55 Hz, poté navýšil napětí na 1 V a pomocí trimru T2 nastavil tón A2/110 Hz. Takto jsem pokračoval i pro další oktávy, tedy rozsahy A1–A3, A1–A4. Pro A5 už byla odchylka příliš velká. Následně bylo potřeba, aby pro násobky celých Voltů na vstupu 1 V/OCT byl nastaven tón C. Pomocí trimru T4 jsem posunul celé frekvenční pásmo o požadovanou hodnotu. Generátor je sice schopný generovat nejnižší kmitočet 31,8 Hz, což by pro tón C1/32, 70 Hz vyhovovalo. Sinusový průběh má ale na takto nízkých kmitočtech rozdílnou délku každé poloviny periody. Proto jsem pro 0 V nastavil tón C2/65,41 Hz.

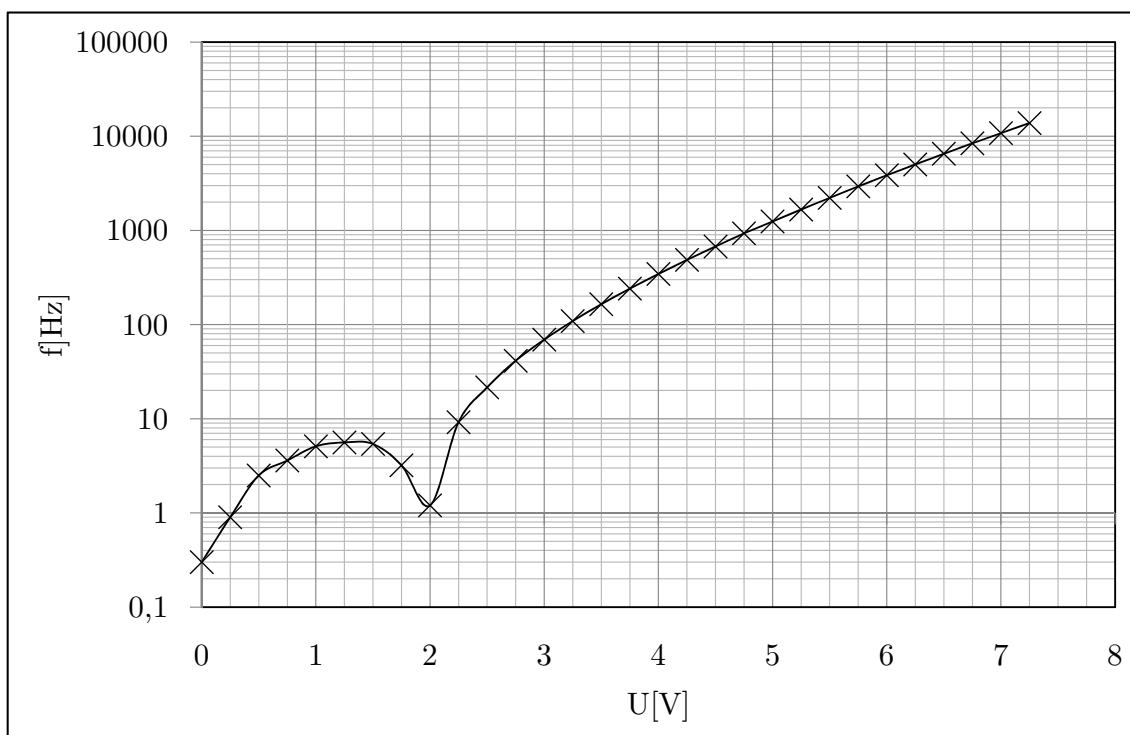
2.2.2 Změřené výsledky

Pro analýzu jednotlivých časových průběhů jsem si zaznamenal efektivní a maximální (peak to peak) hodnotu napětí a pro sinusový průběh celkové harmonické zkreslení plus šum THD+N (Total Harmonic Distortion plus Noise). Hodnoty jsou v tabulce 2.1. Změřené charakteristiky jsou na kmitočtu 2340 Hz. Obrázky průběhů a jejich spektra viz přílohy A.3.

Pro vstup 1 V/OCT , který je shodný se vstupem *EXP FM*, a pro vstup *LIN FM* jsem změřil závislost frekvence na řídicím napětí, viz přílohy A.11 a A.12. Průběh odchylky závislosti frekvence na řídicím napětí pro vstup 1 V/OCT od teoretické hodnoty je na grafu 2.2.

Tab. 2.1: Naměřené hodnoty jednotlivých průběhů

	U_{pp} [V]	U_{rms} [V]	THD+N[%]
sinusový průběh	9,1	3,29	6,9
trojúhelníkový průběh	11,3	3,20	–
pilový průběh	12,5	3,19	–
pulsní průběh	9,0	4,07	–



Obr. 2.2: Odchylka změřené závislosti frekvence na řídicím napětí na vstupu 1 V/OCT od teoretické hodnoty

2.3 Napětím řízený filtr

Tento modul slouží jako modifikátor, tedy filtruje vstupní signál přivedený na vstup *INPUT*, který lze na vstupu omezit potenciometrem *INPUT LEVEL*. Přepínačem *RESPONSE* lze přepnout mezi dolní propustí *LP*, pásmovou propustí *BP*, horní propustí *HP* a all-pass filtrem *AP*. Potenciometrem *FREQUENCY* se nastavuje mezní/střední kmitočet filtru a potenciometrem *RESONANCE* se nastavuje jakost filtru. Pomocí *RESONANCE* lze uvést obvod do režimu samo-oscilace.

Mezní/střední kmitočet lze dále řídit pomocí napětí přivedeného na vstupy *CONTROL #1* a *CONTROL #2*. Amplitudu signálu vstupujícího do vstupů *CONTROL #1* a *CONTROL #2* lze měnit potenciometry *CONTROL LEVEL #1* a *CONTROL LEVEL #2*, čímž se mění hloubka modulace. Vstup *1 V/OCT* umožňuje funkci sledovače klaviatury. Výstupní signál se odebírá na výstupu *OUTPUT*.

Za sčítacím zapojením realizovaným OZ IC1A je čtyř-polohový přepínač pro přepínání cesty signálu. Signál z přepínače vstupuje do části kde se nachází *STATE VARIABLE FILTER* ve kterém dochází k filtraci signálu. *STATE VARIABLE FILTER* je realizován pomocí diod D1–D10 a kondenzátorů C7, C8 a C9, které jsou symetricky uspořádány. Diody zde pracují v lineární oblasti a plní funkci napětím řízeného odporu. S určitou paralelní kombinací diod s kondenzátory určenou přepínačem jsou realizovány jednotlivé typy filtrů. Realizovaná dolní propust je druhého řádu a pásmová a horní propust je řádu prvního. Pro neměnicí se mezní frekvenci při přepínání typu filtru musejí být kondenzátory C7, C8 a C9 vybrány s absolutní přesností. Diferenční napětí mezi diodami, které mění jejich dynamický odpor, vzniká na párovaných tranzistorech Q1. Na bázi jednoho z tranzistorů Q1 jsou přivedeny vstupy pro nastavení tohoto diferenčního napětí. Signál je odebírán ze středu *STATE VARIABLE FILTERU*, tedy z uzlu mezi diodami D5 a D6. Za OZ IC1B je odveden signál pro řízení zpětné vazby a tedy jakosti filtru.

2.3.1 Oživení

Nejdříve bylo potřeba zajistit, aby signál vstupující do báze tranzistoru Q1 nepronikal na výstup modulu. Na vstup *CONTROL #1* jsem přivedl pulsní signál o frekvenci 50 Hz a amplitudě 10 V. Dále jsem nastavil potenciometry *CONTROL LEVEL #1* na maximální, *INPUT LEVEL* na minimální a *FREQUENCY* do střední polohy. Na výstupu *OUTPUT* připojeného na osciloskop byl vidět rušivý signál. Trimrem T1 jsem tento rušivý signál minimalizoval.

Pro naladění sledovače klaviatury jsem přivedl stejnosměrné napětí na řídicí vstup *1 V/OCT*. Trimr T2 jsem co nejlépe nastavil tak, aby se při zvýšení nebo snížení napětí o 1 V mezní frekvence posunula na hodnotu dvakrát větší nebo poloviční oproti původní.

2.3.2 Změřené výsledky

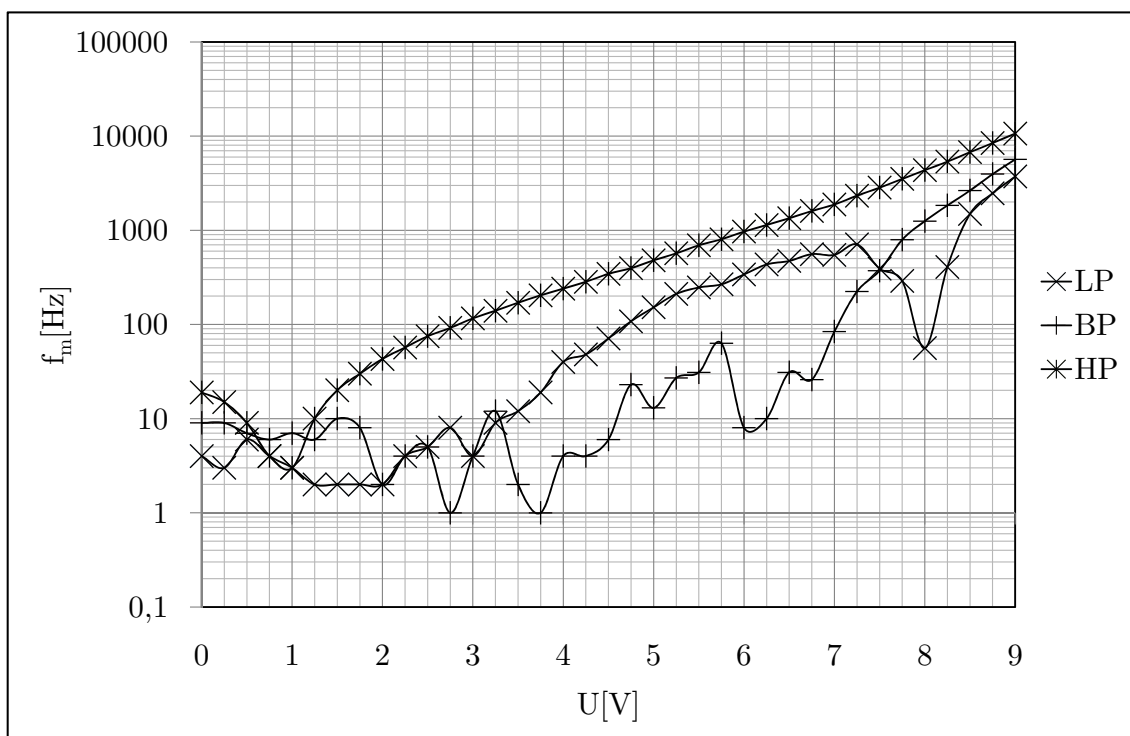
Pro tento modul jsem změřil celkové harmonické zkreslení THD, THD+N a odstup signálu od šumu SNR viz tabulka 2.2. Všechny tři hodnoty byli změřeny při maximální poloze potenciometru *FREQUENCY*.

Tab. 2.2: Parazitní vlastnosti VCF

THD[%]	THD+N[%]	SNR[dB]
0,05	0,10	52,59

Při stejné poloze potenciometrů *FREQUENCY* a *RESONANCE* jsem změřil zesílení, strmost a mezní frekvenci pro všechny typy filtru viz tabulka 2.3. Obrázky modulových kmitočtových charakteristik viz přílohy B.3.

Dále jsem změřil závislosti mezních frekvencí pro *LP*, *BP* a *HP* na řídicím napětí. Stejnoseměrné napětí jsem přivedl na vstup *1 V/OCT*, který je shodný se vstupy *CONTROL #1* i *CONTROL #2*. Charakteristiky jsem zpravoval do grafů pro každý typ filtru zvlášť i dohromady pro lepší srovnání všech charakteristik viz přílohy B.5. Průběhy odchylek změřených hodnot všech typů filtru od teoretických je zobrazen na grafu 2.3.



Obr. 2.3: Průběhy odchylek závislostí mezních frekvencí na řídicím napětí všech typů filtru od teoretických hodnot

Tab. 2.3: Vlastnosti jednotlivých typů filtru

	GAIN[dB]	Strmost[dB/dek.]	f_m [Hz]
LP	2,514	41,48	1150
BP	4,808	19,99	1084
HP	2,988	19,64	898
AP	-2,195	–	–

2.4 Nízkofrekvenční oscilátor

Pomocí tohoto modulu je možno generovat nízkofrekvenční signály pro řízení dalších modulů. Odebírat lze čtyři různé průběhy, pilový průběh z výstupu *SAWTOOTH*, trojúhelníkový průběh z výstupu *TRIANGLE*, sinusový průběh z výstupu *SINE* a obdélníkový průběh z výstupu *SQUARE*, kde je možnost nastavení střídavy obdélníkového signálu pomocí *PULSE WIDTH*. Základní frekvence se nastaví pomocí potenciometru *RATE* a přivedením dalšího nízkofrekvenčního signálu na vstup *FM* se realizuje frekvenční modulace, kde *FM LEVEL* nastavuje hloubku modulace. Přepínačem lze přepínat mezi rozsahy frekvencí $\times 1.0$ (0,1–100 Hz) nebo $\times 0.1$ (0,01–10 Hz). Přivedením řídicího signálu na vstup *SYNC IN* lze modul sesynchronizovat například s hodinovým signálem určujícím tempo hudebního přednesu. Perioda kmitů je indikována pomocí žluté led diody v horní levé části předního panelu.

Jádro celého zapojení je integrovaný obvod IC3 časovač NE555N, což je CMOS verze časovače 555. Řídící napětí vystupující z OZ IC1 otevírá tranzistor Q1, přes který se nabíjí kondenzátory C5 nebo C6 určující základní frekvenci, dané polohou přepínače. Jakmile napětí na kondenzátorech překročí $2/3 U_{cc}$ tedy +10 V, sepne se komparátor uvnitř IC3 a kondenzátor se vybije. Jakmile napětí na kondenzátoru klesne pod $1/3 U_{cc}$, tedy +5 V, začne se znovu nabíjet. Tím je dosaženo pilového průběhu. Frekvence je dána napětím na IC1 nebo frekvencí synchronizačních pulsů vstupujících do Q2. Za IC2A je pilový průběh dále tvarován stejným způsobem jako u VCO. Frekvence kmitů je indikována pomocí LED1 která bliká dle otevírajícího se tranzistoru Q3 řízeného pulsním průběhem.

2.4.1 Oživení

Při nastavení co nejideálnějších průběhů jsem začal s polohou přepínače na $\times 1.0$. Potenciometr *RATE* jsem nastavil na maximum a potenciometr *FM LEVEL* na minimum. Na osciloskopu jsem si zobrazil pilový průběh a trimrem T4 vycentroval signál aby oscilloval kolem 0 V. To stejné jsem provedl pro trojúhelníkový průběh

kde jsem dále pomocí trimru T1 upravil signál do co nejlepší podoby. Pro sinusový průběh jsem nastavil také T1 tak aby byl průběh co nejvíce ideální. Při rozsahu a poloze přepínače na $x 0.1$ už nebylo potřeba upravovat průběh signálů, ale jen potlačit jejich stejnosměrnou složku pomocí T3. Při rozsahu $x 1.0$ a nastaveném potenciometru *RATE* na minimum jsem trimrem T2 nastavil frekvenci 0,1 Hz pro správné frekvenční pásmo obou rozsahů.

2.4.2 Změřené výsledky

U tohoto modulu jsem měřil minimální a maximální frekvenci a vlastnosti všech průběhů pro oba rozsahy. Změřené frekvence jsou uvedeny v tabulce 2.4. Vlastnosti průběhů pro rozsah $x 1.0$ jsou uvedeny v tabulce 2.5 a pro rozsah $x 0.1$ jsou uvedeny v tabulce 2.6. Obrázky časových průběhů a jejich spekter jsou uvedeny v příloze C.3 pro rozsah $x 1.0$ a C.4 pro rozsah $x 0.1$. Parametry jsem změřil při maximálních frekvencích z důvodu nízkého rozlišení použitého FFT analyzátoru.

Tab. 2.4: Frekvenční rozsah LFO

	f_{\min} [mHz]	f_{\max} [Hz]
x 1.0	94,7	80,0
x 0.1	2,42	9,62

Tab. 2.5: Vlastnosti průběhů pro rozsah $x 1.0$

	U_{pp} [V]	U_{rms} [V]	THD+N[%]
pilový průběh	9,61	2,77	–
trojúhelníkový průběh	9,67	2,80	–
sinusový průběh	8,37	2,97	4,02
pulsní průběh	8,20	4,01	–

Tab. 2.6: Vlastnosti průběhů pro rozsah $x 0.1$

	U_{pp} [V]	U_{rms} [V]	THD+N[%]
pilový průběh	7,74	2,23	–
trojúhelníkový průběh	7,66	2,19	–
sinusový průběh	7,78	2,60	4,77
pulsní průběh	8,19	4,01	–

2.5 Napětím řízený zesilovač

2.5.1 Návrh a výpočet zapojení

Prostřednictvím toho modulu je možné řídit zesílení (zeslabení) vstupního signálu buď stejnosměrným napětím realizovaným přímo v modulu nebo přivedením nízkofrekvenčního signálu na řídicí vstup. Vstupní signál lze přivést pomocí dvou vstupů a to *INPUT #1* nebo *INPUT #2*. Signál vstupující do *INPUT #1* je možno regulovat pomocí potenciometru *INPUT LEVEL #1*. Řídicí vstup je označen jako *CONTROL* a potenciometrem *CONTROL LEVEL* se nastavuje hloubka modulace. Amplitudu výstupního signálu odebíraného na výstupu *OUTPUT* lze regulovat potenciometrem *GAIN*.

Nosný i modulační signál mají maximální hodnotu napětí $U_{\max} = +5\text{ V}$, tedy $U_{\text{pp}} = 10\text{ V}$. Jádrem celého zapojení je násobička napětí, která násobí vstupní signál s řídicím. Zapojení a princip činnosti násobičky je převzat z knihy [1]. Zapojení dále obsahuje sčítací zapojení OZ pro vstupní signál a pro řídicí signál kde je možno přidat i stejnosměrnou složku. Pro správné použití násobičky bylo potřeba realizovat děliče napětí a emitorový sledovač který slouží jako zdroj proudu pro tuto násobičku.

Typ OZ volím NJM4580 pro jejich nízký šum a cenovou dostupnost. Velikost SMD rezistorů je 1206 kromě rezistorů R15 a R18 kde se počítá s větším proudem.

Vysvětlení principu činnosti násobičky

Operační zesilovač zapojený na obr. 2.4 vyhodnocuje rozdíl mezi kolektrovými proudy tranzistorů Q1 a Q2:

$$U_o = R_z (I_{C2} - I_{C1}), \quad (2.1)$$

kde U je napětí, I_C je proud kolektorem a R je hodnota odporu. Jestliže bude U_y záporné a U_x nula, poteče oběma kolektory stejný proud a výsledné napětí bude nulové. Když U_x bude kladné, kolektorový proud I_{C1} se bude zvětšovat a I_{C2} se bude zmenšovat, výsledné napětí bude záporné. Z toho plyne že U_o bude kladné, když U_y bude záporné. Můžeme předpokládat

$$U_o = U_x \cdot |U_y|. \quad (2.2)$$

Dosazením do vzorce pro diferenční zesilovač viz [1], bude rozdíl proudů

$$I_{C1} - I_{C2} = I_e \tanh \frac{U_x}{2U_T}, \quad (2.3)$$

kde U_T je teplotní napětí. Rozšířením rovnice 2.3 bude rozdíl proudů

$$I_{C1} - I_{C2} = I_e \tanh \left(\frac{U_x}{2U_T} - \frac{U_x^3}{24U_T^3} \right), \quad (2.4)$$

kde I_e je součet proudů emitory tranzistorů. Proto

$$I_{C1} - I_{C2} \approx I_e \cdot \frac{U_x}{2U_T} \quad \text{pro } |U_x| \ll U_T. \quad (2.5)$$

Jestliže $|U_y| \gg U_{be}$, potom

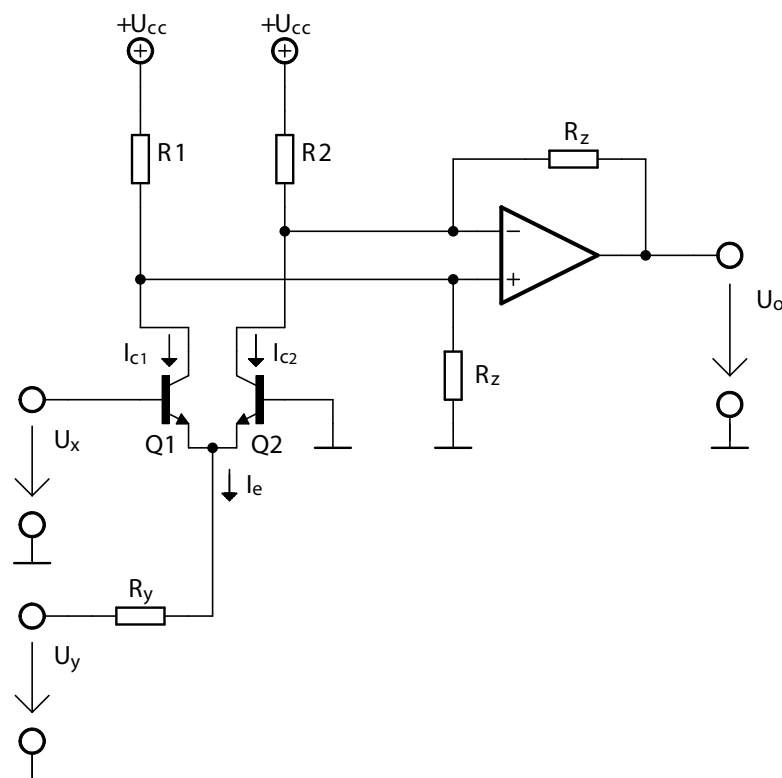
$$I_e \approx -\frac{U_y}{R_y}. \quad (2.6)$$

Dosazením 2.1 a 2.6 do 2.5 je výsledné napětí

$$U_o \approx \frac{R_z}{R_y} \cdot \frac{U_x U_y}{2U_T}. \quad (2.7)$$

Jestliže chyba v 2.7 nesmí přesáhnout 1%, musí být napětí $|U_x| < 0,35 U_T$. Teplotní napětí $U_T = 25,5 \text{ mV}$ [5]. Napětí $|U_x|$ tedy nesmí přesáhnout

$$|U_x| < 0,35 U_T = 0,35 \cdot 25,5 = 8,925 \doteq 10 \text{ mV}. \quad (2.8)$$



Obr. 2.4: Násobička napětí

Sčítací zapojení OZ

VCA obsahuje vstupy pro dva vstupní (nosné) signály, z nichž u jednoho lze regulovat amplitudu. Hodnotu potenciometru jsem zvolil $P1 = 100 \text{ k}\Omega$ s logaritmickým průběhem kvůli logaritmické závislosti vnímané subjektivní hlasitosti na akustickém tlaku. Zapojení OZ je invertující, protože násobička signál také invertuje. Napětí U_2 na výstupu OZ je shodné se vstupním napětím U_{11} a U_{12} , tedy

$$U_2 = A_u \cdot (U_{11} + U_{12}) = -1 \cdot (U_{11} + U_{12}) \Rightarrow A_u = 1, \quad (2.9)$$

kde A_u je napěťové zesílení. Z rovnice vyplývá že $A_u = 1$. Podle tohoto zesílení jsem vypočítal hodnotu odporů. Tedy

$$A_u = \frac{R7}{R2} = 1 \Rightarrow R2 = R6 = R7. \quad (2.10)$$

Z rovnice vyplývá, že hodnota všech odporů bude stejná, tedy $R2 = R6 = R7$. Protože vstupní impedance by měla být 100 krát větší než výstupní impedance modulu z něhož odebíráme signál, která činí $1 \text{ k}\Omega$, volím $R2 = R6 = R7 = 100 \text{ k}\Omega$. Pro odstranění stejnosměrné složky jsou před zapojením použity kondenzátory.

Zapojení s kondenzátory vytváří filtr typu horní propust jehož mezní frekvenci jsem zvolil $\omega_1 = 2 \text{ Hz}$. Pro výpočet jsem mezní frekvenci 10-krát zmenšil pro dostatečné potlačení v oblasti zvoleného mezního kmitočtu. Tedy

$$\omega_2 = \frac{\omega_1}{10} = \frac{2}{10} = 0,2 \text{ Hz}, \quad (2.11)$$

kde ω je mezní kmitočet filtru. Velikost kapacity kondenzátorů je dána výpočty

$$\omega_2 = \frac{1}{C1} \cdot R2 \Rightarrow C1 = \frac{1}{R2 \cdot \omega_1}, \quad (2.12)$$

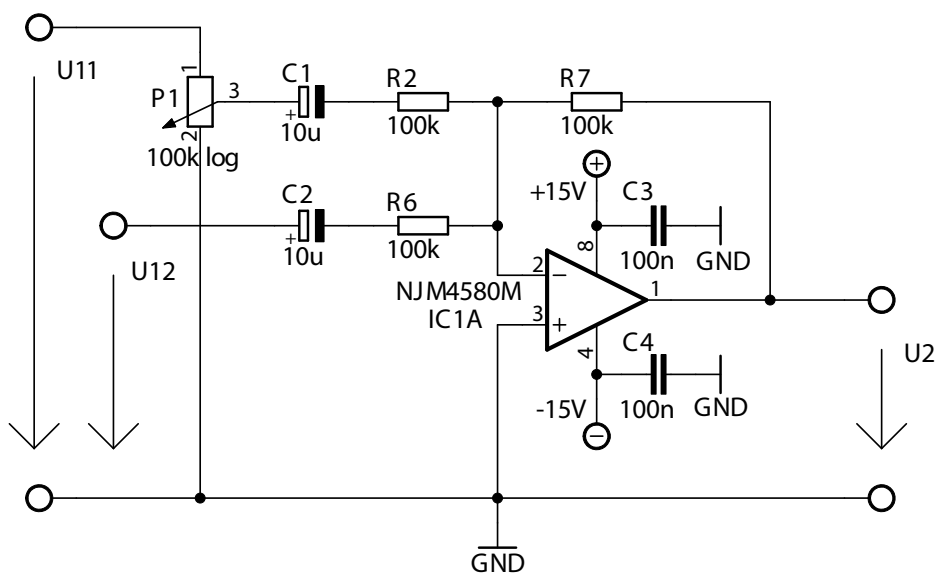
kde C je kapacita kondenzátoru,

$$\omega = \frac{1}{2\pi f}, \quad (2.13)$$

kde f je frekvence,

$$C1 = C2 = \frac{1}{2\pi f R} = \frac{1}{2\pi \cdot 0,2 \cdot 100000} = 7,958 \mu\text{F}. \quad (2.14)$$

Kondenzátor z řady jsem zvolil $C1 = C2 = 10 \mu\text{F}$. Velikost blokovacích kondenzátorů mezi napájecím napětím a zemí jsem zvolil $C3 = C4 = 100 \text{ nF}$, viz aplikační pravidla pro zapojení OZ.



Obr. 2.5: Sčítací zapojení OZ

Napětový dělič pro vstupní signál

Napětový dělič je zde realizovaný kvůli dodržení podmínky pro výpočet násobičky 2.8. Tato podmínka je splněna jen pro jeden vstupní signál. K výpočtu odporů děliče je potřeba nejdříve znát dělicí poměr X , který se vypočítá ze vstupního a výstupního napětí. Tedy

$$U_2 = X \cdot U_1 \Rightarrow X = \frac{U_2}{U_1} = \frac{0,01}{5} = \frac{1}{500}. \quad (2.15)$$

Pomocí dělicího poměru se dopočítají odpory $R10$ a $R11$. Tedy

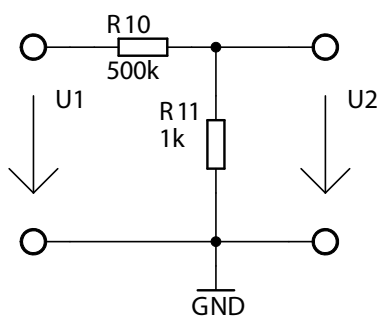
$$\frac{1}{500} = \frac{R11}{R11 + R10}, \quad (2.16)$$

volím $R11 = 1 \text{ k}\Omega$, potom

$$R10 = 500 - 1 = 499 \text{ k}\Omega, \quad (2.17)$$

volím $R10 = 500 \text{ k}\Omega$. Maximální výstupní napětí bude

$$U_2 = U_1 \cdot \frac{R11}{R11 + R10} = 5 \cdot \frac{1}{1 + 500} = 9,980 \text{ mV}. \quad (2.18)$$



Obr. 2.6: Napětový dělič pro vstupní signál

Sčítací zapojení OZ s možností nastavení stejnosměrné složky

Řídící vstup modulu je jeden. Napětí na výstupu pro tento vstup a pro *GAIN* je stejné. Proto navrhované zesílení pro řídicí vstup je $A_u = 1,5$, aby amplituda přivedeného řídicího signálu byla 15 V. A_u pro *GAIN* je 1, kde je možnost nastavit napětí 0–15 V. Násobička vyžaduje záporné řídicí napětí, proto je zde použito invertující zapojení OZ. Pomocí napěťového zesílení dosaženého do rovnice pro invertující OZ je vypočítána hodnota odporů. Pro *GAIN* platí

$$A_u = 1 = \frac{R14}{R16} \Rightarrow R14 = R16. \quad (2.19)$$

Hodnotu odporů volím $R14 = R16 = 100 \text{ k}\Omega$ ze stejného důvodu jako v předešlém zapojení. Pro vstup *CONTROL* platí

$$A_u = 1,5 = \frac{R14}{R13} \Rightarrow R13 = \frac{R14}{1,5} = \frac{100}{1,5} = 66,7 \text{ k}\Omega. \quad (2.20)$$

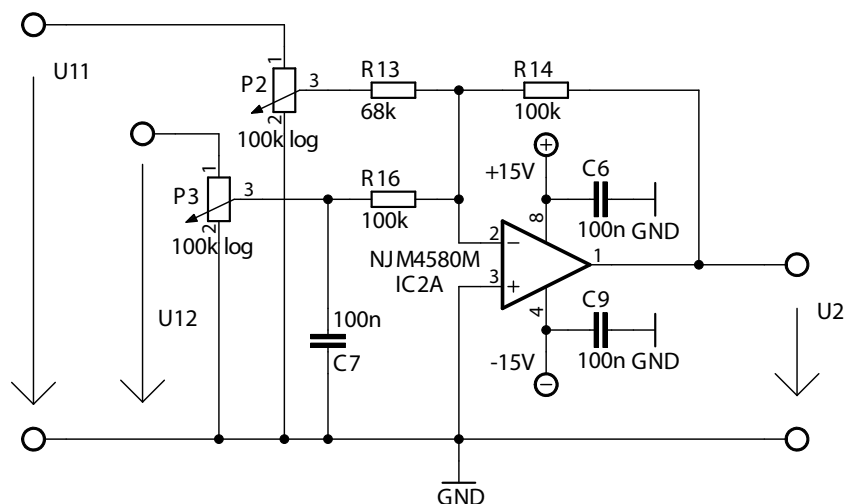
Hodnotu odporu volím $R13 = 68 \text{ k}\Omega$. Velikost odporu potenciometrů volím stejně jako v předešlém výpočtu a to $P2 = P3 = 100 \text{ k}\Omega$. Blokovací kondenzátory pro napájecí napětí OZ a blokovací kondenzátor pro nastavení stejnosměrného napětí na *P3* mají kapacitu $C6 = C7 = C9 = 100 \text{ nF}$ viz aplikační pravidla pro zapojení OZ. Maximální výstupní napětí této části zapojení je

$$U_{2\max} = -100000 \cdot \left(\frac{-5}{68000} + \frac{0}{100000} \right) = 7,35 \text{ V}. \quad (2.21)$$

Minimální výstupní napětí této části zapojení je

$$U_{2\min} = -100000 \cdot \left(\frac{5}{68000} + \frac{15}{100000} \right) = -22,35 \text{ V}, \quad (2.22)$$

v této oblasti už je ale OZ v saturaci proto je výsledné minimální napětí $U_{2\min} = -15 \text{ V}$.



Obr. 2.7: Sčítací zapojení OZ s možností nastavení ss složky

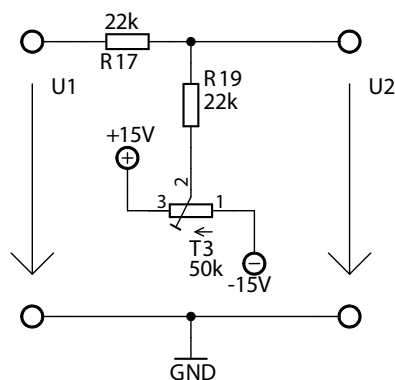
Napěťový dělič pro řídicí signál s možností nastavení stejnosměrné složky

Pro nastavení stejnosměrné složky napětí vstupující do násobičky je zde realizován trimr a napěťový dělič pro jemné nastavení. Poměr děliče je 1:2. Tedy

$$\frac{1}{2} = \frac{R19}{R19 + R17} \Rightarrow R19 = R17. \quad (2.23)$$

Volím $R19 = R17 = 22 \text{ k}\Omega$. Trimr volím $T3 = 50 \text{ k}\Omega$. Minimální výstupní napětí při nulovém napětí na T3 bude

$$U_{2\min} = U_{1\min} \cdot \frac{R19}{R19 + R17} = -15 \cdot \frac{22}{22 + 22} = 7,5 \text{ V}. \quad (2.24)$$



Obr. 2.8: Napěťový dělič pro řídicí signál s možností nastavení ss složky

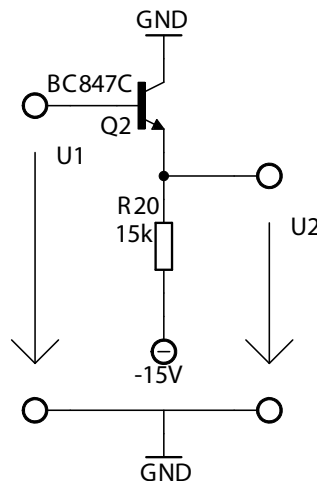
Emitorový sledovač

Emitorový sledovač slouží jako zdroj proudu pro násobičku napětí. Zapojení pracuje s napětím -15 až 0 V, proto je kolektor tranzistoru připojen na zem a emitor přes odpor určující proud tranzistorem na -15 V. Volím NPN tranzistor BC847, což je SMD náhrada tranzistoru BC547 používaného v ostatních modulech. Proud tranzistorem volím $I_e = 1$ mA. Napětí báze-emitor $U_{be} = 0,7$ V, viz specifikace [10]. Po zjištění těchto hodnot je možné dopočítat odpor R20, který má velikost

$$R_{20} = \frac{U_{R20}}{I_e} = \frac{U_{1\min} + U_{be}}{-I_e} = \frac{-13,5 + 0,7}{-0,001} = 14300 \Omega. \quad (2.25)$$

Volím $R_{20} = 15$ k Ω . Minimální výstupní napětí bude

$$U_{2\min} = U_{R20} = U_{1\min} - U_{be} = -7,5 + 0,7 = -6,8 \text{ V}. \quad (2.26)$$



Obr. 2.9: Emitorový sledovač

Násobička napětí

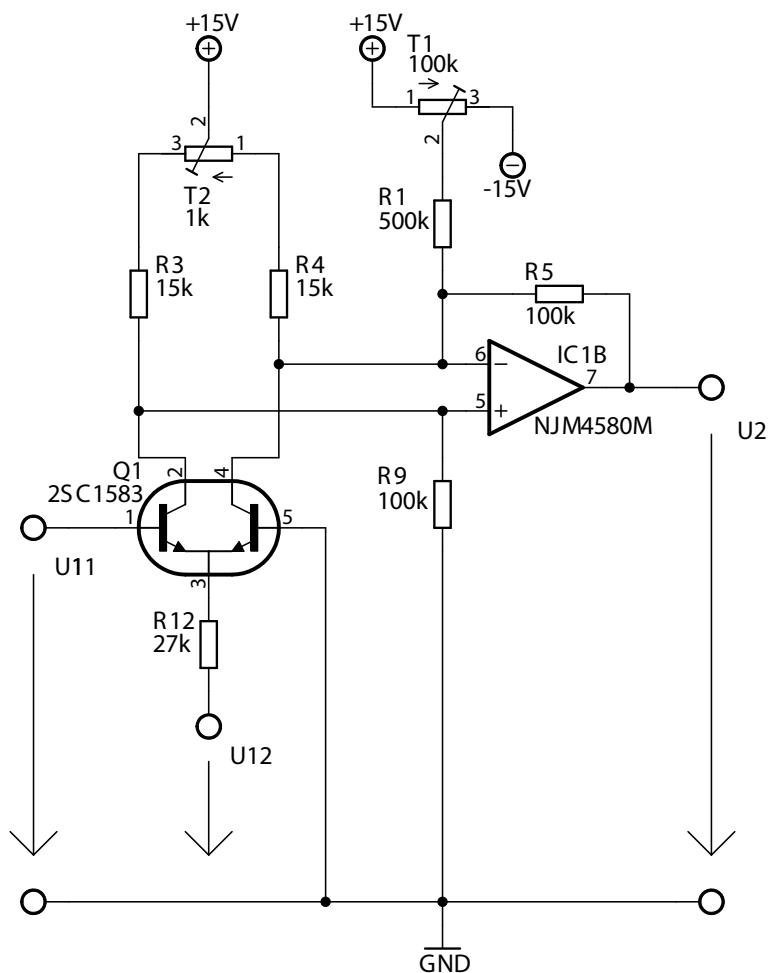
Zde se násobí vstupní napětí s řídicím a tak dochází k amplitudové modulaci. Princip funkčnosti násobičky vysvětluje sekce 2.5.1. Pro výpočet odporů je použit vzorec 2.7. Do vzorce se dosadí napětí a pro stejné výstupní napětí modulu jako vstupní se dopočítají odpory. Odpory R5 a R9 zvolím $R_5 = R_9 = 100$ k Ω . Tedy

$$\begin{aligned} U_2 &= \frac{R_5}{R_{12}} \cdot \frac{9,98 \cdot 10^{-3} \cdot 6,8}{2 \cdot 25,5 \cdot 10^{-3}} = \frac{R_5}{R_{12}} \cdot 1,331 \\ \Rightarrow R_{12} &= \frac{R_5}{U_2} \cdot 1,331 = \frac{100000}{5} \cdot 1,331 = 26620 \Omega. \end{aligned} \quad (2.27)$$

Volím $R_{12} = 27 \text{ k}\Omega$. Pro stejný poloviční proud tekoucí kolektory tranzistorů musejí mít oba odpory stejnou hodnotu, volím $R_3 = R_4 = 15 \text{ k}\Omega$. Kvůli přesnému nastavení výsledného zesílení je přidán trimr $T_2 = 1 \text{ k}\Omega$, kterým se mění proud tekoucí kolektory tranzistorů. Tento trimr ale přidává k signálu stejnosměrnou složku, proto je na invertující vstup OZ IC1B připojeno napájecí stejnosměrné napětí přes odpor a trimr, který volím $T_1 = 100 \text{ k}\Omega$, kde se tato stejnosměrná složka odstraní. Pro výpočet je uvažováno posunutí stejnosměrné složky o $\pm 3 \text{ V}$. Velikost odporu R_1 je tedy

$$U_2 = U_{cc} \cdot \frac{R_5}{R_1} \Rightarrow R_1 = U_{cc} \cdot \frac{R_5}{U_2} = 15 \cdot \frac{100000}{3} = 500 \text{ k}\Omega. \quad (2.28)$$

Na výstupu OZ IC1B je kvůli případnému zkratu na výstupu zapojen odpor R_8 jako ochrana, $R_8 = 480 \Omega$.

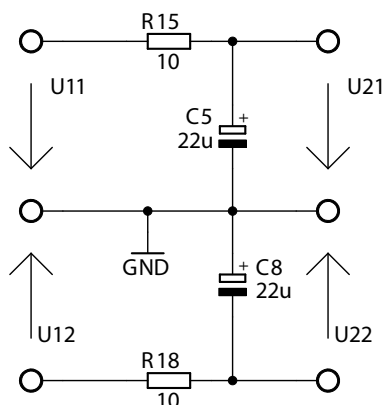


Obr. 2.10: Násobička napětí

Filtrace napájecího napětí

Pro filtraci napájecího napětí proti napěťovým špičkám je použito stejné zapojení jako v ostatních modulech. Aplikovaný filtr je typu dolní propust. Mezní frekvence je tedy

$$f_m = \frac{1}{2\pi \cdot 10 \cdot 22 \cdot 10^{-3}} = 723 \text{ Hz.} \quad (2.29)$$



Obr. 2.11: Filtrace napájecího napětí

Výsledné zapojení celého modulu je uvedeno v příloze D.1.

2.5.2 Návrh DPS a složení modulu

DPS jsem navrhoval v programu EAGLE verze 6.6.0. Nejdříve jsem zjistil velikost všech použitých součástek a vyrobil knihovnu pro součástku 2SC1583. Připojení potenciometrů a konektorů TRS 6,3mm je realizováno přes konektory na DPS a pohyblivé vodiče které jsou k nim připájeny. Počítal jsem také s připevněním na přední panel pomocí distančních sloupků. Výkres DPS, osazovací plány a soupis použitých součástek, viz přílohy, D.3, D.4, D.5, D.1.

2.5.3 Oživení

Nejdříve bylo potřeba nastavit nulové zesílení (zeslabení) při maximální poloze potenciometru *GAIN*, tedy pro OZ IC2A v saturaci pro vstupní signál. Na vstup *INPUT 1* jsem připojil signál se sinusovým průběhem o frekvenci 1 kHz a amplitudě 10 V. Trimrem T2 jsem nastavil zesílení 0 dB, protože se ale signál i stejnosměrně posunul, trimrem T1 jsem stejnosměrnou složku zredukoval. Trimrem T3 jsem pro minimální polohu potenciometru *GAIN* nastavil nulový výstupní signál a opakovl jsem nastavení T2 a T1.

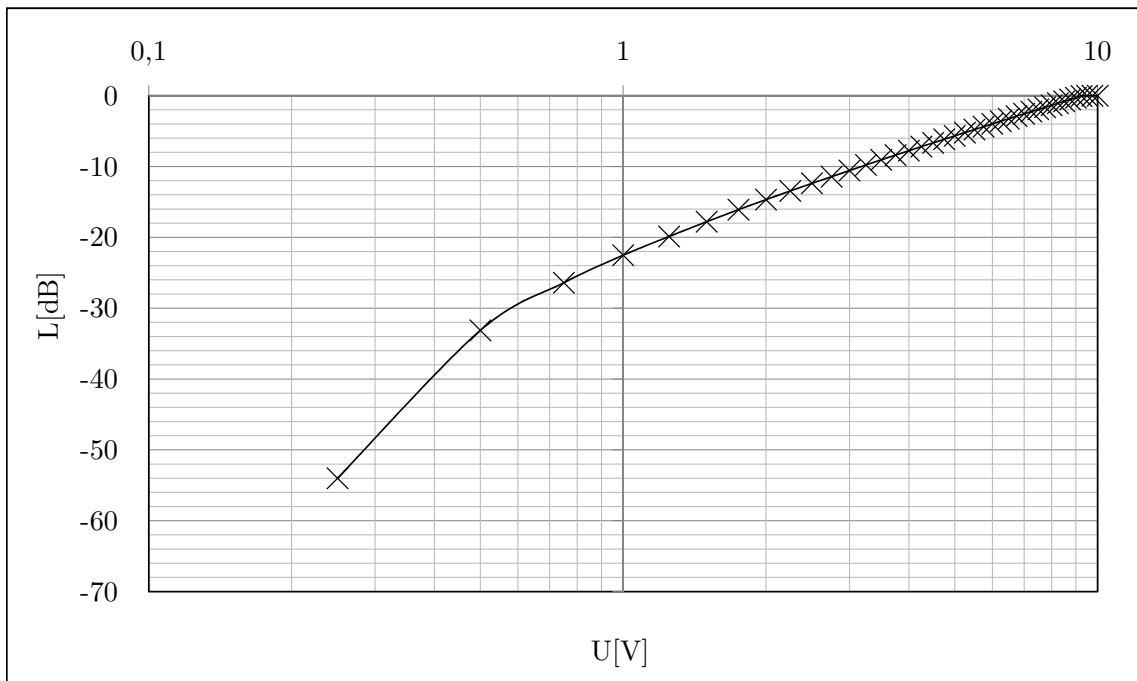
2.5.4 Změřené výsledky

Na analyzátoru jsem pro tento modul změřil THD , THD+N a SNR, hodnoty jsou uvedeny v tabulce 2.7.

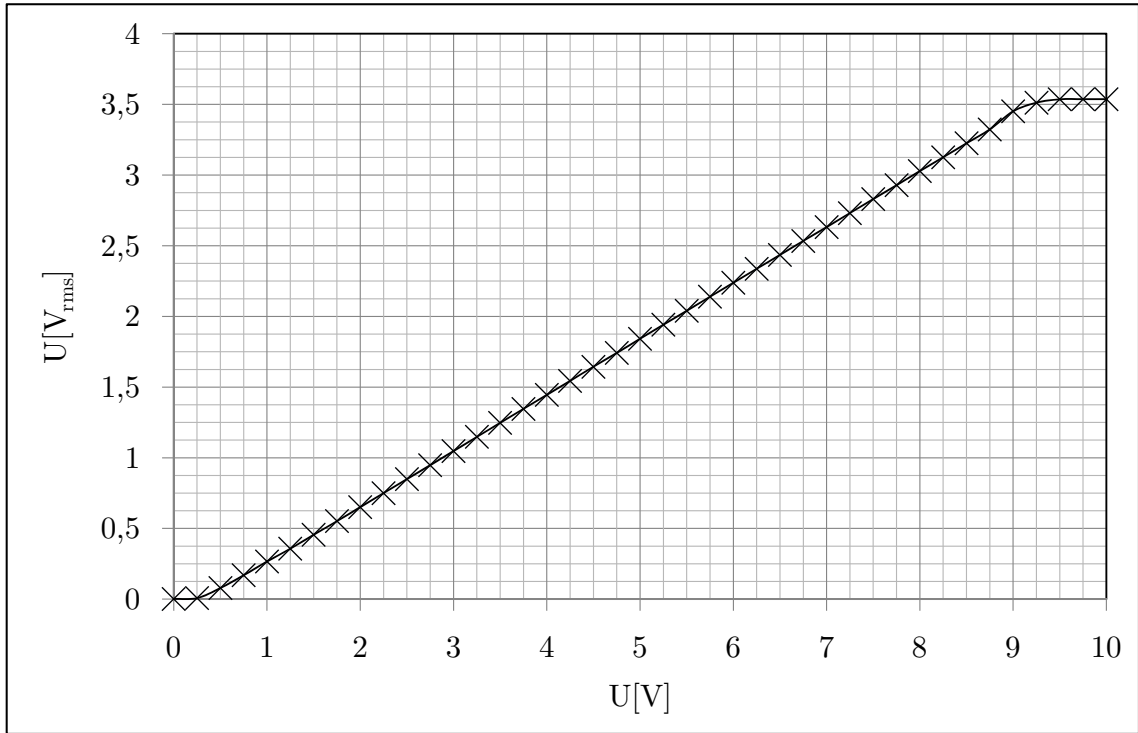
Tab. 2.7: Parazitní vlastnosti VCA

THD[%]	THD+N[%]	SNR[dB]
0,796	0,797	68,34

Dále jsem změřil závislost zesílení na řídicím napětí v dB 2.12 a závislost výstupního napětí na řídicím napětí ve V_{rms} při vstupním napětí $3,537 V_{\text{rms}}$ 2.13.



Obr. 2.12: Závislost zesílení na řídicím napětí



Obr. 2.13: Závislost výstupního napětí na řídicím napětí

3 ZÁVĚR

Úkolem této práce bylo zkonstruovat čtyři moduly a provést měření jejich charakteristik. Zhodnocení jsem rozdělil do částí pro každý modul zvlášť.

3.1 VCO

Deska byla osazena a modul úspěšně oživen. Naladění generátoru se jsem provedl jen pro dvě oktávy v rozsahu C2–C4, což je způsobeno nepřesným kondenzátorem C4. Generátor pracuje od kmitočtu 31,8 Hz až za horní kmitočtovou hranici oblasti lidského slyšení. Sinusový průběh má THD+N 6,9 % (na kmitočtu 2340 Hz). Vznik vyšších harmonických složek je způsoben tvarováním sinusového průběhu z trojúhelníkového průběhu před výstupem *SINEWAVE*. Průběh navíc na velmi nízkých kmitočtech nemá stejně dlouhé poloviny periody. Se zvyšujícím se kmitočtem tento problém zaniká. U trojúhelníkového, pilového a pulsního průběhu je vidět vliv nabíjení a vybíjení kondenzátoru. Tento jev také se zvyšujícím kmitočtem zaniká. Všechny tyto vlastnosti, kterými se průběhy liší od ideálních, bych ale neviděl jako nevýhodu. Spíše naopak, vlivem těchto „nedokonalostí“ je tak dosaženo jedinečné zvukové barvy jednotlivých průběhů.

3.2 VCF

Při prvním oživení modulu byl problém s charakteristikami BP a HP a nestejnými mezními frekvencemi při přepínání přepínače. Tento problém byl vyřešen při koupení a náhradě C7, C8 a C9 za kondenzátory s 1% přesností. Z grafu ?? je vidět, že mezní frekvence HP není stejná jako u LP a BP, kde je odchylka malá. Nestejná mezní frekvence je nejpravděpodobněji způsobená malou nepřesností C8. Nahrazení tohoto kondenzátoru by vyřešilo i špatnou modulovou kmitočtovou charakteristiku filtru typu AP, viz příloha B.7. Strmost jednotlivých typů filtrů odpovídá předpokládaným hodnotám. THD+N u tohoto modulu je 0,1% a SNR je 52,59 dB.

3.3 LFO

Frekvenční rozsah tohoto modulu je 2,42 mHz–80 Hz, což je pro LFO dostačující. THD+N pro sinusový průběh u rozsahu $x 1.0$ je 4,02% a bylo měřeno na frekvenci 80 Hz. Pro rozsah $x 0.1$ je THD+N 4,77% na frekvenci 9,62 Hz. Příčinou toho zkreslení v průběhu je tvarování sinusového průběhu stejně jako o VCO a krátký pokles

napětí v kladné polovině periody. Tento pokles je zaznamenán i u trojúhelníkového průběhu. Pravou příčinu toho poklesu v zapojení se ale odhalit nepodařilo.

3.4 VCA

Návrh zapojení, výpočet součástek, návrh DPS a oživení tohoto modulu proběhlo úspěšně. Změřeno bylo THD+N, které je 0,797%, a SNR, které je 68,34 dB, viz tabulka 2.7. Maximální zesílení modulu je $-0,003$ dB při řídicím napětí 9,5 V, kdy se dostává OZ IC2A do saturace. Z grafu 2.13 je vidět lineární závislost zesílení na řídicím napětí.

3.5 Shrnutí

Maximální hodnoty napětí všech průběhů jsou příliš vysoké pro zapojení do řetězce pro zpracování zvukového signálu, proto by se před připojením do např. mixážního pultu musel zapojit útlumový člen. Modul VCA obsahuje potenciometr *GAIN*, pomocí kterého je možné zmenšit amplitudu výstupního signálu. Při tomto zapojení už ale není možné realizovat amplitudovou modulaci. Do budoucna počítám se stavbou mixážního panelu kde bude možno signály mixovat a také nastavit výstupní úroveň. Díky modulárnímu principu těchto syntezátorů můžu tento celý projekt rozšiřovat téměř do nekonečna.

LITERATURA

- [1] TIETZE, U.; SCHENK, CH.; GAMM, E. *Electronic Circuits : Handbook for Design and Application* Berlin, 2002, Springer-Verlag Berlin Heidelberg. ISBN 978-3-540-00429-5
- [2] SCHIMMEL, J. *Studiová a hudební elektronika: skripta*. Brno, 2014, Brno FEKT VUT v Brně. ISBN 978-80-214-4452-2
- [3] SYROVÝ, V. *Hudební zvuk*. Praha, 2009, Nakladatelství AMU v Praze. ISBN 978-80-7331
- [4] SÝKORA, R.; KRUTÍLEK, F.; VČELARŘ, J. *Elektronické hudební nástroje a jejich obvody*. Praha, 1981, SNTL – Nakladatelství technické literatury. ISBN 04-503-81
- [5] VRBA, K.; HERENCŠÁR, N.; KOTON, J. *Analogová technika: skripta*. Brno, 2011, Brno FEKT VUT v Brně.
- [6] 120 Years of Electronic Music. The history of electronic music from 1800 to 2015. [online]. 1.1.2014 [cit. 2014-11-23]. Dostupné z: <<http://120years.net>>
- [7] DARC (Digital Aesthetics Research Centre), Aarhus University. Musical Instrument Interfaces. In: *aprja.net* [online]. 1.2.2013 [cit. 6.12.2014]. Dostupné z: <<http://www.aprja.net/?p=1003>>
- [8] First Look: Minimoog Voyager XL, Now Official, is a New Monster. In: *createdigitalmusic.com* [online]. 10.9.2010 [cit. 6.12.2014]. Dostupné z: <<http://createdigitalmusic.com/2010/09/first-look-minimoog-voyager-xl-now-official-is-a-new-monster>>
- [9] Historie elektronických nástrojů. In: *bodyia.cz* [online]. 21.8.2005 [cit. 19.11.2014]. Dostupné z: <<http://www.bodyia.cz/historie-elektronickyh-nastroju>>
- [10] NPN tranzistor BC846A-SMD. In: *ges.cz* [online]. 2004 [cit. 29.4.2015]. Dostupné z: <<http://www.ges.cz/cz/npn-tranzistor-bc846a-smd-GES04901145.html>>
- [11] Playing Styles. In: *theremin.info* [online]. [cit. 6.12.2014]. Dostupné z: <<http://www.theremin.info/-/viewpub/tid/30/pid/9>>
- [12] Roland TR-808 with MIDI. In: *matrixsynth.com* [online]. 14.11.2010 [cit. 6.12.2014]. Dostupné z: <<http://www.matrixsynth.com/2010/11/roland-tr-808-with-midi.html>>

- [13] Studio Icons: Fairlight CMI Series. In: *musictech.net* [online]. 28.5.2014 [cit. 6.12.2014]. Dostupné z: <<http://www.musictech.net/2014/05/studio-icons-fairlight-cmi>>
- [14] Syntezátor. In: *cs.wikipedia.org* [online]. 24.2.2014 [cit. 19.11.2014]. Dostupné z: <<http://cs.wikipedia.org/wiki/Syntez%C3%A1tor>>
- [15] Telotone. Old-School Electronic Music. [online]. 1.1.2002 [cit. 2014-11-19]. Dostupné z: <<http://elektronicka-hudba.telotone.cz/>>
- [16] USSON, Y. Synth DIY. [online]. 1.11.2013 [cit. 2014-11-29]. Dostupné z: <<http://yusynth.net>>

SEZNAM SYMBOLŮ, VELIČIN A ZKRATEK

1V/OCT	One Volt To Octave
AD	Attack, Decay
ADSR	Attack, Decay, Sustain, Release
AEG	Amplitude Envelope Generator
CMI	Computer Musical Instrument
CV	Control Voltage
DAW	Digital Audio Workstation
DDS	Direct Digital Synthesizer – přímý digitální syntezátor
EG	Envelope Generator – generátor obálky: generátor průběhu napětí (nejčastěji ADSR) podle kterého je dán charakter zvuku po stisku klávesy
FEG	Filter Envelope Generator
LFO	Low-Frequency Oscillator – nízkofrekvenční oscilátor: oscilátor libovolného průběhu nízké frekvence (nejčastěji 0,1 Hz – 10 Hz) pomocí kterého mohou být řízeny všechny napětím řízené moduly
MIDI	Musical Instruments Digital Interface
NG	Noise Generator – šumový generátor: generátor náhodného šumového průběhu, může jít o šum nejčastěji bílý, růžový nebo modrý
OZ	Operační zesilovač
PEG	Pitch Envelope Generator
PWM	Pulse Width Modulation – pulsně šířková modulace
ROM	Read-Only Memory
S&H	Sample&Hold
THD+N	Total Harmonic Distortion plus Noise – celkové harmonické zkreslení plus šum
VAS	Virtuální Akustická Syntéza

- VCA Voltage Controlled Oscillator – napětím řízený oscilátor: zesilovač jehož velikost zesílení (zeslabení) je dáno velikostí řídicího napětí
- VCF Voltage Controlled Filter – napětím řízený filtr: kmitočtový filtr jehož mezní kmitočet (střední kmitočet) nebo jakost jsou řízeny podle velikosti řídicího napětí
- VCO Voltage Controlled Oscillator – napětím řízený oscilátor: generátor periodického signálu s kmitočtem řízeným podle velikostí řídicího napětí

SEZNAM PŘÍLOH

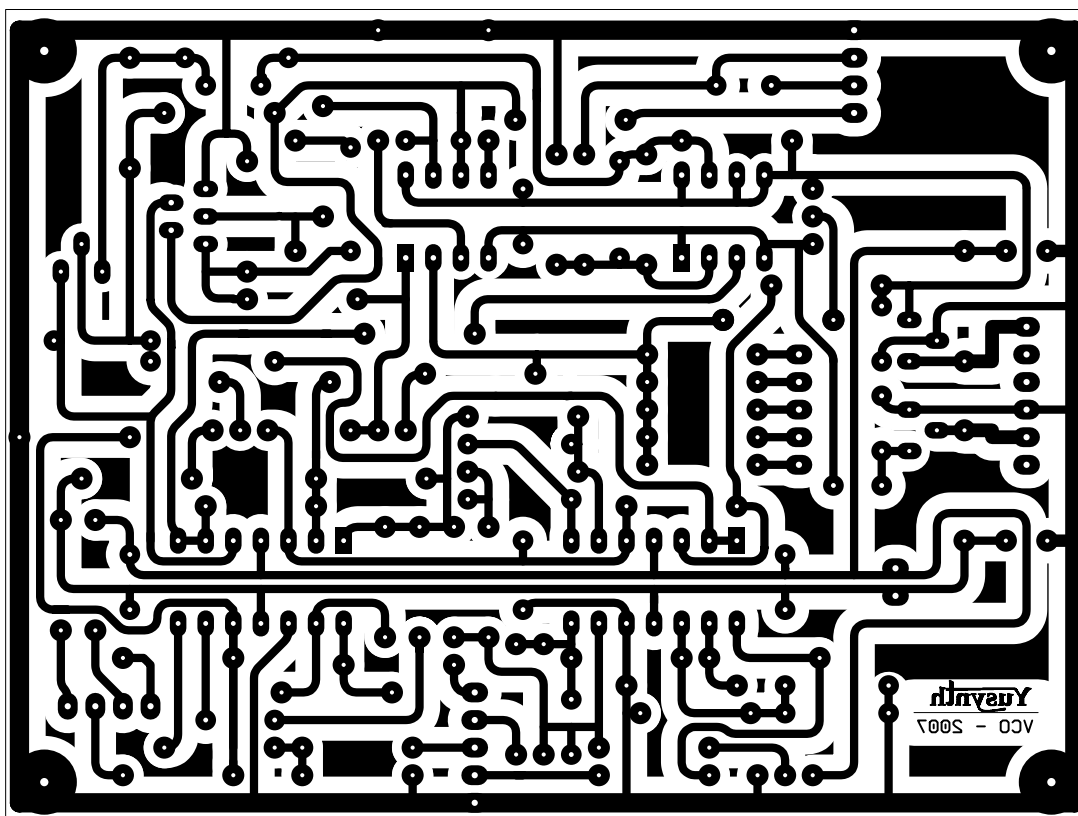
A Přílohy VCO	59
A.1 Schéma	59
A.2 DPS	59
A.3 Časové průběhy a jejich spektra při kmitočtu 2340 Hz	60
A.4 Změřené závislosti řídicích vstupů	64
B Přílohy VCF	65
B.1 Schéma	65
B.2 DPS	65
B.3 Modulové kmitočtové charakteristiky filtru	66
B.4 Modulové kmitočtové charakteristiky filtru typu LP pro různá nastavení jakosti filtru	68
B.5 Závislosti mezních frekvencí LP, BP a HP na řídicím napětí na vstupu 1V/OCT	70
B.6 Průběhy odchylek závislosti mezních frekvencí na řídicím napětí od teoretických hodnot	72
C Přílohy LFO	74
C.1 Schéma	74
C.2 DPS	74
C.3 Časové průběhy a jejich spektra při rozsahu $x 1.0$, a při kmitočtu 80 Hz	75
C.4 Časové průběhy a jejich spektra při rozsahu $x 0.1$, a při kmitočtu 9,62 Hz	79
D Přílohy VCA	83
D.1 Schéma	83
D.2 Výkresy z Eaglu	83

A PŘÍLOHY VCO

A.1 Schéma

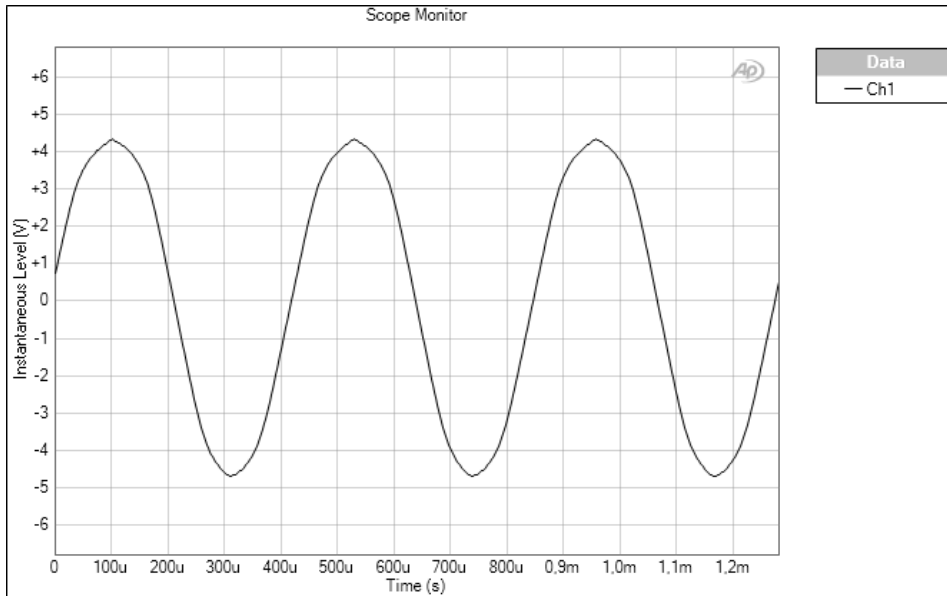
Schéma VCO je vloženo v kapse na přílohy.

A.2 DPS

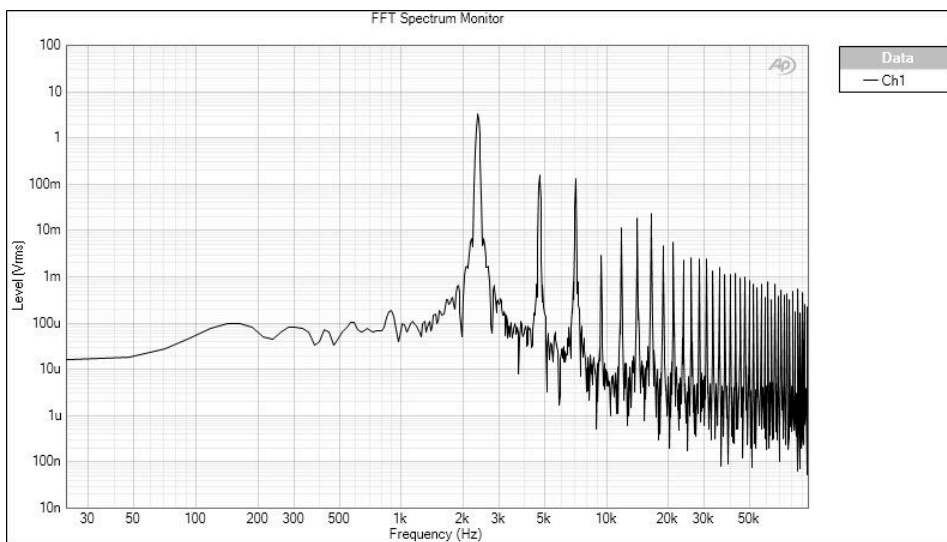


Obr. A.2: DPS VCO

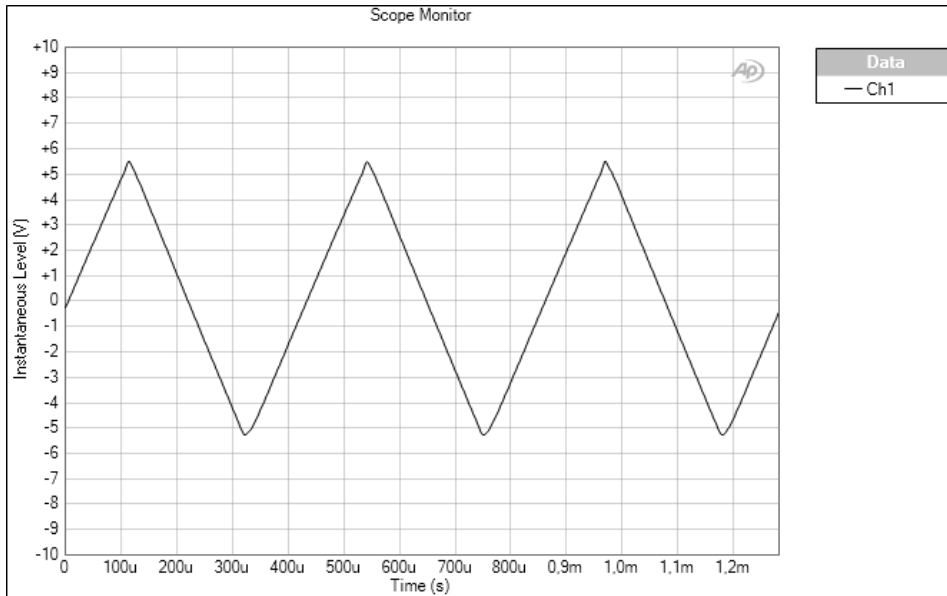
A.3 Časové průběhy a jejich spektra při kmitočtu 2340 Hz



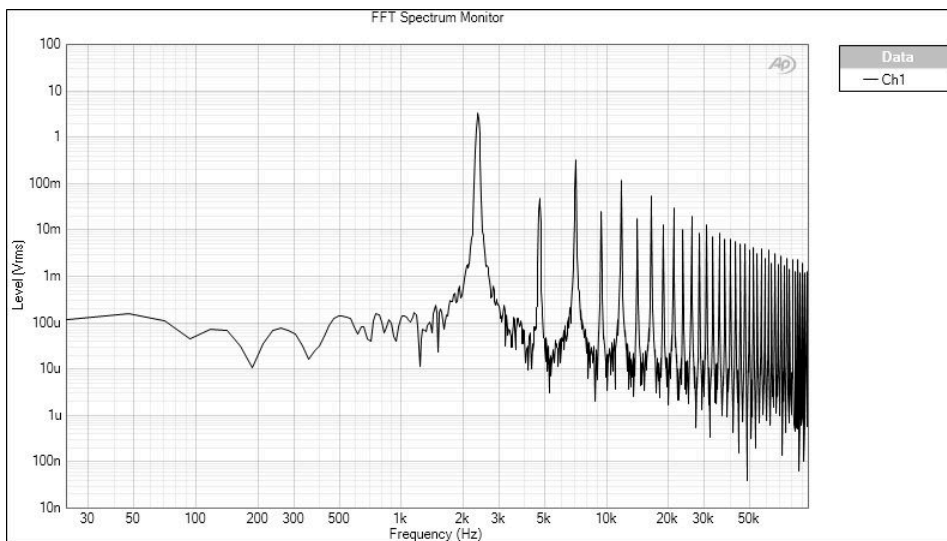
Obr. A.3: Časový průběh *SINEWAVE*



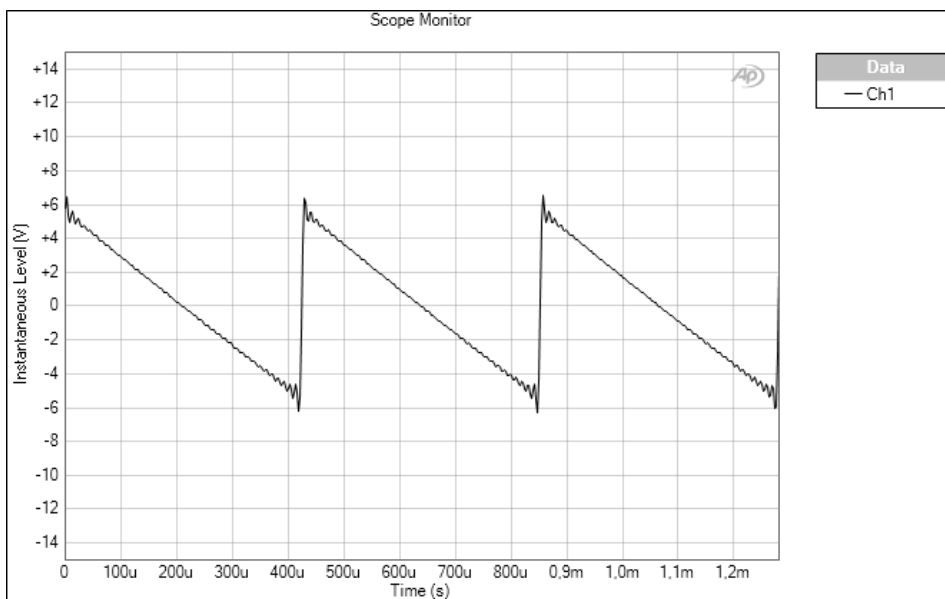
Obr. A.4: Spektrum signálu *SINEWAVE*



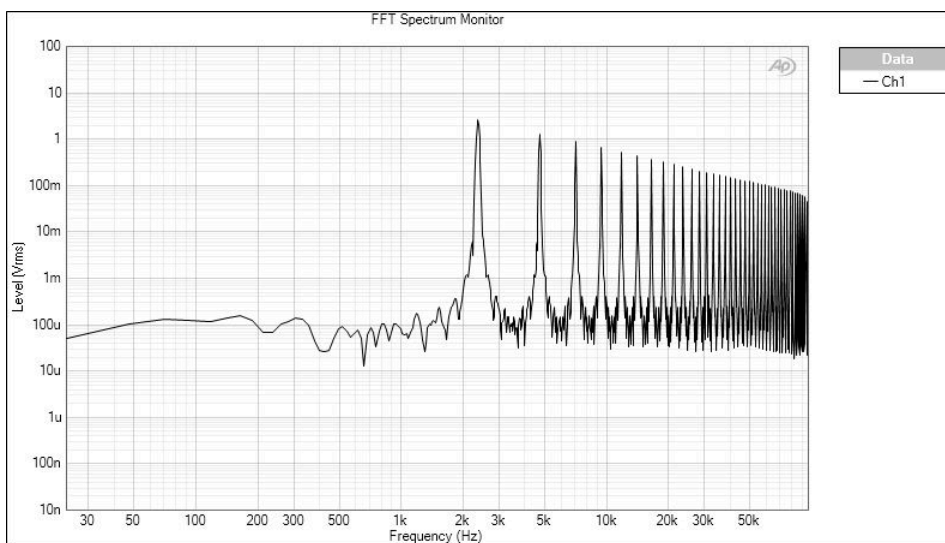
Obr. A.5: Časový průběh *TRIANGLE*



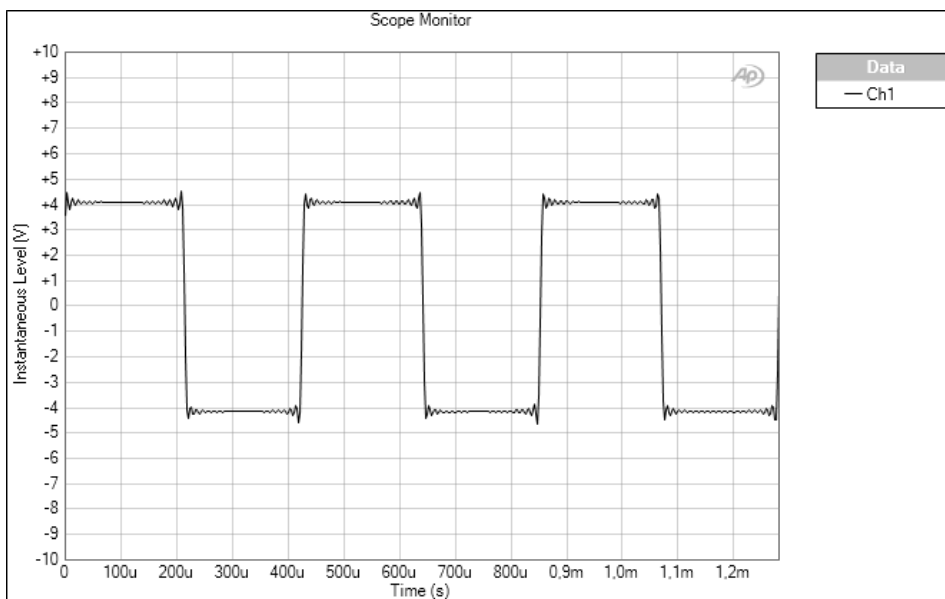
Obr. A.6: Spektrum signálu *TRIANGLE*



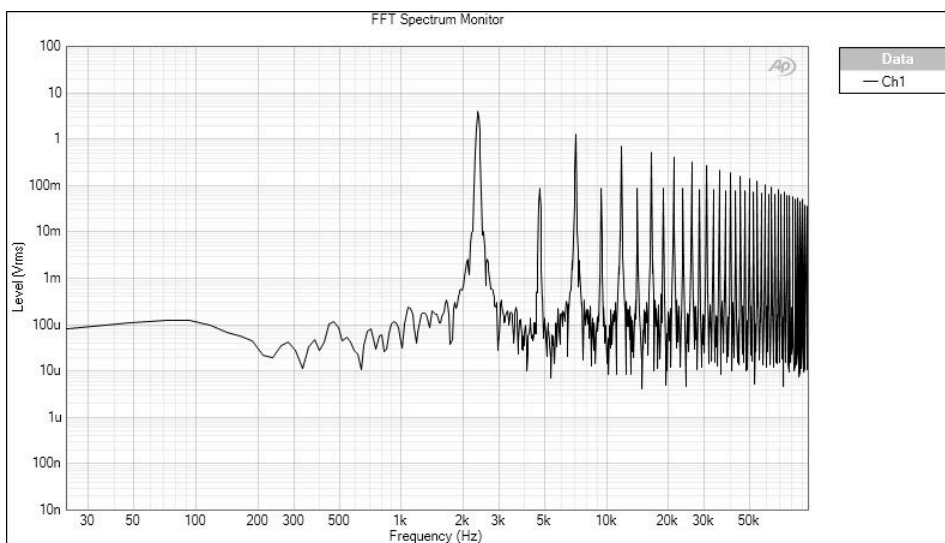
Obr. A.7: Časový průběh *SAWTOOTH*



Obr. A.8: Spektrum signálu *SAWTOOTH*

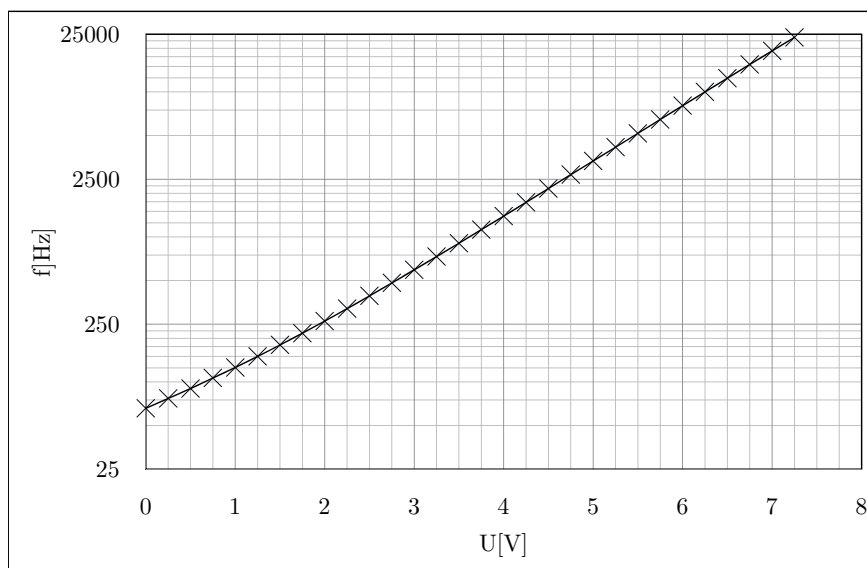


Obr. A.9: Časový průběh *PULSE*

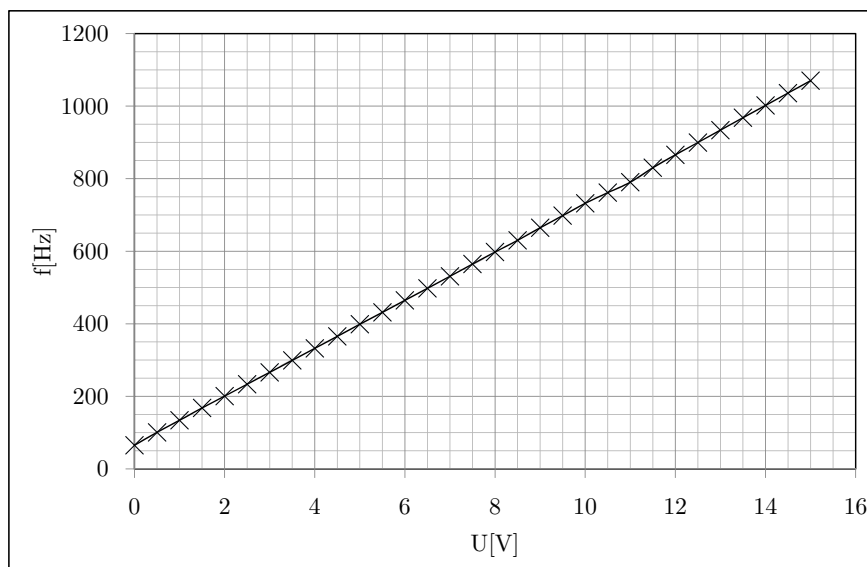


Obr. A.10: Spektrum signálu *PULSE*

A.4 Změřené závislosti řídicích vstupů



Obr. A.11: Závislost frekvence na řídicím napětí na vstupu 1 V/OCT



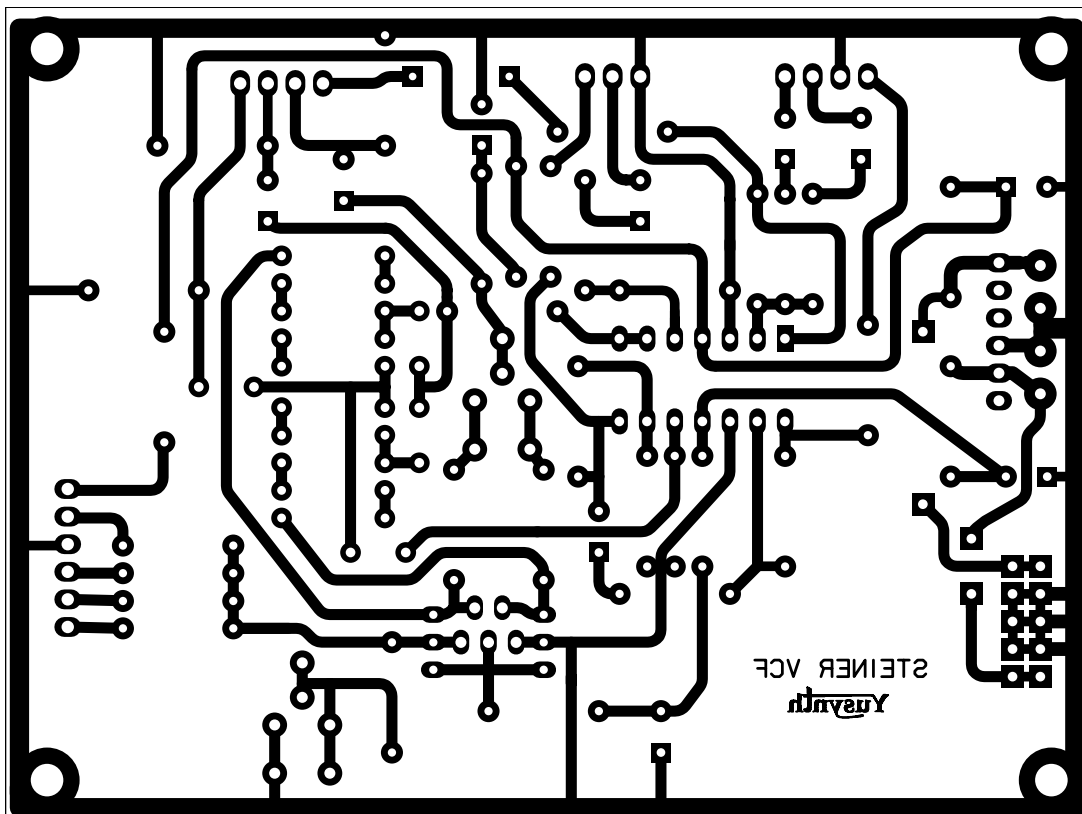
Obr. A.12: Závislost frekvence na řídicím napětí na vstupu $LIN\ FM$

B PŘÍLOHY VCF

B.1 Schéma

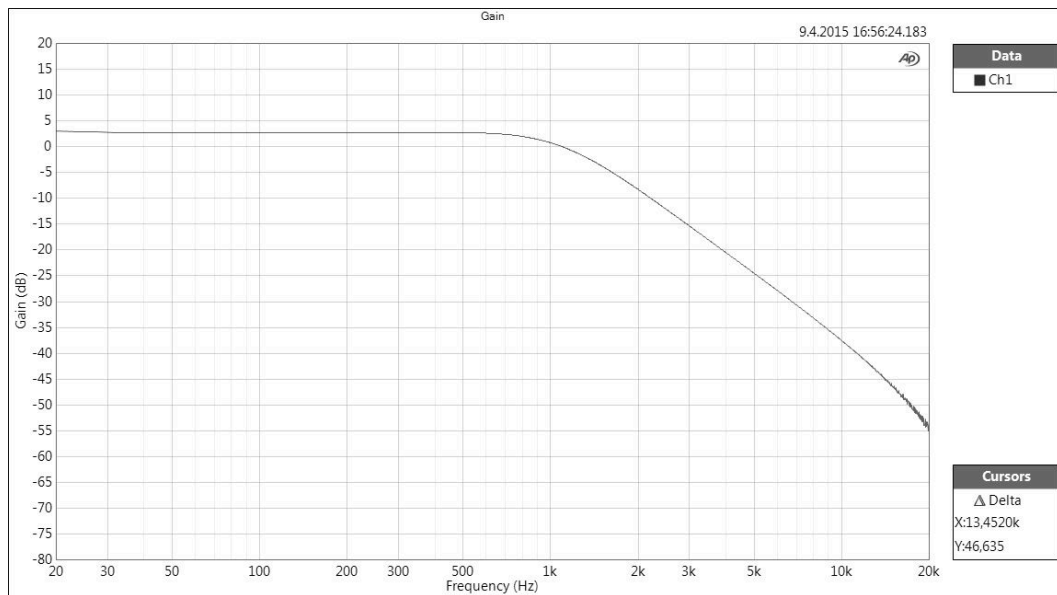
Schéma VCF je vloženo v kapse na přílohy.

B.2 DPS

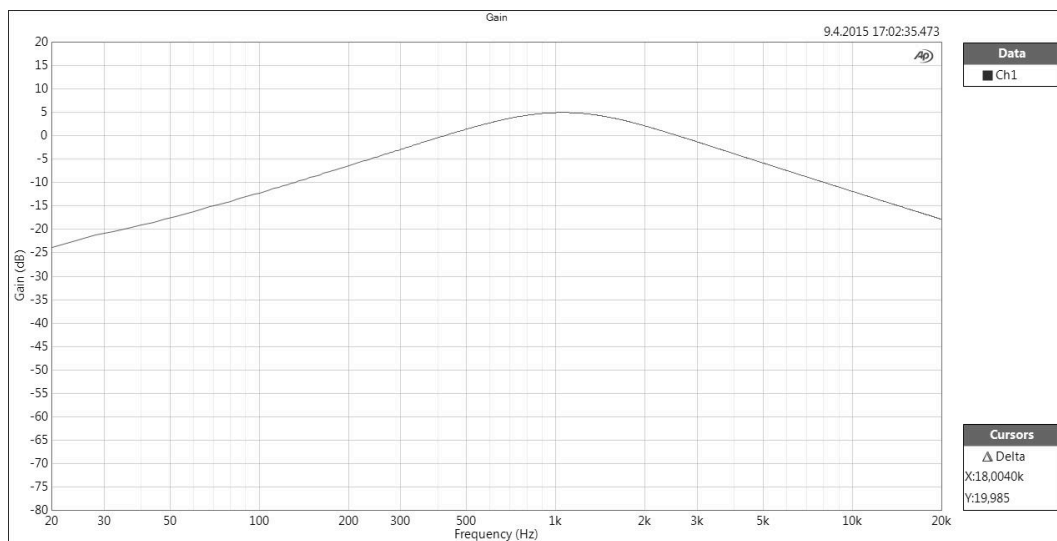


Obr. B.2: DPS VCF

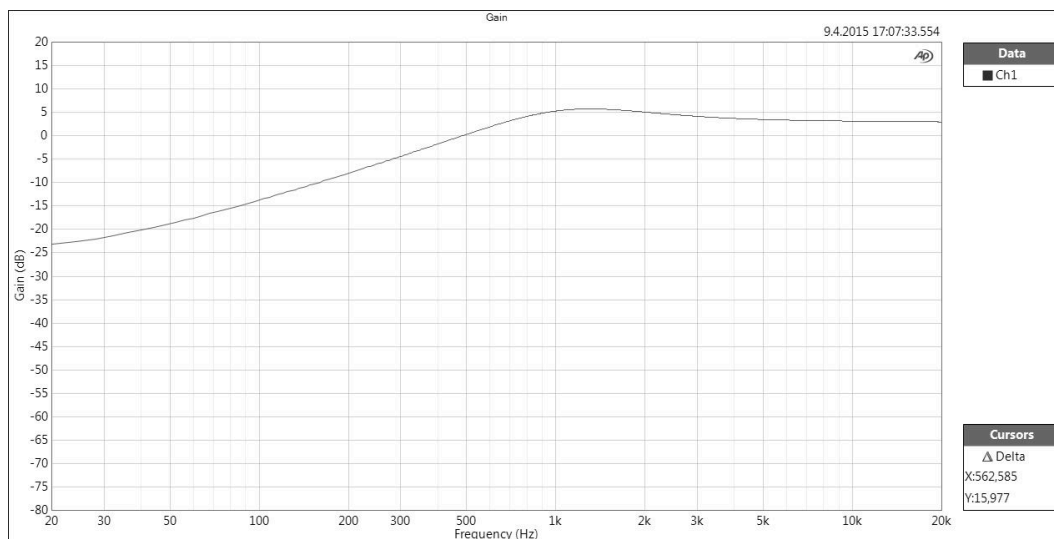
B.3 Modulové kmitočtové charakteristiky filtru



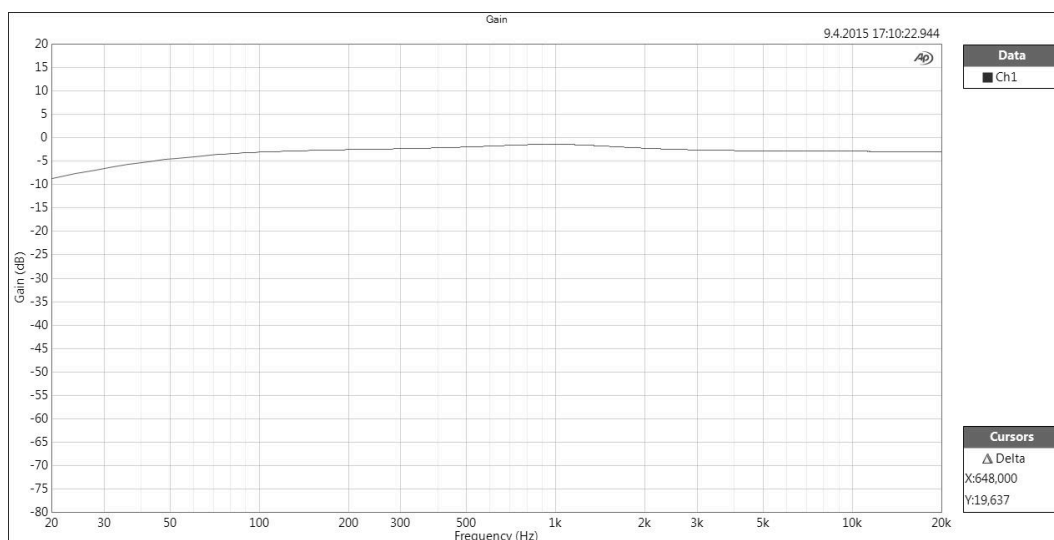
Obr. B.3: Modulová kmitočtová charakteristika filtru typu LP



Obr. B.4: Modulová kmitočtová charakteristika filtru typu BP

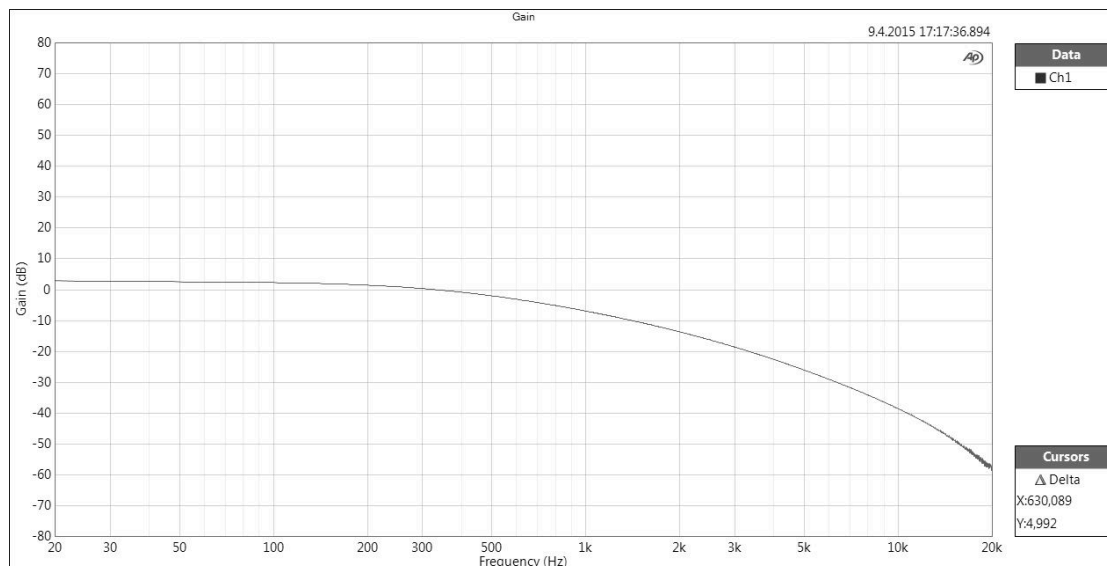


Obr. B.5: Modulová kmitočtová charakteristika filtru typu HP

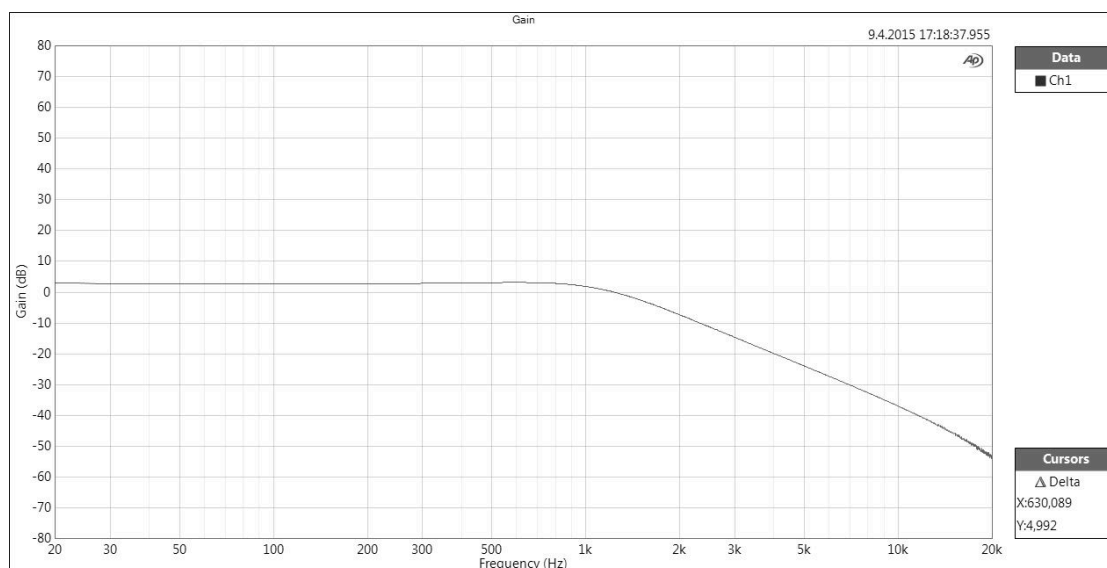


Obr. B.6: Modulová kmitočtová charakteristika filtru typu AP

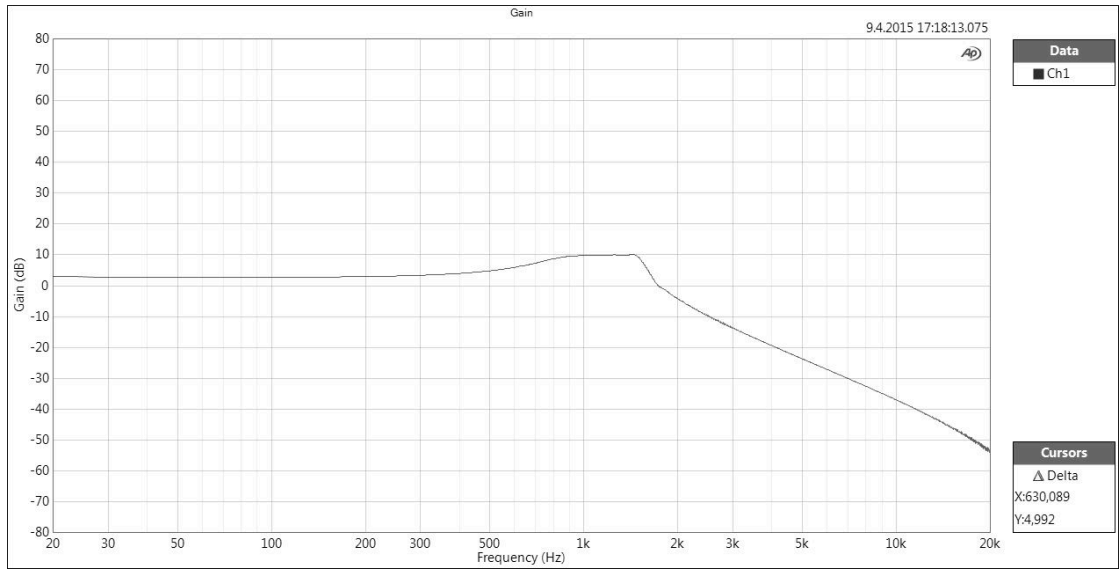
B.4 Modulové kmitočtové charakteristiky filtru typu LP pro různá nastavení jakosti filtru



Obr. B.7: Modulová kmitočtová charakteristika filtru typu LP, minimální Q

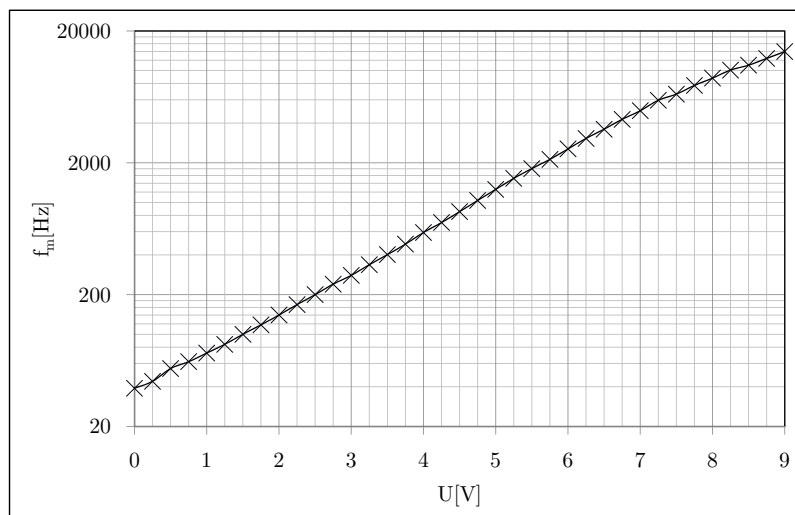


Obr. B.8: Modulová kmitočtová charakteristika filtru typu LP, střední Q

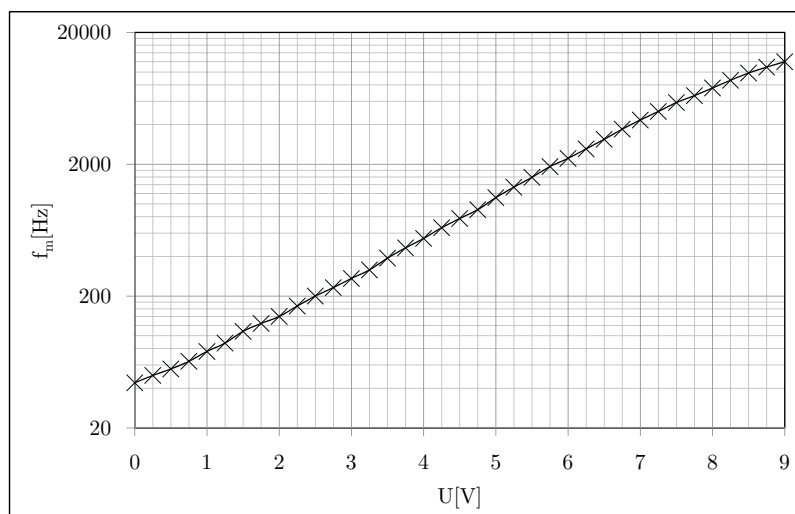


Obr. B.9: Modulová kmitočtová charakteristika filtru typu LP, maximální Q před samo-oscilací

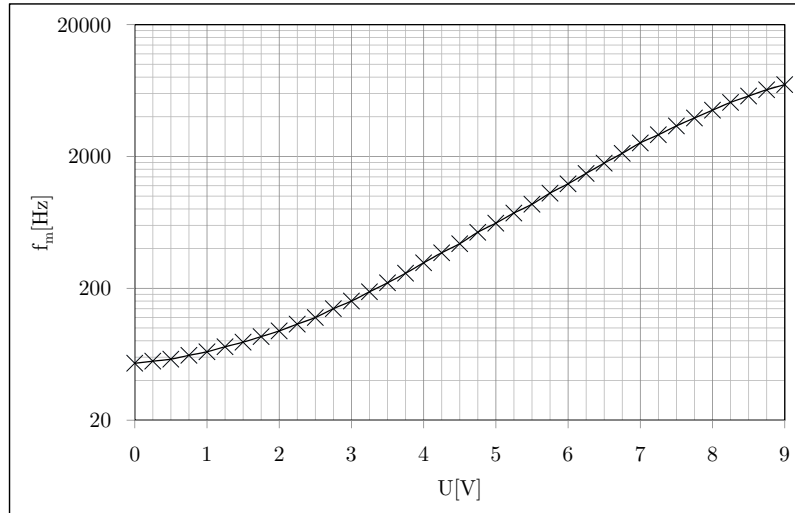
B.5 Závislosti mezních frekvencí LP, BP a HP na řídicím napětí na vstupu 1V/OCT



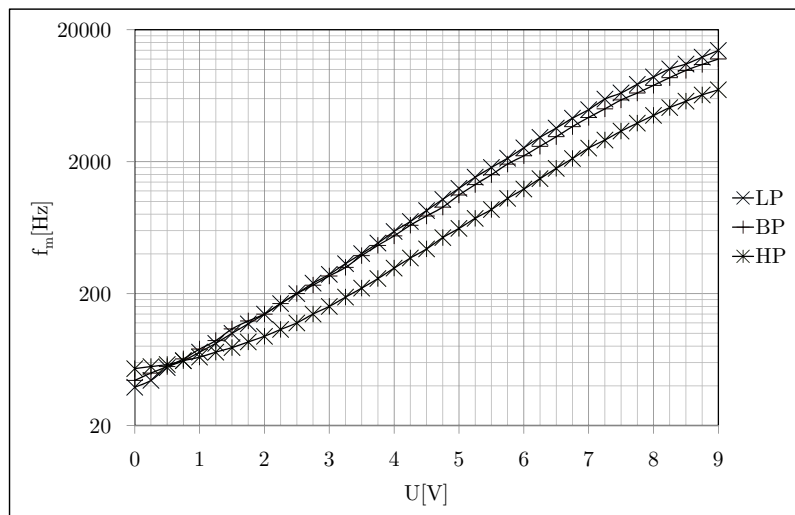
Obr. B.10: Závislost mezní frekvence filtru typu LP na řídicím napětí na vstupu 1V/OCT



Obr. B.11: Závislost mezní frekvence filtru typu BP na řídicím napětí na vstupu 1V/OCT

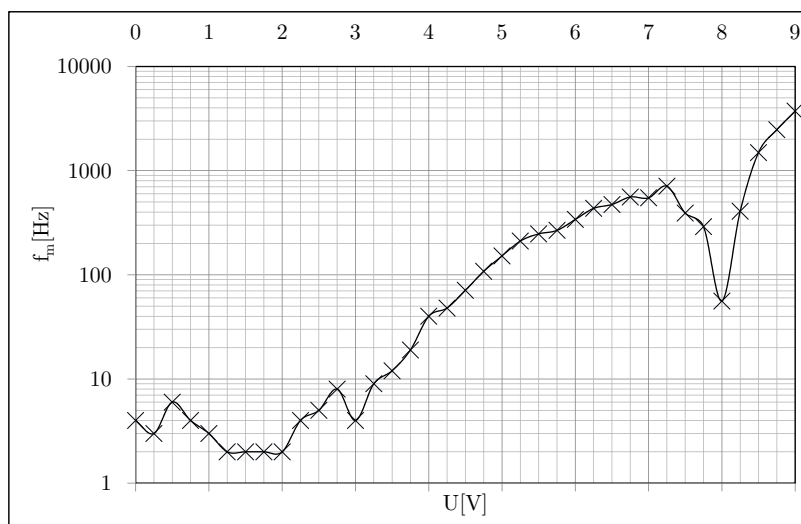


Obr. B.12: Závislost mezní frekvence filtru typu HP na řídicím napětí na vstupu 1V/OCT

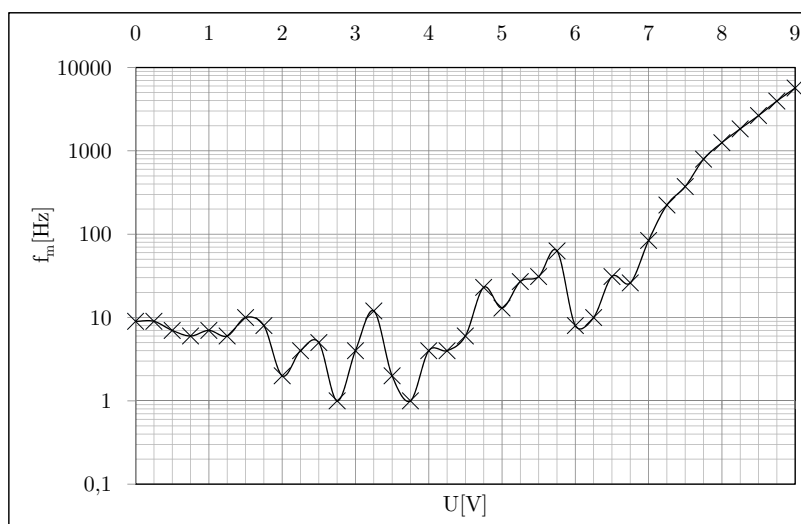


Obr. B.13: Závislost mezní frekvence filtru všech typů filtru na řídicím napětí na vstupu 1V/OCT

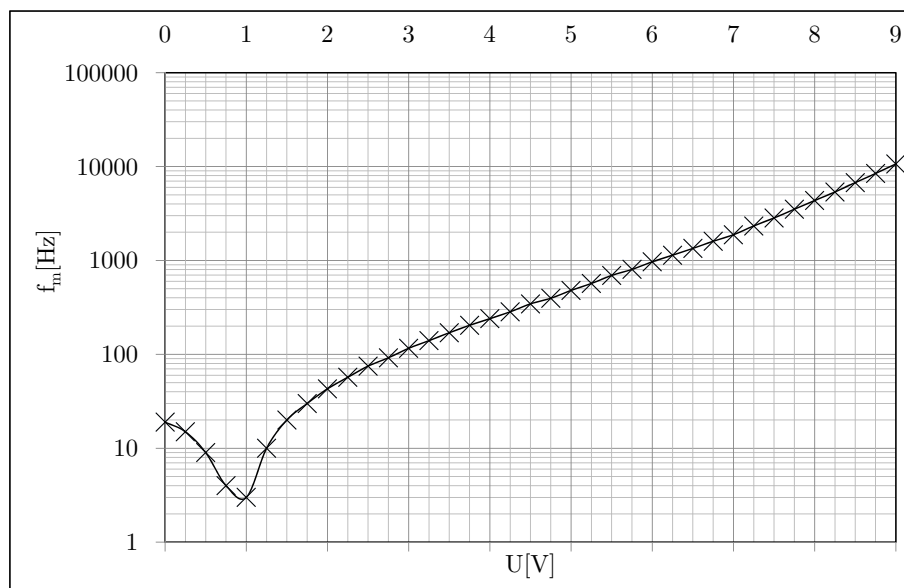
B.6 Průběhy odchylek závislosti mezních frekvencí na řídicím napětí od teoretických hodnot



Obr. B.14: Průběh odchylky závislosti mezní frekvence na řídicím napětí filtru typu LP od teoretických hodnot



Obr. B.15: Průběh odchylky závislosti mezní frekvence na řídicím napětí filtru typu BP od teoretických hodnot



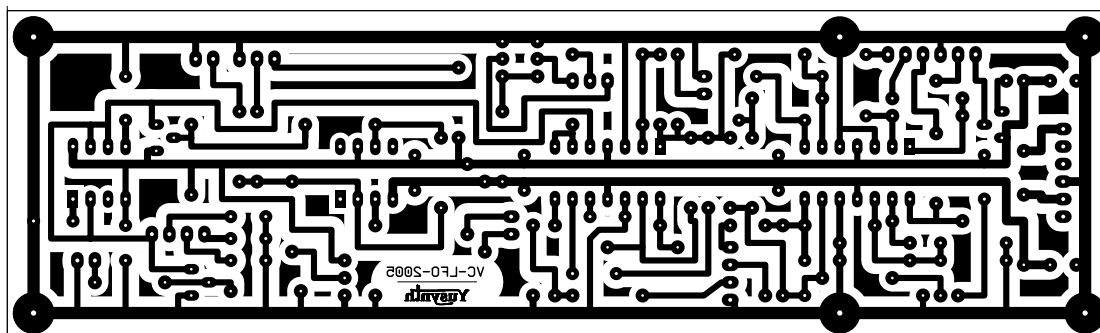
Obr. B.16: Průběh odchylky závislosti mezní frekvence na řídicím napětí filtru typu HP od teoretických hodnot

C PŘÍLOHY LFO

C.1 Schéma

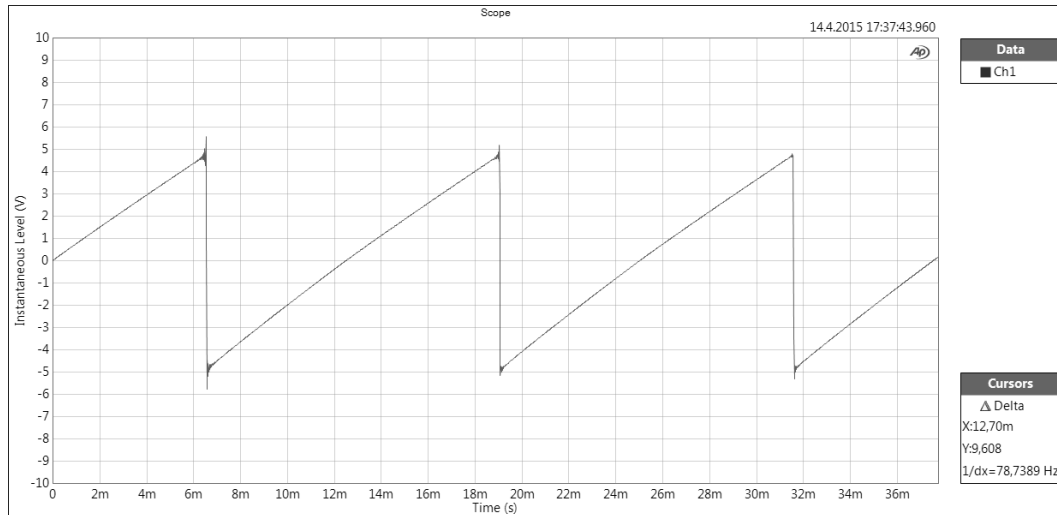
Schéma LFO je vloženo v kapse na přílohy.

C.2 DPS

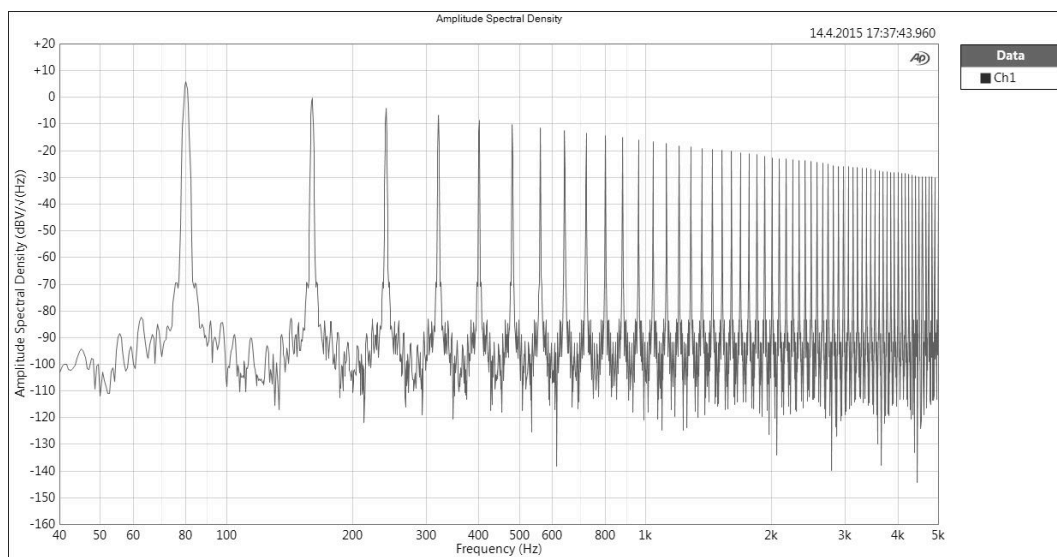


Obr. C.2: DPS LFO

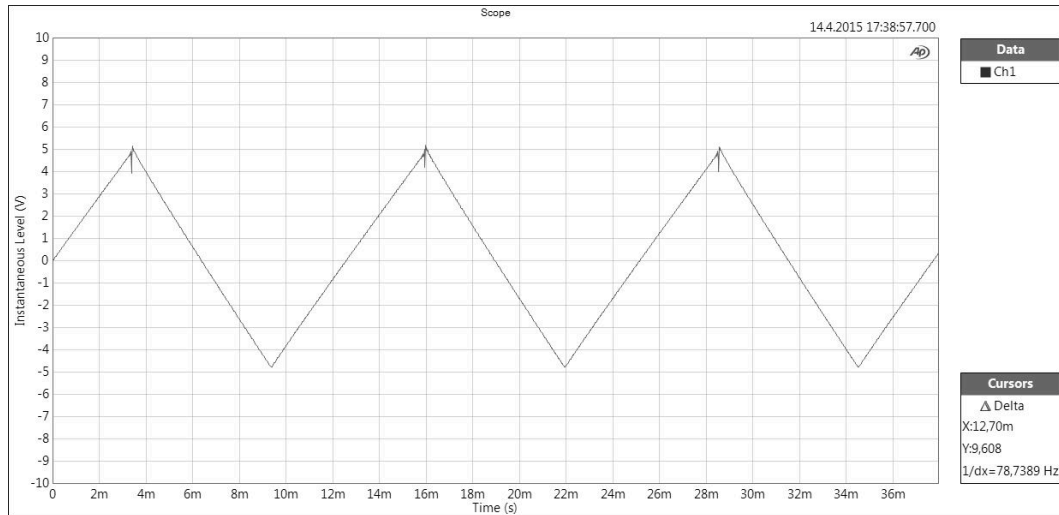
C.3 Časové průběhy a jejich spektra při rozsahu $x 1.0$, a při kmitočtu 80 Hz



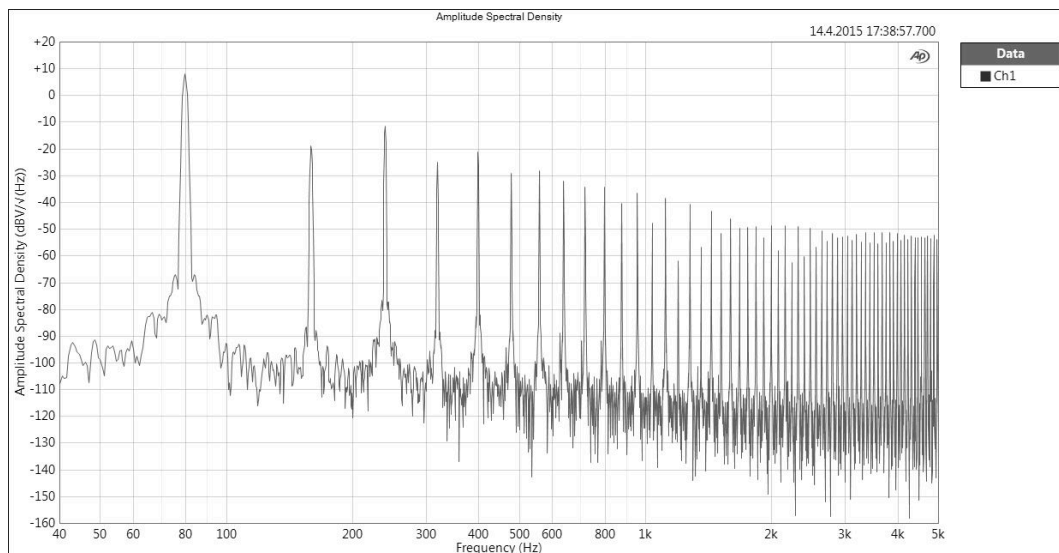
Obr. C.3: Časový průběh *SAWTOOTH*



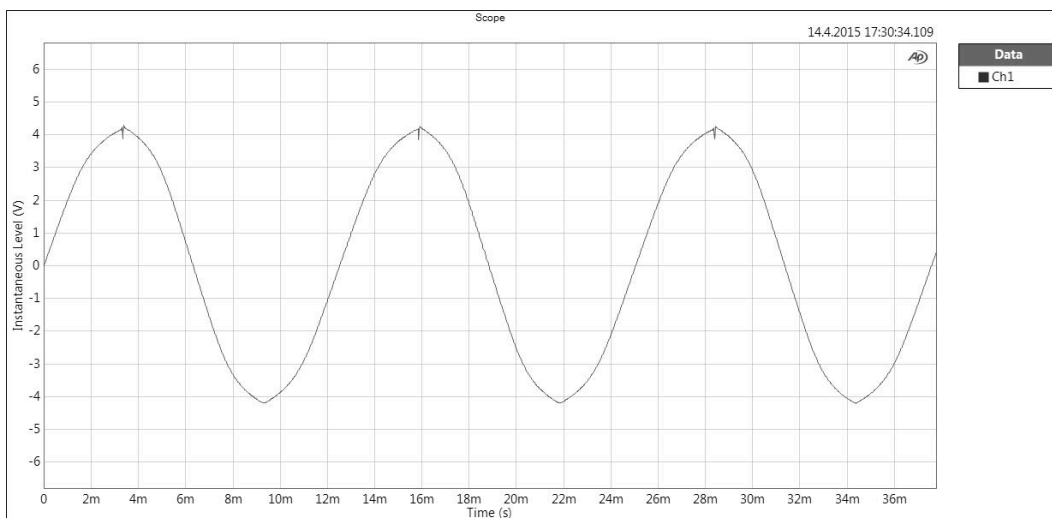
Obr. C.4: Spektrum signálu *SAWTOOTH*



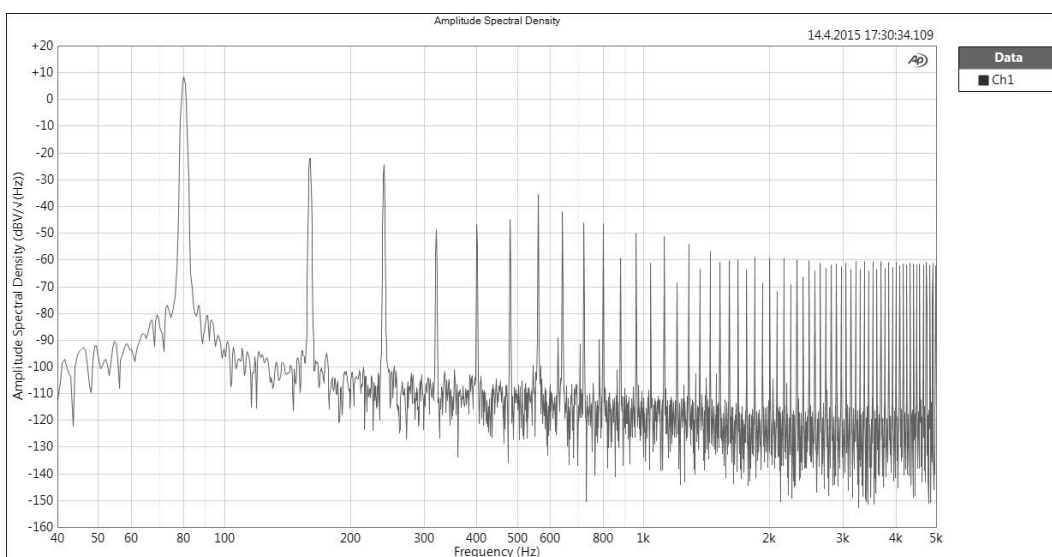
Obr. C.5: Časový průběh *TRIANGLE*



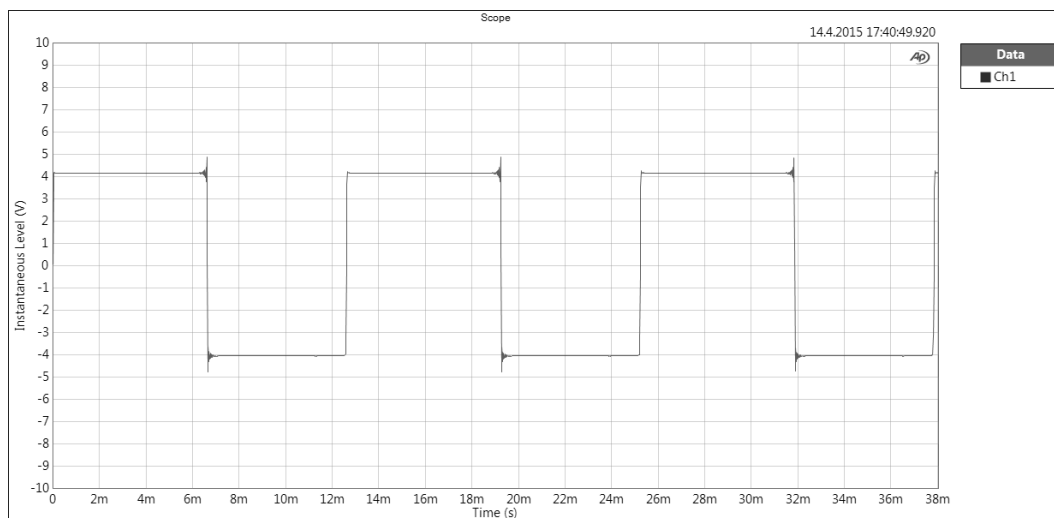
Obr. C.6: Spektrum signálu *TRIANGLE*



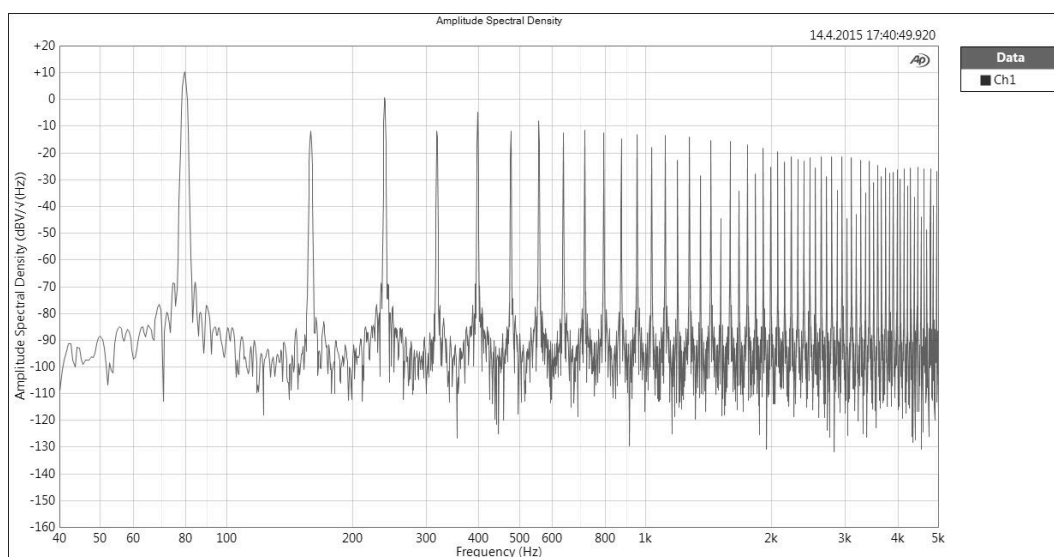
Obr. C.7: Časový průběh *SINE*



Obr. C.8: Spektrum signálu *SINE*

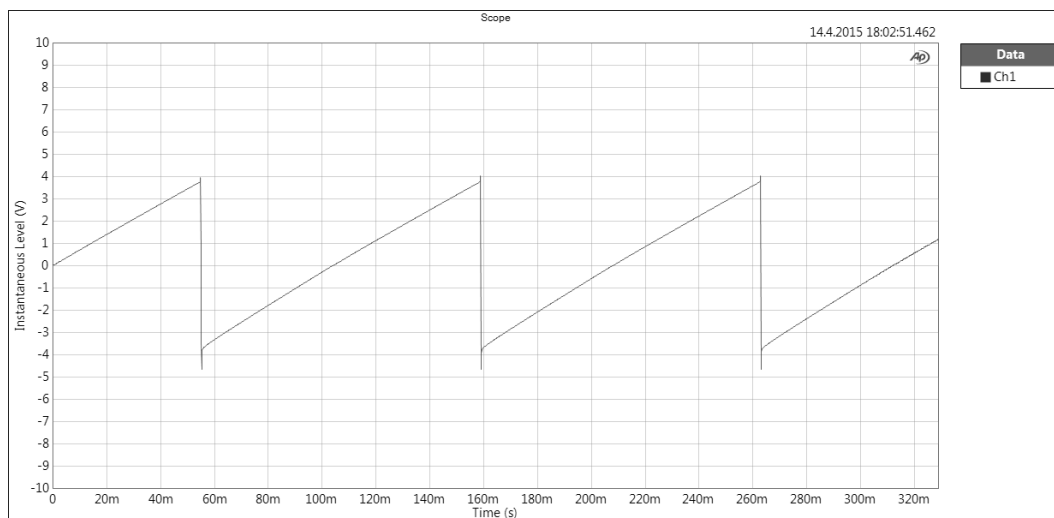


Obr. C.9: Časový průběh *SQUARE*

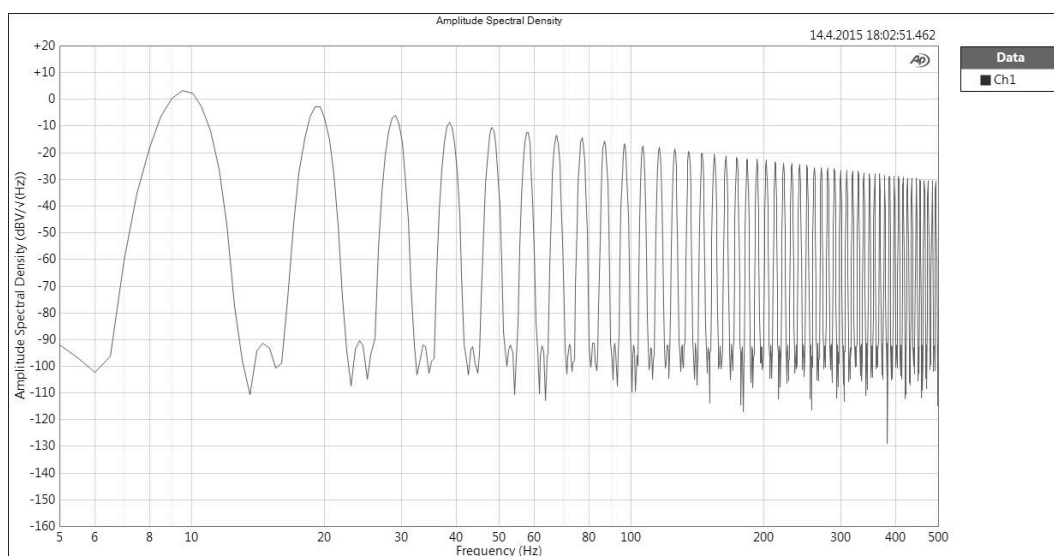


Obr. C.10: Spektrum signálu *SQUARE*

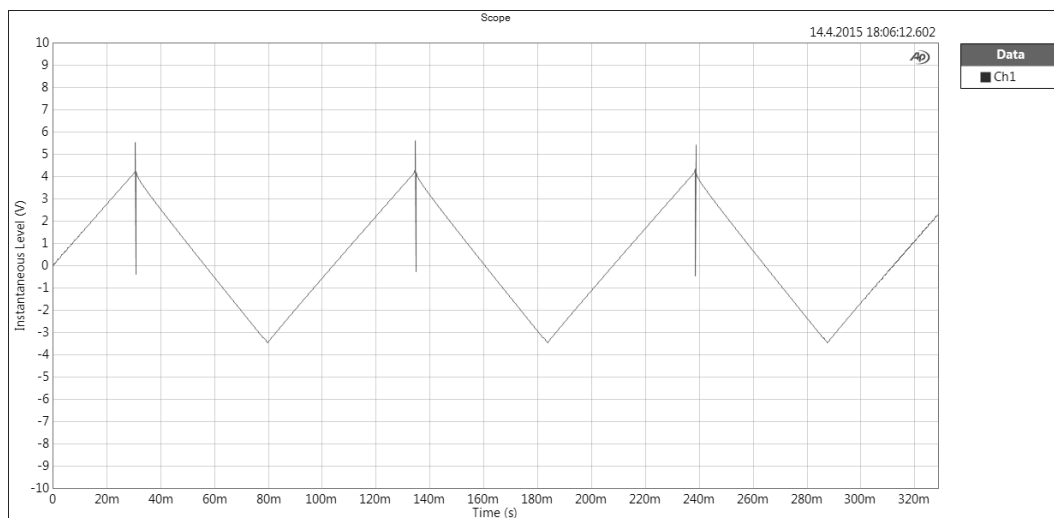
C.4 Časové průběhy a jejich spektra při rozsahu $x 0.1$, a při kmitočtu 9,62 Hz



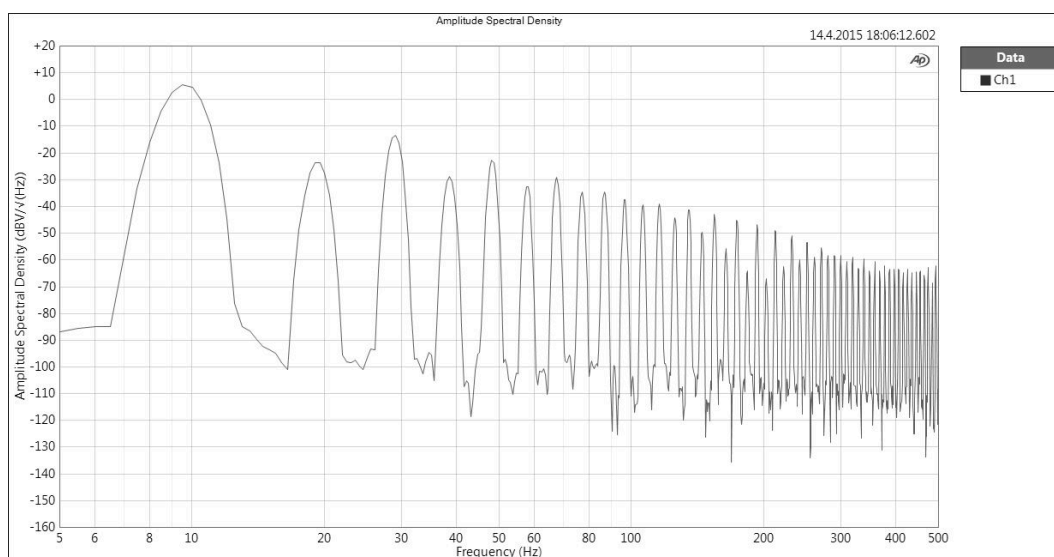
Obr. C.11: Časový průběh *SAWTOOTH*



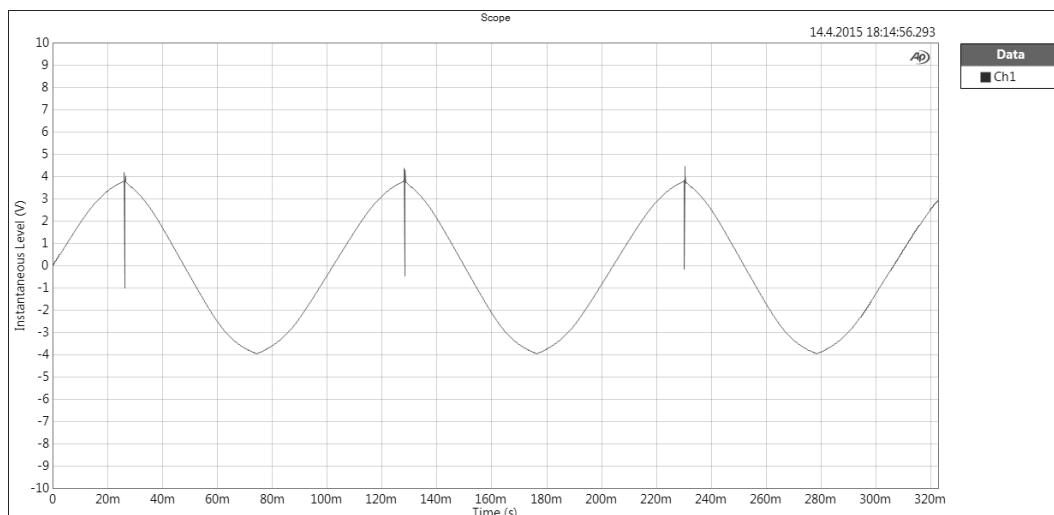
Obr. C.12: Spektrum signálu *SAWTOOTH*



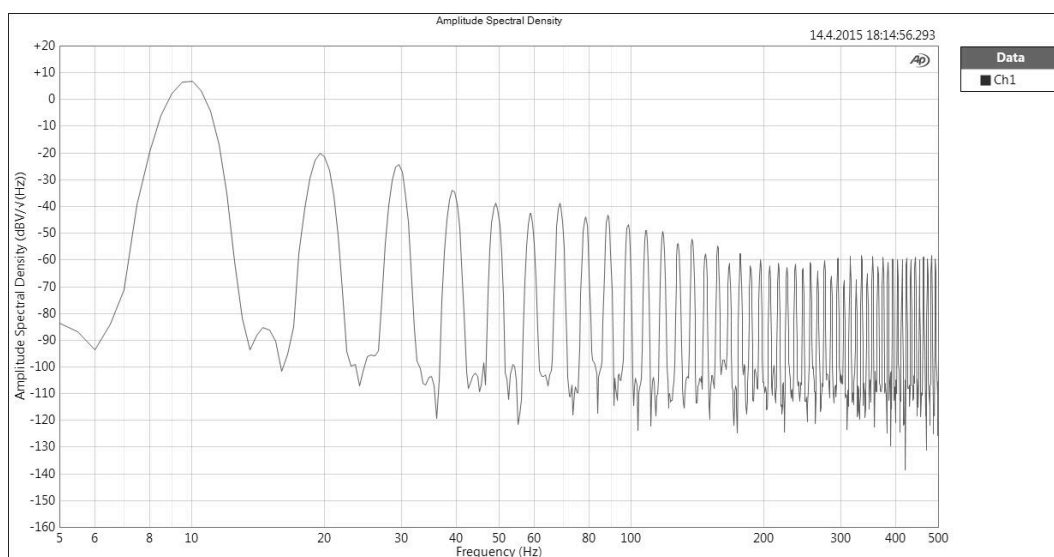
Obr. C.13: Časový průběh *TRIANGLE*



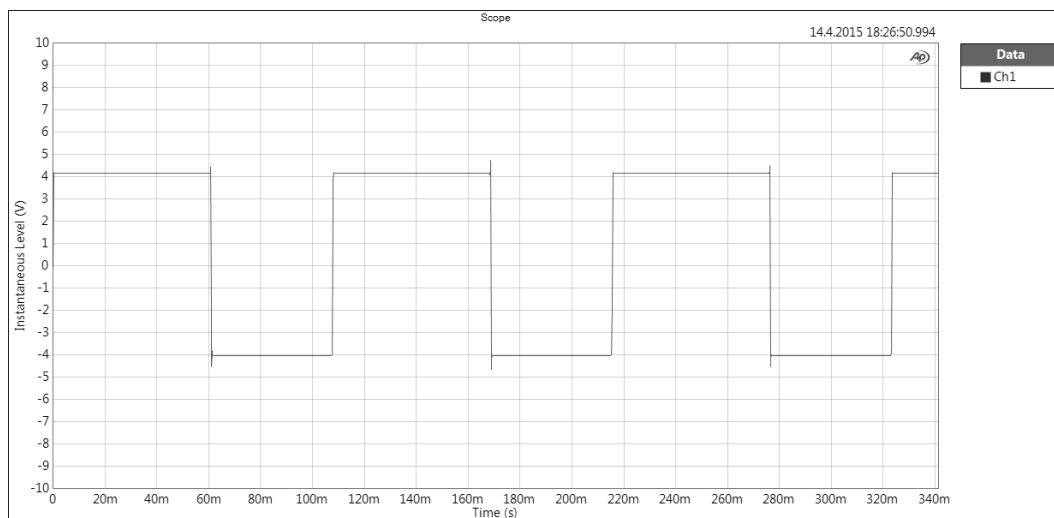
Obr. C.14: Spektrum signálu *TRIANGLE*



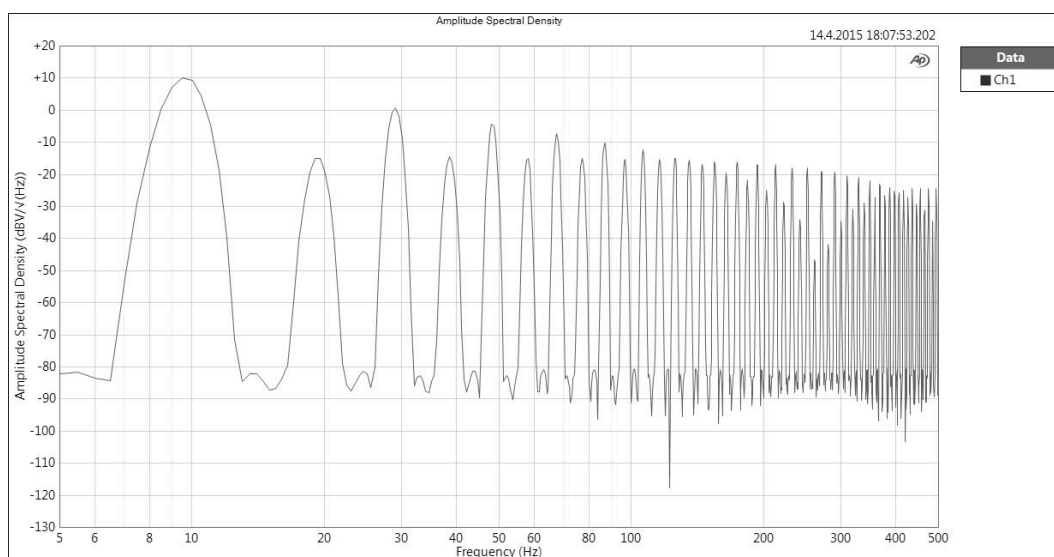
Obr. C.15: Časový průběh *SINE*



Obr. C.16: Spektrum signálu *SINE*



Obr. C.17: Časový průběh *SQUARE*



Obr. C.18: Spektrum signálu *SQUARE*

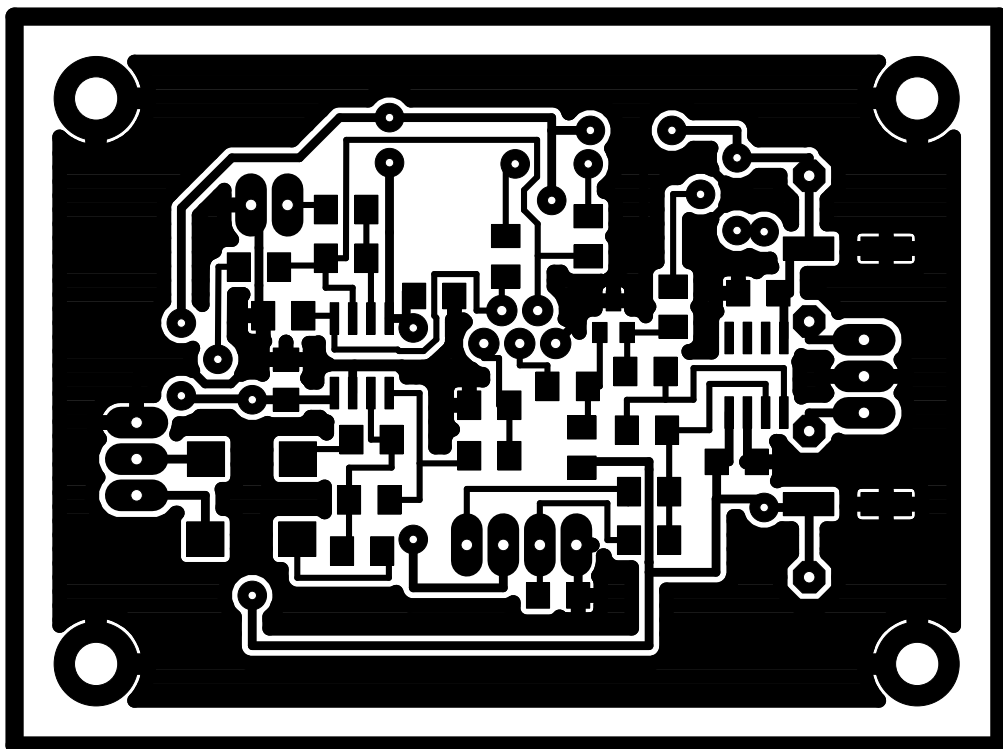
D PŘÍLOHY VCA

D.1 Schéma

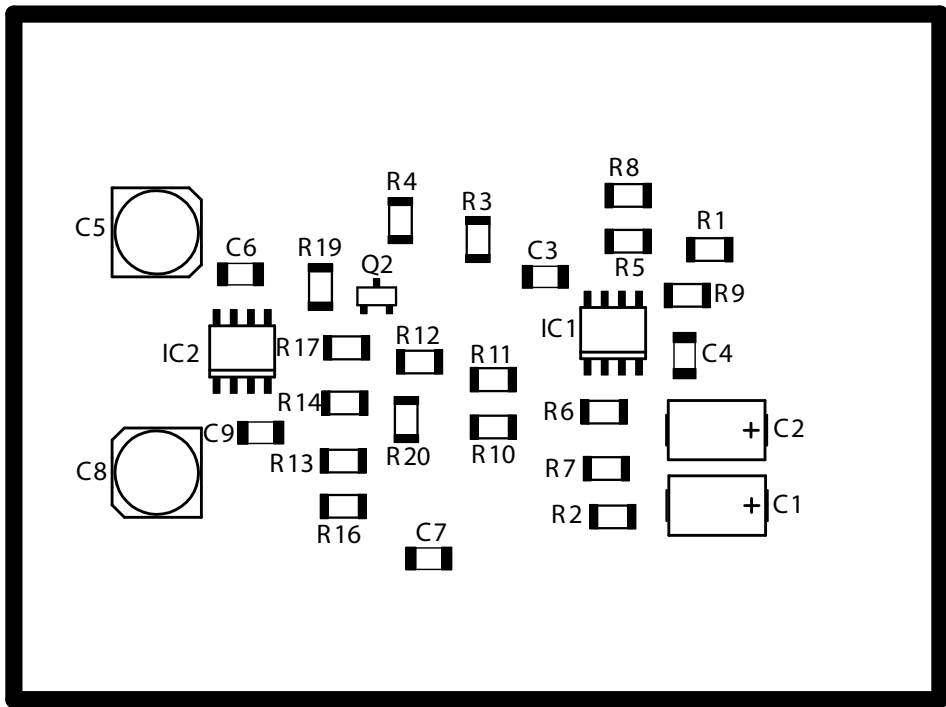
Schéma VCA je vloženo v kapse na přílohy.

D.2 Výkresy z Eaglu

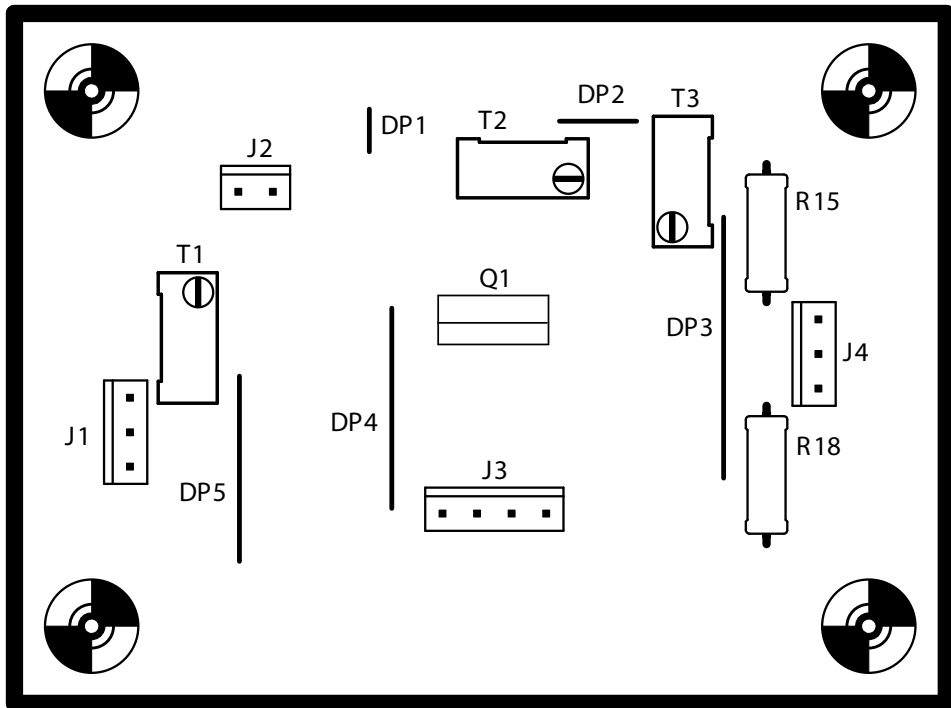
Schéma VCA pro vytvoření DPS je vloženo v kapse na přílohy.



Obr. D.3: Výkres DPS bottom



Obr. D.4: Osazovací výkres bottom



Obr. D.5: Osazovací výkres top

Tab. D.1: Seznam použitých součástek

Part	Device	Package	Value	Qty	Description
IC1,IC2	TL072D	SO08	–	2	OP AMP
Q1	2SC1583	2SC1583	–	1	Dual NPN Tranzistor
Q2	BC847CSMD	SOT23	–	1	NPN Transis- tor
R1,R10	R-EU M1206	M1206	500k	2	Resistor
R2,R5,R6,R7, R9,R14,R16	R-EU M1206	M1206	100k	7	Resistor
R3,R4	R-EU M1206	M1206	15k	2	Resistor
R8	R-EU M1206	M1206	470	1	Resistor
R11	R-EU M1206	M1206	1k	1	Resistor
R12	R-EU M1206	M1206	27k	1	Resistor
R13	R-EU M1206	M1206	68k	1	Resistor
R15,R18	R-EU 0309/10	0309/10	10	2	Resistor
R17,R19	R-EU M1206	M1206	22k	1	Resistor
C1,C2	CPOL- EUCT7343	CT7343	10u	2	Tantalum Ca- pacitor
C3,C4,C6, C7,C9	C-EUC1206	C1206	100n	5	Ceramic Ca- pacitor
C5,C8	CPOL- EU153CLV-0605	153CLV- 0605	22u	2	Electrolytic Capacitor
T1	R-TRIMM64Y	RTRIM64Y	100k	1	Trimm resis- tor
T2	R-TRIMM64Y	RTRIM64Y	1k	1	Trimm resis- tor
T3	R-TRIMM64Y	RTRIM64Y	50k	1	Trimm resis- tor
J1,J4	MTA03-100	10X03MTA	–	2	AMP connec- tor
J2	MTA02-100	10X02MTA	–	1	AMP connec- tor
J3	MTA04-100	10X04MTA	–	1	AMP connec- tor
DP1,DP2,DP3, DP4,DP5	Drátová pro- pojka	–	0,6mm	5	Drátová pro- pojka 0,6mm