VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ
BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ
FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION

ÚSTAV ELEKTROTECHNOLOGIE
DEPARTMENT OF ELECTRICAL AND ELECTRONIC TECHNOLOGY

MODULÁRNÍ ANALOGOVÝ SYNTEZÁTOR
ANALOG MODULAR SYNTHESIZER

BAKALÁŘSKÁ PRÁCE
BACHELOR'S THESIS

AUTOR PRÁCE — Martin Klecl
AUTHOR

VEDOUCÍ PRÁCE — doc. Ing. Jiří Schimmel, Ph.D.
SUPERVISOR

BRNO 2017

VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ
FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ

Bakalářská práce

bakalářský studijní obor **Mikroelektronika a technologie**
Ústav elektrotechnologie

Student: Martin Klecl ***ID:*** 161559
Ročník: 3 ***Akademický rok:*** 2016/17

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 univerzální modul napětím řízeného oscilátoru, napětím řízeného subakustického oscilátoru, napětím řízeného filtru a napětím řízeného zesilovače pro analogový subtraktivní syntezátor. Proveďte měření parametrů jednotlivých modulů a analýzu výstupního signálu celého syntezátoru.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

Podle doporučení vedoucího práce

Termín zadání: 6. 2. 2017 ***Termín odevzdání:*** 8.6.2017

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

VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií Ústav elektro-technologie

doc. Ing. Jiří Háze, Ph.D.
předseda oborové rady

UPOZORNĚNÍ:

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

ABSTRAKT

Tato práce seznamuje s tématem analogových modulárních syntezátorů a s používanou konstrukcí obvodů u těchto zařízení. Úvod teoretické části se věnuje základním pojmům, historii a rozdělení modulárních syntezátorů. Dále je v práci uveden a charakterizován přehled metod získávání zvuku zaměřený na aditivní, subtraktivní a modulační syntézu. Ze základních prvků subtraktivního syntezátoru je popsán napětím řízený filtr, napětím řízený oscilátor, nízkofrekvenční oscilátor a napětím řízený zesilovač. V praktické části jsou pak tyto základní členy navrhnuty a zkonstruovány v jeden univerzální modul formátu Eurorack. Výstupem práce jsou proměřené parametry každého ze základních prvků syntezátoru.

KLÍČOVÁ SLOVA

Analogový modulární syntezátor, Eurorack, napětím řízený filtr, napětím řízený oscilátor, napětím řízený zesilovač, nízkofrekvenční oscilátor, Serge, subtraktivní syntéza.

ABSTRACT

This thesis explores the topic of analog modular synthesizers and the circuit designs used in these devices. The introduction of the theoretical part deals with the basic terminology of modular synthesizers and their history and classification. The thesis also presents and characterizes the methods of producing sound focusing on additive, subtractive and modulation synthesis. From the fundamental components of a subtractive synthesizer, the thesis describes a voltage controlled filter, voltage controlled oscillator, low frequency oscillator and voltage controlled amplifier. The practical part of the thesis concerns design and construction of these components into a single universal Eurorack format module. The results of the thesis comprise measurements of the parameters of each of the basic blocks of the synthesizer module.

KEYWORDS

Analog modular synthesizer, Eurorack, voltage controlled filter, voltage controlled oscillator, voltage controlled amplifier, low frequency oscillator, Serge, subtractive synthesis.

KLECL, M. *Modulární analogový syntezátor*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií. Ústav elektrotechnologie, 2017. 55 s., 27 s. příloh. Semestrální práce. Vedoucí práce: doc. Ing. Jiří Schimmel, Ph.D.

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 zákona č. 121/2000 Sb., o právu autorském, o právech souvisejících s právem autorským a o změně některých zákonů (autorský zákon), ve znění pozdějších předpisů, včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č. 40/2009 Sb.

V Brně dne ....

(podpis autora)

PODĚKOVÁNÍ

Děkuji vedoucímu semestrální práce doc. Ing. Jiřímu Schimmelovi, Ph.D. za účinnou metodickou, pedagogickou a odbornou pomoc a další cenné rady při zpracování mé bakalářské práce. Dále děkuji doc. Ing. Jaroslavu Kotonovi, Ph.D. za ochotnou pomoc při vysvětlování principu u návrhu napětím řízeného filtru. Děkuji také všem kolegům ve firmě Bastl instruments za praktickou pomoc a za úžasné zázemí, ve kterém jsem mohl tuto práci vytvářet. Na závěr bych také chtěl poděkovat rodině, přátelům a Bohu za podporu, bez které bych tuto práci nikdy nedokončil.

V Brně dne ....

(podpis autora)

Faculty of Electrical Engineering
and Communication

Brno University of Technology
Technicka 12, CZ-61600 Brno, Czech Republic

http://www.six.feec.vutbr.cz

Experimentální část této diplomové práce byla realizována na výzkumné infrastruktuře vybudované v rámci projektu CZ.1.05/2.1.00/03.0072
Centrum senzorických, informačních a komunikačních systémů (SIX)
operačního programu Výzkum a vývoj pro inovace

OBSAH

Seznam obrázků vii

Seznam tabulek xi

Úvod 1

1 TEORETICKÁ ČÁST 2

1.1 Základní pojmy ... 2

1.2 Metody zvukové syntézy ... 3

1.2.1 Přehled metod zvukové syntézy ... 3

1.2.2 Aditivní syntéza ... 4

1.2.3 Subtraktivní syntéza ... 5

1.2.4 Modulační syntéza ... 5

1.3 Historie modulárního syntezátoru ... 7

1.4 Serge ... 10

1.4.1 Serge Tcherepnin ... 10

1.4.2 Serge syntezátor ... 11

1.5 Eurorack ... 12

1.6 Základní prvky modulárního subtraktivního syntezátoru ... 14

1.6.1 Napětím řízený filtr ... 15

1.6.2 Napětím řízený oscilátor ... 16

1.6.3 Nízkofrekvenční oscilátor ... 20

1.6.4 Napětím řízený zesilovač ... 20

2 Sestavení analogového modulárního syntezátoru 21

2.1 Modulární rack systém ... 21

2.2 Univerzální modul ... 22

2.2.1 Návrh a princip zapojení ... 22

2.2.2 Návrh DPS ... 23

2.2.3 Sestavení modulu ... 23

2.2.4 Měření ... 23

2.3 Napětím řízený filtr ... 24

2.3.1 Návrh a princip zapojení ... 24

2.3.2 Oživení ... 31

2.3.3 Měření ... 31
2.4 Napětím řízený oscilátor ... 32
2.4.1 Návrh a princip zapojení ... 32
2.4.2 Oživení ... 35
2.4.3 Měření ... 35
2.5 Nízkofrekvenční oscilátor ... 36
2.5.1 Návrh a princip zapojení ... 37
2.5.2 Měření ... 38
2.6 Napětím řízený zesilovač ... 38
2.6.1 Návrh a princip zapojení ... 39
2.6.2 Oživení ... 40
2.6.3 Měření ... 40
2.7 Výsledky měření ... 41
2.7.1 Napětím řízený filtr ... 41
2.7.2 Napětím řízený oscilátor ... 43
2.7.3 Nízkofrekvenční oscilátor ... 45
2.7.4 Napětím řízený zesilovač ... 48

3 Závěr **50**

Literatura **52**

Seznam symbolů, veličin a zkratek **54**

Seznam příloh **55**

SEZNAM OBRÁZKŮ

Obr. 1. 1: Modularní syntezátor Moog [3] ... 2
Obr. 1. 2: Princip aditivní syntézy [4] ... 4
Obr. 1. 3: Subtraktivní syntéza [4] ... 5
Obr. 1. 4: Modulační syntéza [4] ... 6
Obr. 1. 5: Telharmonium [2] ... 7
Obr. 1. 6: RCA Mark II [2] ... 8
Obr. 1. 7: Robert Moog se svým modulárním syntezátorem [5] ... 9
Obr. 1. 8: Don Buchla a jeho modulární syntezátor [6] ... 9
Obr. 1. 9: Serge Tcherepnin [9] ... 11
Obr. 1. 10: Modulární syntezátor Serge [7] ... 12
Obr. 1. 11: Doepfer A-100 [11] ... 13
Obr. 1. 12: Bus board od Bastl instruments s názvem JuiceBus [12] ... 14
Obr. 1. 13: Blokový diagram subtraktivního syntezátoru ... 15
Obr. 1. 14: Přenosové charakteristiky pro filtry LP, BP a HP [4] ... 15
Obr. 1. 15: Základní parametry filtru [4] ... 16
Obr. 1. 16: Časový průběh a spektrum základního sinusového signálu, skládání signálu při harmonické syntéze [13] ... 18
Obr. 1. 17: Časový průběh a spektrum čtvercového signálu [4] ... 18
Obr. 1. 18: Časový průběh a spektrum trojúhelníkového signálu [4] ... 19
Obr. 1. 19: Časový průběh a spektrum pilového signálu [4] ... 19
Obr. 1. 20: Princip funkce napětím řízeného zesilovače [14] ... 20

Obr. 2. 1: Bastl Rumburak Case [12] ... 21
Obr. 2. 2: Napájecí část obvodu ... 22
Obr. 2. 3: Navržený univerzální modul po zkompletování ... 23
Obr. 2. 4: Filtrovací část obvodu ... 24
Obr. 2. 5: Signálové toky KHN filtru [21] ... 25
Obr. 2. 6: Operační transkonduktanční zesilovač DISO [21] ... 26
Obr. 2. 7: Základní zapojení KHN filtru s DISO transkonduktory [21] ... 26
Obr. 2. 8: Rozdílové zapojení OZ [20] ... 28

Obr. 2. 9: Řídící část obvodu ... 29
Obr. 2. 10: Zapojení OZ jako sumátor [20] ... 29
Obr. 2. 11: Převodník z lineárního průběhu na exponenciální ... 30
Obr. 2. 12: Zapojení Schmittova klopného obvodu s tranzistory [15] ... 32
Obr. 2. 13: Hystereze Schmittova klopného obvodu [15] ... 33
Obr. 2. 14: Schmittův klopný obvod s operačním zesilovačem [15] ... 33
Obr. 2. 15: Integrace čtvercového a následného trojúhelníkového signálu ... 34
Obr. 2. 16: Zapojení SKO v navrhovaném univerzálním modulu ... 35
Obr. 2. 17: Přepínání navrhovaného univerzálního modulu do LFO módu ... 37
Obr. 2. 18: Napětím řízený zesilovač s LM13700 [22] ... 39
Obr. 2. 19: Přepínání navrhovaného univerzálního modulu do VCA módu ... 40
Obr. 2. 20: Přenosová frekvenční charakteristika VCF při hodnotě CUTOFF 2 kHz ... 41
Obr. 2. 21: Přenosová frekvenční charakteristika LP filtru při hodnotě CUTOFF 2 kHz a při minimální, střední a maximální hodnotě RESONANCE ... 42
Obr. 2. 22: Závislost mezní frekvence filtru na velikosti řídícího napětí ... 42
Obr. 2. 23: Časový průběh čtvercového signálu na frekvenci 1 kHz ... 43
Obr. 2. 24: Spektrální analýza čtvercového signálu pro frekvenci 1 kHz ... 44
Obr. 2. 25: Závislost změny frekvence čtvercového signálu na velikosti vstupního řídícího napětí pro VCO ... 45
Obr. 2. 26: Časový průběh trojúhelníkového signálu na frekvenci 10 Hz ... 46
Obr. 2. 27: Spektrální analýza trojúhelníkového signálu pro frekvenci 10 Hz ... 46
Obr. 2. 28: Závislost změny frekvence trojúhelníkového signálu na velikosti vstupního řídícího napětí pro LFO ... 47
Obr. 2. 29: Frekvenční odezva napětím řízeného zesilovače pro vstupní napětí 1 V_{RMS} ... 48
Obr. 2. 30: Závislost celkového harmonického zkreslení + šumu THD+N na frekvenci VCA pro vstupní napětí 1 V_{RMS} ... 48
Obr. 2. 31: Závislost zesílení na změně vstupního řídícího napětí VCA při frekvenci 1 kHz a vstupním napětí 1 V_{RMS} ... 49

Obr. A. 1: Prototyp univerzálního modulu ... 56
Obr. A. 2: Schéma zapojení univerzálního modulu ... 57
Obr. A. 3: Návrh spodní a horní DPS – vrchní vrstva ... 58
Obr. A. 4: Návrh spodní a horní DPS – spodní vrstva ... 59
Obr. A. 5: Návrh spodní a horní DPS – osazovací plán ... 60
Obr. A. 6: Návrh laserovaného panelu ... 60

Obr. A. 7: Univerzální modul po zkompletování 61

Obr. B. 1. 1: Přenosová frekvenční charakteristika VCF při minimální hodnotě CUTOFF 63

Obr. B. 1. 2: Přenosová frekvenční charakteristika VCF při střední hodnotě CUTOFF 64

Obr. B. 1. 3: Přenosová frekvenční charakteristika VCF při maximální hodnotě CUTOFF 64

Obr. B. 2. 1: Přenosová frekvenční charakteristika LP filtru při minimální hodnotě CUTOFF a při minimální, střední a maximální hodnotě RESONANCE.. 65

Obr. B. 2. 2: Přenosová frekvenční charakteristika LP filtru při střední hodnotě CUTOFF a při minimální, střední a maximální hodnotě RESONANCE.. 65

Obr. B. 2. 3: Přenosová frekvenční charakteristika LP filtru při maximální hodnotě CUTOFF a při minimální, střední a maximální hodnotě RESONANCE.. 66

Obr. B. 2. 4: Přenosová frekvenční charakteristika BP filtru při minimální hodnotě CUTOFF a při minimální, střední a maximální hodnotě RESONANCE.. 66

Obr. B. 2. 5: Přenosová frekvenční charakteristika BP filtru při střední hodnotě CUTOFF a při minimální, střední a maximální hodnotě RESONANCE.. 67

Obr. B. 2. 6: Přenosová frekvenční charakteristika BP filtru při maximální hodnotě CUTOFF a při minimální, střední a maximální hodnotě RESONANCE.. 67

Obr. B. 2. 7: Přenosová frekvenční charakteristika HP filtru při minimální hodnotě CUTOFF a při minimální, střední a maximální hodnotě RESONANCE.. 68

Obr. B. 2. 8: Přenosová frekvenční charakteristika HP filtru při střední hodnotě CUTOFF a při minimální, střední a maximální hodnotě RESONANCE.. 68

Obr. B. 2. 9: Přenosová frekvenční charakteristika HP filtru při maximální hodnotě CUTOFF a při minimální, střední a maximální hodnotě RESONANCE.. 69

Obr. B. 3. 1: Závislost mezní frekvence filtru na velikosti řídícího napětí 69

Obr. C. 1. 1: Časový průběh čtvercového signálu na frekvenci 1 kHz..... 70

Obr. C. 1. 2: Spektrální analýza čtvercového signálu pro frekvenci 1 kHz..... 70

Obr. C. 1. 3: Závislost změny frekvence čtvercového signálu na velikosti vstupního řídícího napětí pro VCO 71

Obr. C. 2. 1: Časový průběh trojúhelníkového signálu na frekvenci 1 kHz..... 71

Obr. C. 2. 2: Spektrální analýza trojúhelníkového signálu pro frekvenci 1 kHz..... 72

Obr. C. 2. 3: Závislost změny frekvence trojúhelníkového signálu na velikosti vstupního řídícího napětí pro VCO 72

Obr. C. 3. 1: Časový průběh sinusového signálu na frekvenci 1 kHz 73

Obr. C. 3. 2: Spektrální analýza sinusového signálu pro frekvenci 1 kHz 73

Obr. C. 3. 3: Závislost změny frekvence sinusového signálu na velikosti vstupního řídícího napětí pro VCO 74

Obr. D. 1. 1: Časový průběh čtvercového signálu na frekvenci 10 Hz 75

Obr. D. 1. 2: Spektrální analýza čtvercového signálu pro frekvenci 10 Hz 75

Obr. D. 1. 3: Závislost změny frekvence čtvercového signálu na velikosti vstupního řídícího napětí pro LFO 76

Obr. D. 2. 1: Časový průběh trojúhelníkového signálu na frekvenci 10 Hz..... 76

Obr. D. 2. 2: Spektrální analýza trojúhelníkového signálu pro frekvenci 10 Hz..... 77

Obr. D. 2. 3: Závislost změny frekvence trojúhelníkového signálu na velikosti vstupního řídícího napětí pro LFO 77

Obr. D. 3. 1: Časový průběh sinusového signálu na frekvenci 10 Hz 78

Obr. D. 3. 2: Spektrální analýza sinusového signálu pro frekvenci 10 Hz 79

Obr. D. 3. 3: Závislost změny frekvence sinusového signálu na velikosti vstupního řídícího napětí pro LFO 79

Obr. E. 1: Frekvenční odezva napětím řízeného zesilovače pro napětí 1 V_{RMS} 80

Obr. E. 2: Závislost celkového harmonického zkreslení + šumu THD+N na frekvenci VCA pro vstupní napětí 1 V_{RMS}..... 81

Obr. E. 3. 1: Závislost zesílení na změně vstupního řídícího napětí VCA při frekvenci 1 kHz a vstupním napětí 1 V_{RMS} 82

Obr. E. 3. 2: Graf výstupního napětí v závislosti na změně vstupního řídícího napětí VCA při frekvenci 1 kHz a vstupním napětí 5 V_{RMS} 82

SEZNAM TABULEK

Tab. 2. 1: Naměřené a ideální hodnoty harmonických složek generovaných průběhů VCO 44

Tab. 2. 2: Naměřené a ideální hodnoty harmonických složek generovaných průběhů LFO 47

Tab. A. 1: Seznam součástek pro univerzální modul – BOM 61

ÚVOD

Práce se zabývá modulárním analogovým syntezátorem, což je druh elektrického hudebního nástroje, který vytváří zvuk tzv. syntézou a jehož základní prvky jsou rozděleny do vzájemně oddělených modulů.

Teoretická část se nejprve věnuje základním pojmům, popisu a rozdělení tématu analogového modulárního syntezátoru. V úvodní části je dále uveden přehled metod zvukové syntézy s následným stručným popisem aditivní, subtraktivní a modulační syntézy. Teoretická část také pojednává o historii a vývoji hudebních syntetizérů, které postupem času měnily svůj princip fungování a vzhled. Historie je dále zaměřena na vynálezce Roberta Mooga a Donalda Buchly, z jejichž koncepce vychází další vývoj modulárních syntezátorů. Buchlova koncepce byla inspirací pro vynálezce Serge Tcherepnina, jehož obvodové návrhy jsou podkladem pro tuto práci. Tcherepninův modulární standard 4U Serge, byl také předchůdcem pro nízkonákladový formát Eurorack, jenž byl zvolen pro návrh modulu v praktické části práce. Text se dále zabývá způsobem propojování základních prvků subtraktivního modulárního syntezátoru, který funguje na principu filtrace bohatého zdroje signálu. Závěr teoretické části se poté věnuje principu fungování a popisu vlastností základních prvků syntezátoru, tedy napětím řízeného filtru, napětím řízeného oscilátoru, nízkofrekvenčního oscilátoru a napětím řízeného zesilovače.

Praktická část této práce spočívá v návrhu a zkonstruování univerzálního modulu v již zmíněném formátu Eurorack, který obsahuje základní členy subtraktivního syntezátoru. Zapojení napětím řízeného filtru vychází ze struktury KHN filtru s ovládáním mezní frekvence pomocí řízené transkonduktance. Napětím řízený oscilátor a nízkofrekvenční oscilátor vzniká připojením Schmittova klopného obvodu do sumačního uzlu KHN filtru. Následnou integrací čtvercového signálu dostáváme trojúhelníkový a sinusový průběh. Nahrazením kondenzátorů ve zpětné vazbě transkonduktančního zesilovače za odpor vzniká zapojení napětím řízeného zesilovače. Po vytvoření prototypu celého obvodu, dojde následně k navržení DPS, která se poté sestaví a oživí. Výstupem práce jsou proměřené parametry každého ze základních prvků syntezátoru a velikost odběru proudu na napájecích větvích ±12 V pro celý univerzální modul. Měření napětím řízeného filtru probíhá vždy pro všechny tři základní typy filtrů, tedy pro dolní, pásmovou a horní propust. Úkolem je změřit a zobrazit mezní frekvence, vliv rezonance na tvar přenosových charakteristik a závislost mezní frekvence na vstupním řídícím napětí. U napětím řízeného oscilátoru a nízkofrekvenčního oscilátoru se zobrazuje časový průběh, spektrum signálu a závislost změny frekvence na vstupním řídícím napětí vždy pro sinusový, čtvercový a trojúhelníkový výstup. Pro napětím řízený zesilovač se zjišťuje frekvenční odezva zesilovače, celkové harmonické zkreslení plus šum a závislost změny zesílení a velikosti výstupního napětí na vstupním řídícím napětí.

1 TEORETICKÁ ČÁST

1.1 Základní pojmy

Úvodní kapitola se věnuje pojmům, základnímu popisu a rozdělení tématu analogového modulárního syntezátoru. Materiály o problematice jsou čerpány ze zdroje [1][2][3].

Syntezátor neboli syntetizér je druh elektronického hudebního nástroje, tvořící výsledný zvuk syntézou. Pokud syntezátor pracuje s analogovými signály, které zpracovává pomocí analogových obvodů, mluvíme o analogovém syntetizéru. Používá-li však digitální zpracování signálu, pak se jedná o digitální syntezátor. Ty také často fungují na principu simulace činnosti analogového syntezátoru. Syntezátory dále můžeme dělit podle toho, zda jsou v hardwarové nebo softwarové podobě a podle toho, zda dokáží zahrát jeden nebo více tónů ve stejný čas. Takové pak označujeme jako monofonní nebo polyfonní. Dále můžeme syntetizéry rozlišit podle toho, zda jsou modulární, nebo jestli se prodávají jako vnitřně propojené all-in-one zařízení [2].

Modulární syntezátor je tedy typ syntetizéru, jehož funkce jsou rozděleny do jednotlivých modulů (Obr. 1. 1). Moduly nejsou propojeny v rámci celého systému, ale jsou propojovány externě pomocí tzv. patch kabelů, které nejčastěji představují konektory typu mono jack. Rozdělení systému na jednotlivé funkce způsobuje, že uživatel je schopen vyměňovat moduly v rámci celého systému a pomocí patch kabelů dokáže libovolně zacházet s jednotlivými prvky syntezátoru.

Obr. 1. 1: Modularní syntezátor Moog [3]

K základním prvkům modulárního syntezátoru patří [2]:

VCO – Voltage Controlled Oscillator – Napětím řízený oscilátor

VCF – Voltage Controlled Filter – Napětím řízený filtr

VCA – Voltage Controlled Amplifier – Napětím řízený zesilovač

LFO – Low Frequency Oscillator – Nízkofrekvenční oscilátor

EG – Envelope Generator – Generátor obálky

Sequencer – Sekvencer

Noise source – Generátor šumu

Mixer – Mixážní zařízení

Existuje také několik druhů formátů modulárního syntezátoru. Nejznámější vycházejí ze standardizované 19" rack jednotky:

6U – Wiard

5U – Moog/Modcan

4U – Serge

3U – Eurorack

1.2 Metody zvukové syntézy

V této části je uveden přehled metod zvukové syntézy a následně je stručně popsána aditivní, subtraktivní a modulační syntéza [1][4].

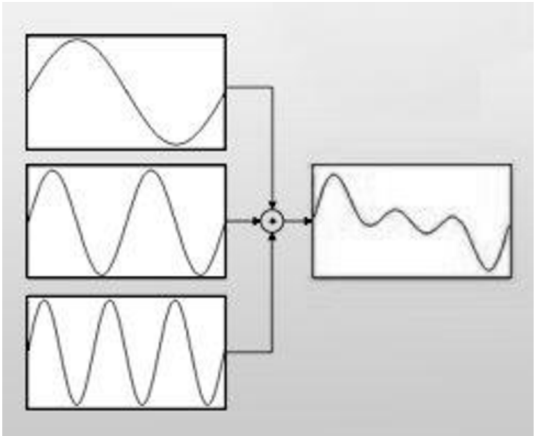
1.2.1 Přehled metod zvukové syntézy

Mezi základní metody zvukové syntézy patří [4]:

- Aditivní (součtová)
- Subtraktivní (rozdílová)
- Modulační
    - FM – frekvenční modulace
    - AM – amplitudová modulace
    - Kruhová modulace
- Slučovací
    - Aproximační
    - Segmentační
    - Granulační
    - Formantová
- Tvarovací
    - Nelineární tvarování
    - Přímé zadávání časového průběhu
    - Fázové zkreslení
- Samplovací

1.2.2 Aditivní syntéza

Aditivní neboli součtová syntéza patří k nejstarším způsobům tvorby hudebního signálu. Již samotný název napovídá, že je založena na součtu jednoduchých signálů, nejčastěji prostých sinusových vln, v časové a frekvenční oblasti (Obr. 1. 2). Tuto syntézu lze rozdělit na metody fourierovské a nefourierovské. Z Fourierova rozvoje periodického signálu pak vychází fourierovská metoda [4].



Obr. 1. 2: Princip aditivní syntézy [4]

Statickou podobu této zvukové syntézy dostaneme sečtením harmonických složek daných statických amplitud, frekvencí a fází. Vše se dá vyjádřit vztahem [1]

$$f(t) = \sum_{k=1}^{N} A_k \sin(\omega_k t + \varphi_k)\,, \tag{1.1}$$

kde A_k je amplituda, ω_k je frekvence a φ_k je fáze k-té složky tónu při počtu složek N.

Dynamická podoba syntézy je určena nezávislým řízením amplitudy, frekvence a fáze signálů. Dynamický model je pak vyjádřen vzorcem [1]

$$f(t) = \sum_{k=1}^{N} A_k(t) \sin[\omega_k(t) \cdot t + \varphi_k(t)]\,, \tag{1.2}$$

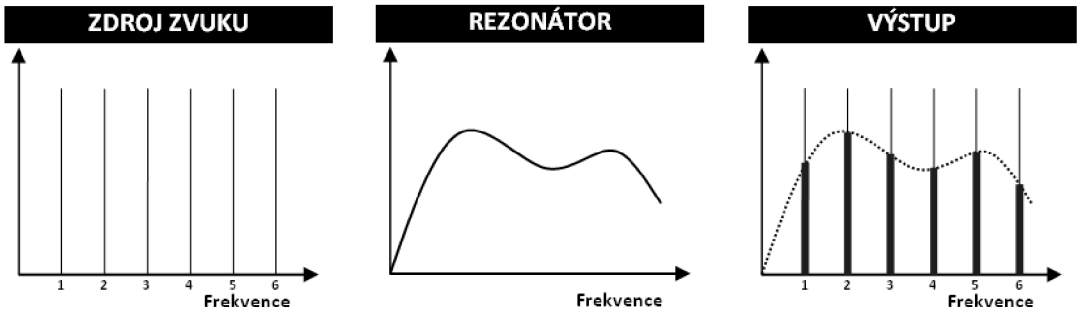
kde $A_k(t)$, $\omega_k(t)$, a $\varphi_k(t)$ jsou časově závislé amplitudy, frekvence a fáze k-té složky tónu. U tónových signálů je celkový počet složek až 250 a poměr frekvencí je celočíselný. Naopak u syntézy šumů či ruchů dosahuje počet složek až několik tisíc a poměry frekvencí jsou různé[1].

Díky naprostému kontrolování a ovládání procesu syntézy je aditivní syntéza považovaná za nejdokonalejší metodu hudební syntézy. Mezi její nevýhody patří technická náročnost a s tím spojená vysoká nákladnost. Syntezátory fungující na principu aditivní syntézy můžeme najít pouze v drahých studiích, protože v komerční oblasti jsou jednoznačně zastíněny subtraktivními syntetizéry [4].

1.2.3 Subtraktivní syntéza

Rozdílová syntéza, známá také jako analytická syntéza nebo analogové modelování, je jedna z nejrozšířenějších metod, která se používá především kvůli své technické jednoduchosti a současně kvůli vysoké zvukové kvalitě.

Princip subtraktivní syntézy je založen na kontrolované filtraci bohatého zdroje signálu (Obr. 1. 3). V této metodě tedy nevznikají žádné nové frekvenční složky, pouze dochází k potlačení nebo zvýraznění zdroje zvuku – oscilátoru. K modifikaci tohoto zdroje dochází použitím filtru s určitou frekvenční charakteristikou. Dochází tedy pouze k rozdílu frekvenční charakteristiky filtru a spektra oscilátoru, což omezuje tvorbu celé škály zvuků. Subtraktivní syntéza tak bývá doplňována dalšími metodami jako AM a FM [4].



Obr. 1. 3: Subtraktivní syntéza [4]

Oscilátory pro rozdílovou syntézu by měly generovat obdélníkový, trojúhelníkový, pilový a pulzní průběh. Jako bohatý zdroj komplexního signálu můžeme použít také šum. Nejčastěji se využívá bílý šum, což je náhodný signál, který má rovnoměrnou výkonovou spektrální hustotu a růžový šum, jehož efektivní hodnota klesá o 3 dB/okt s rostoucí frekvencí [1].

U filtru se nejčastěji používá dolní, pásmová a horní propust, u kterých můžeme řídit jejich mezní frekvenci a tím potlačovat či zvýrazňovat frekvenční složky signálu. Po filtrování nejčastěji dochází k řízenému zesílení signálu s následným generováním obálky signálu, čímž doplňujeme syntézu o amplitudovou modulaci.

1.2.4 Modulační syntéza

Princip modulační metody vychází z nelineární povahy modulačního procesu, což znamená, že při ní vznikají nové harmonické složky. Ty jsou rovny součtům a rozdílům již přítomných frekvencí. Charakter vhodného nosného signálu měníme pomocí modulačního signálu. Pokud je nosný signál komplexní, vzniká bohatý zvuk, který může mít tónový i šumový charakter. K vývoji charakteru zvuku a jeho výsledného spektra dochází, jestliže některý z parametrů, jako je nosná frekvence ω_0, modulační frekvence Ω nebo index modulace β, je časově proměnný. Existuje několik typů modulací. Do základního rozdělení patří frekvenční, amplitudová (Obr. 1. 4) a kruhová modulace [4].

Frekvenční modulace (FM) nastává při změně nosné frekvence ω_0 nosného signálu

F(t) modulujícím signálem *G(t)*. Modulovaný signál má obvykle průběh komplexního charakteru a modulující signál je průběhově periodický, ale nahodilý. Pokud jsou oba signály sinusové, můžeme modulaci popsat vzorcem [1]

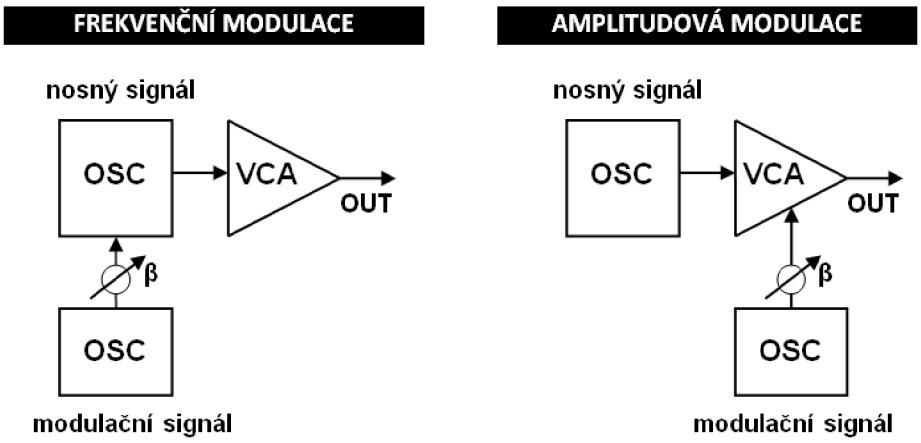
$$f(t) = c_0 \sin(\omega t + \frac{\Delta\omega}{\Omega} \sin \Omega t), \tag{1.3}$$

kde $\Delta\omega$ je modulační zdvih a $\frac{\Delta\omega}{\Omega}$ je poměr modulačního zdvihu vůči modulující frekvenci. Zvukový výsledek modulace závisí na modulačním indexu β.

Amplitudová modulace (AM) naopak místo frekvence či fáze nosné vlny mění pouze amplitudu signálu. Změna amplitudy c_0 nosného signálu $F(t)$ je závislá na měnícím se modulujícím signálu $G(t)$. Obecná rovnice pro tuto modulaci je ve formě [1]

$$f(t) = c_0 (1 + m \cdot G(t)) F(t), \tag{1.4}$$

kde m je hloubka modulace, pohybující se v rozmezí 0 až 1. Výsledný signál $f(t)$ má tedy spektrum obohacené o frekvenční složky modulovaného a modulujícího signálu, a to jak o součtové, tak i o rozdílové kombinace. Pokud modulující signál má tvar obálky ADSR, pak mluvíme o jednorázové modulaci [1].



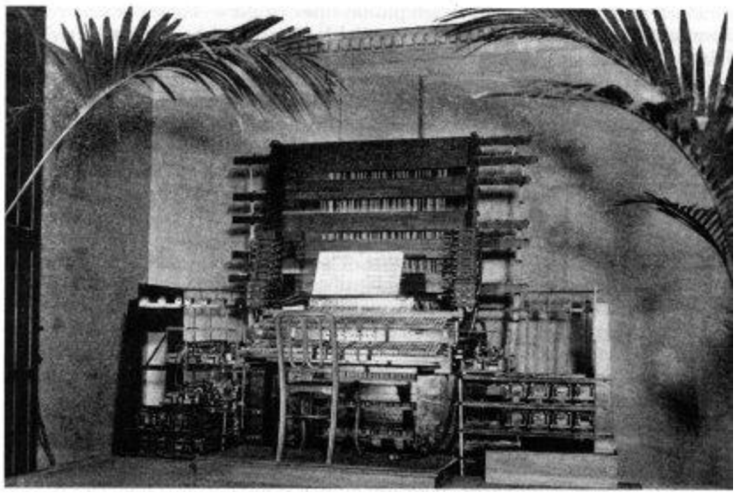
Obr. 1. 4: Modulační syntéza [4]

Kruhová modulace (RM) funguje na principu násobení dvou signálů, při kterém poté na výstupu modulátoru vznikne součtová a rozdílová složka s potlačením původních signálů. Pokud jsou vstupní signály komplexní, dojde k násobení všech frekvenčních složek mezi sebou, čímž vzniknou zcela nové složky signálu [4].

1.3 Historie modulárního syntezátoru

Tato kapitola pojednává o vývoji hudebních syntezátorů, které postupem času měnily svůj princip fungování a vzhled, až do podoby, jak je známe dnes. Materiály pro tuto kapitolu byly čerpány z následujících zdrojů [1][3][5][6].

Počátek historie syntezátorů začal již na konci 19. století, přesněji v roce 1897. V tento rok přišel kanadský vynálezce Thaddeus Cahill s patentem na elektromechanický hudební nástroj, využívající princip součtové syntézy, zvaný Telharmonium (Obr. 1. 5). Oscilátory, generující frekvence ve slyšitelném pásmu, zde tvořilo 145 dynam s induktory. Výsledkem byl polyfonní zvuk, reprodukovaný zvukovodem exponenciálního tvaru [3].



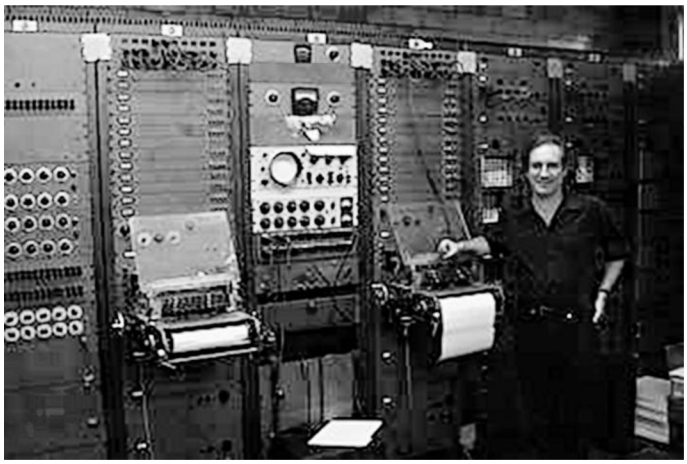
Obr. 1. 5: Telharmonium [2]

Vynálezy, jako byla polovodičová dioda a trioda, však elektronické hudební nástroje dostaly na úplně jinou úroveň. V roce 1916 patentoval Lee De Forest nástroj Audion Piano, pracující na elektronkách. O čtyři roky později pak vznikl přístroj Theremin od Léona Thérémina, generující zvuk pomocí rozdílu dvou oscilátorů, z nichž jeden měl konstantní frekvenci 170 kHz a druhý měl frekvenci 168 kHz až 170 kHz, nastavitelnou pomocí přibližování rukou k anténě [3].

Dalším výrazným objevem, který zasáhl do vývoje syntezátorů, bylo zařízení Trautonium, které vynalezl Freidrich Trautwein roku 1930. Přístroj využíval odporový drát, který se stlačením dotkl kovu a následně vygeneroval tón, odpovídající místu stlačení [2].

Roku 1935 pak americký inženýr Laurens Hammond zkonstruoval varhany Hammond. Tyto varhany bývají označovány jako předchůdce aditivní syntézy dnešních syntezátorů [3].

Nástroj, již lehce podobný dnešním modulárním syntezátorům, vytvořili Harry F. Olsen a Herbert Belar v roce 1954. RCA Mark I a poté RCA Mark II (Obr. 1. 6) se skládaly z oscilátorů, filtrů a mixážních zařízení, které byly rozděleny zvlášť do modulů [3].



Obr. 1. 6: RCA Mark II [2]

Na počátku 60. let přišel na syntezátorovou scénu americký vynálezce Robert Moog (Obr. 1. 7). Ten čerpal ze zkušeností nabytých při stavění předchozích syntezátorů, jako byl Theremin a RCA Mark. Zkonstruoval modulární syntetizér, který začal využívat modulární princip, tedy rozdělení funkcí syntezátoru do jednotlivých modulů, kde tyto moduly lze libovolně propojovat a skládat do jednoho systému. Moog standardizoval modulární formát a stál za vznikem normy, která definuje vztah mezi řídícím napětím a výškou tónu v poměru volt na oktávu. Na počátku 70. let představil také jeden z nejznámějších syntezátorů Minimoog, který se vyznačoval především svou kompaktností a zvukovou kvalitou. Ve stejné době se zabýval syntezátory také Donald Buchla (Obr. 1. 8). Ten jako první přišel s napětím řízeným oscilátorem, který následně uvedl na trh. Buchla i Moog pracovali na vývoji jednotlivých modulů, avšak každý z nich měl při tvorbě trochu jiný přístup. Moogův koncept je dnes známý jako East Coast a Buchlův jako West Coast. Názvy obou přístupů vznikly podle východního, či západního pobřeží Ameriky, na kterém vynálezci působili [5].

Moogova East Coast koncepce spadá do kategorie subtraktivní syntézy. Výsledného zvuku se tedy dosahuje potlačováním nebo zvýrazňováním frekvenčních složek zdrojového signálu. Přístup tedy klasicky obsahuje moduly jako VCO, VCF, VCA a ADSR. Oscilátory generují jednoduché průběhy, jako je pilový nebo čtvercový, sloužící jako bohatý zdroj signálu, který je následně upravován filtrem. Moog k těmto modulům taky vytvořil jednoduchou klaviaturu, kterou v černobílé podobě známe až dodnes [5].

Obr. 1. 7: Robert Moog se svým modulárním syntezátorem [5]

Buchlův West Coast přístup používá naopak tři druhy syntézy. Patří mezi ně aditivní syntéza, nelineární waveshaping a dynamická hloubka frekvenční modulace. Moduly jsou pak místo klaviatury ovládány pomocí sekvenceru s několika výstupy nebo pomocí komplexního generátoru obálky. Ve výsledku se tedy tímto přístupem dá dosáhnout většího spektra zvuků. Typicky se jako základ používá komplexní oscilátor a následně signálový procesor. Tyto dva moduly pak bývají ovládány komplexním generátorem obálky [6].

Obr. 1. 8: Don Buchla a jeho modulární syntezátor [6]

Vliv obou koncepcí v té době inspiroval mnoho dalších výrobců, kteří rozšířili trh syntezátorů. Na východním pobřeží USA se ke značce Moog přidali výrobci jako ARP a Pylofusion. Buchlův vliv na západním pobřeží USA pak inspiroval firmu Serge.

Modulární syntezátory prošly od této doby velkým rozvojem. Na světě existují desítky výrobců, kteří stále přicházejí s novými formáty a moduly. Veškerý vývoj modulárních syntezátorů je však až dodnes postaven a určován East Coast a West Coast koncepcí.

1.4 Serge

Následující část hovoří o životě Serge Tcherepnina a o jeho vytvořeném nízkonákladovém modulárním systému Serge, který napomohl rozšíření modulárních syntezátorů mezi masy lidí. Jeho návrhy některých základních prvků syntezátoru byly podkladem pro praktickou část této bakalářské práce. Materiály k textu byly čerpány ze zdrojů [7][8][9].

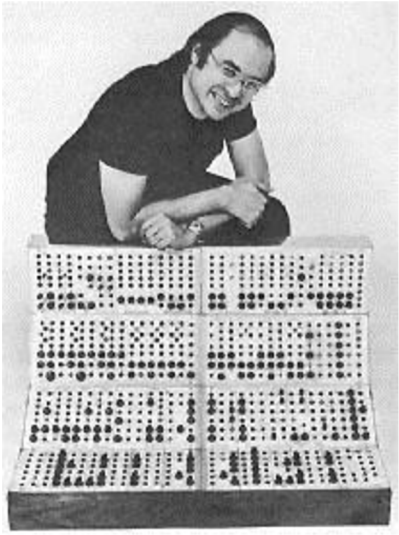
1.4.1 Serge Tcherepnin

Serge Tcherepnin (Obr. 1. 9) je americký skladatel a konstruktér elektrických hudebních nástrojů, známý především jako vynálezce modulárního syntezátoru Serge (Obr. 1. 10). Vystudoval hudbu a fyziku na Harvardu a Princetonu. Na počátku 70. let začal učit hudební kompozici na California Institute of the Arts, zkráceně CalArts, což bylo ve stejné době, kdy začal rozkvět modulárních syntezátorů značky Moog, Buchla a ARP [7].

CalArts měla ve svém studiu zařízení právě od Dona Buchly. Přístup k Buchlově syntezátoru měli však kvůli jeho vysoké ceně pouze uznávaní hudební skladatelé. Buchla, ARP a Moog syntetizéry měly společné nevýhody – všechny byly velice drahé, velké a neskladné. Kvůli tomu se studenti Serge Tcherepnin, Rich Gold a Randy Cohen rozhodli, že si postaví vlastní modulární syntezátor, který bude cenově dostupný a skladný [7].

První moduly byly navrženy, pájeny a sestaveny u Serge doma. Po vzrůstajícím zájmu profesorů, studentů i muzikantů si však Serge zřídil provizorní výrobu na nádvoří balkonu CalArts, kde měl pájecí a montážní linku. Serge začal spolupracovat se skladatelem Mortonem Subotnickem, který taktéž působil jako profesor na CalArts. Subotnick měl spoustu zkušeností ze spolupráce s Donem Buchlou od počátku 60. let a jako muzikant měl nápady na různá nová zařízení. Nakonec tak stál za vznikem několika modulů i u Serge. V 70. letech Serge také spolupracoval na návrhu a konstrukci TONTO – The Original New Timbral Orchestra, což je až do dnes největší analogový polyfonní modulární systém [7].

Serge nakonec přestal učit na CalArts a začal se živit výrobou syntezátorů a jejich DIY kitů, tedy stavebnic syntetizérů. Firma Serge byla oficiálně založena roku 1975 se sídlem v oblasti západního Hollywoodu, které se však pár let poté přesunulo na sever San Francisca. Směr firmy Tcherepnin postavil na své skromnosti, nadšení a lásce k hudební tvorbě. I díky tomu se tak povedlo výrazně snížit cenu modulů oproti tehdejším značkám. Cenová dostupnost pak pomohla k značnému rozšíření syntezátorové hudební scény.



Obr. 1. 9: Serge Tcherepnin [9]

V roce 1992 se Serge rozhodl prodat pečlivě střežené návrhy obvodů dlouholetému spolupracovníku Rexi Probeovi, který poté založil firmu Sound Transform Systems. Výrobní závod byl však téměř nedotčen, což způsobilo, že se v dalších letech vyrobily stovky Serge systémů [7].

Na počátku 80. let došlo k nástupu mikroprocesorů a digitálních syntezátorů. Prakticky všichni výrobci analogových zařízení byli nuceni buď výrobu ukončit, nebo přejít na digitální syntezátory. To mělo dopad i na značku Serge, jejíž vývoj byl zpomalen, ale výroba nebyla nikdy úplně pozastavena. Sound Transform Systems zachovali tak výrobu tohoto syntezátoru až dodnes. Na nové generaci modulů v současnosti pracuje také Německá firma Random Source. Od roku 2004 se Serge návrhům věnuje také Ken Stone, který nabízí některé desky jako DIY stavebnice. Sám Serge Tcherepnin se v současnosti věnuje hlavně hudební kompozici a je zapojen do mnoha charitativních projektů [8].

1.4.2 Serge syntezátor

Inspirací pro Serge byl Buchlův syntezátor. Některé Buchlovi návrhy, jako využití netradičních dotykových kláves, sekvencer, generátor náhodného napětí, function generator a matrix mixer, se tak objevují i na jeho seznamu modulů. To však neznamená, že by Serge byl kopií Buchlových zařízení. Do modulárového světa přispěl s řadou vlastních nápadů, především s moduly jako wave multiplier a phase shifter. Některé moduly pak také upravoval a vylepšoval, např. Serge oscilátor se vyznačoval mimořádnou stabilitou a přesností. Celý syntezátor pak umožňuje snadnou souhru zvukových, řídících a trigger signálů, což v kombinaci s použitím banánkových konektorů dělá tyto systémy jednoduchými a flexibilními [8].

Originální formát, který používá Serge má velikost 4U. Moduly tak mají na výšku 4U, tj. 177,8 mm a šířku v násobcích anglického palce, tj. 1" = 25,4 mm. Napájecí napětí těchto systémů je ±12 V [8].

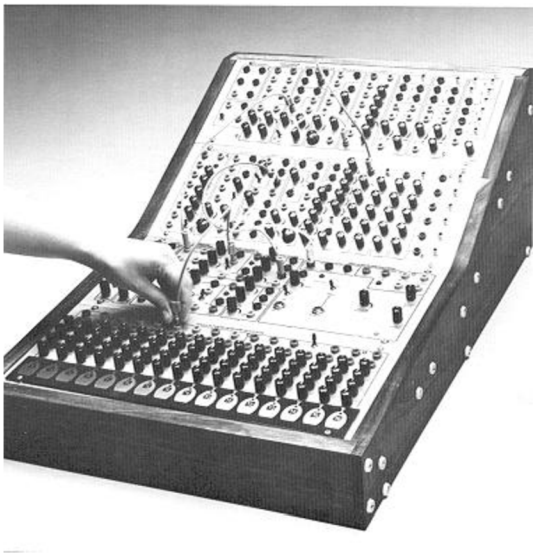
V Serge modulech jsou používány tři základní typy signálů: řídící napětí, trigger impulsy a zvukové signály [7].

Řídící napětí se označuje jako CV (controll voltage), což znamená, že napětí slouží jako řídící člen daného parametru. V Serge systémech se objevují dva druhy řídícího napětí. Prvním z nich je stejnosměrné řídící napětí, které má v Serge syntetizérech kladnou polaritu. Rozsah tohoto napětí se pohybuje běžně od 0 do +5 V. Druhé je řídící napětí bipolární, což znamená, že napětí je kladné i záporné. Bipolární napětí se pohybuje v rozsahu ±12 V.

Trigger signál tvoří krátké impulsy, které se pohybují ve stejném rozsahu jako stejnosměrné řídící napěti, tedy 0 až 5 V. Tento impuls představuje dva logické stavy – logickou 0 při napětí 0 V a 1 při napětí 5 V, přičemž moduly reagují na jeho náběžnou hranu.

Zvukové signály se, stejně jako bipolární řídící napětí, pohybují v rozsahu ±12 V. Rozdíl mezi těmito signály je v tom, že zvukový signál se pohybuje ve frekvenčním spektru 20 Hz – 20 kHz.

Konektory pro všechny druhy signálů v Serge modulech jsou stejné. Díky udržení nízké výstupní impedance se Serge vyvaroval používání stíněných kabelů a místo toho jsou všechny moduly mezi sebou propojovány kabely s banánkovými konektory o průměru vidlice 4 mm [7].

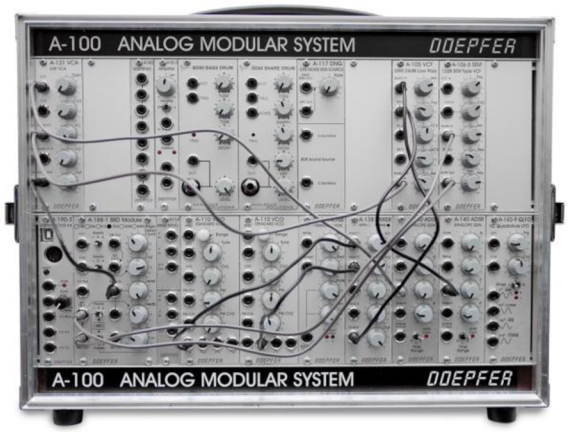


Obr. 1. 10: Modulární syntezátor Serge [7]

1.5 Eurorack

V této kapitole je popsán nízkonákladový formát modulárního syntezátoru Eurorack, podle jehož standardů byla sestavena praktická část této práce. Jako informační zdroje pro tuto část byly použity následující zdroje [10][11][12].

Eurorack je formát modulárního syntezátoru o velikosti 3U, který zavedl Dieter Döpfer v roce 1990 (Obr. 1. 11). Původem je odvozený od různých standardů vycházejících z 19" rack systému, založeného pro průmyslové a laboratorní přístroje. Tento formát je založen na normě IEC 60297 a DIN 41494 [10].



Obr. 1. 11: Doepfer A-100 [11]

IEC 60297 Mechanical structures for electronic equipment – Dimensions of mechanical structures of the 482,6 mm (19 inch) series neboli mechanické konstrukce pro elektronická zařízení – rozměry mechanických konstrukcí řady 482,6 mm (19 palců).

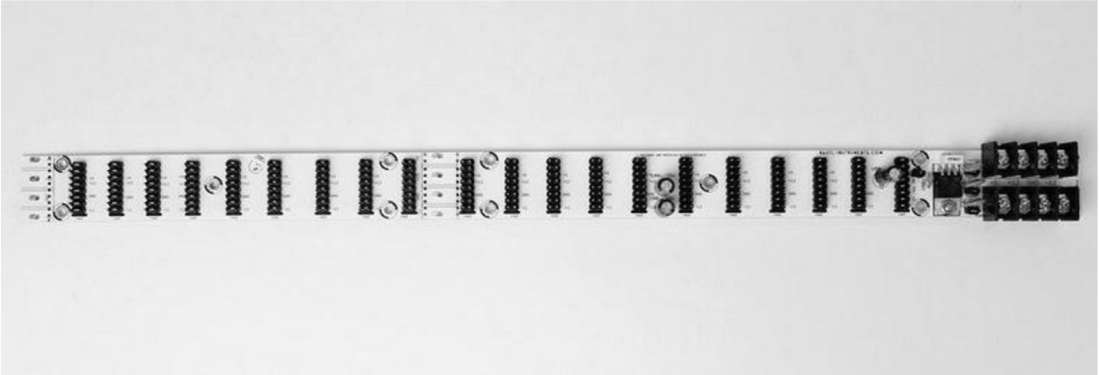
DIN 41494 Equipment practices for electronic equipment; mechanical structures of the 482,6 mm (19 inch) series neboli pracovní postupy pro elektronická zařízení; mechanické struktury řady 482,6 mm (19 palců).

Rack systémy jsou ve svislé poloze děleny na jednotky U (unit), které mají velikost 1,75 palce (44,45 mm). Výška Eurorack modulů je 3U, což znamená 3 svislé jednotky ve standardním 19" systému, což je tedy 5,25" (133,35 mm). Skutečná výška panelů formátu Eurorack je však o trochu kratší, než jsou rozměry 3U. Je to především kvůli snadné montáži, zbytkům natřené barvy na panelu nebo kvůli okraji na horní a dolní montážní kolejnici. Eurorack moduly jsou tak často přibližně o 5 mm kratší, než je technicky přesná výška 3U. Tloušťka panelu je standardizována v rozmezí od 1/16" do 1/8", tedy od 1,5875 mm do 3,175 mm. Standardní Doepfer moduly mají velikost 128,5 mm a tloušťku 2 mm. Panely jsou nejčastěji vyrobeny z eloxovaného hliníku. Dřevo a plast jsou však běžné alternativní materiály [11].

Šířka modulů se měří v HP (HP = horizontal pitch), 1 HP je 5,08 mm neboli 1/5 palce. Skutečná šířka panelu je ale o několik desetin mm menší, než je vypočtená hodnota, kterou je násobek čísla 5,08 mm. Vzniká zde tedy malá tolerance, která je nutná především při montáži panelu do systému a také pro nepřesnost samotného materiálu. Pro panely o velikosti až 10 HP se používají dva montážní otvory (jeden dole, jeden nahoře). Od 10 až 12 HP se obvykle používají čtyři montážní otvory. Vodorovná vzdálenost montážních otvorů musí být násobkem sítě HP. Při montáži modulů se používají šrouby DIN 7985 s půlkulatou hlavou a křížovou nebo imbusovou drážkou o velikosti nejčastěji M3. Každý systém má daný počet HP. Pokud systém není plně zamontován moduly, je nutné z důvodu bezpečnosti a elektromagnetické kompatibility zbývající místo zaplnit pomocí tzv. blank panelů [11].

Formát Eurorack používá jako základní napájecí napětí ±12 V (většina ostatních běžných formátů používá ±15 V). Navíc pro napájení některých modulů používá napětí +5 V. Doepferův standardní spínaný napájecí zdroj A-100 vytváří požadované napětí

±12 V s maximálním výstupním proudem 1200 mA [11]. Napětí ze zdroje je pak distribuováno do bus boardu neboli do rozvodné napájecí desky (Obr. 1. 12).



Obr. 1. 12: Bus board od Bastl instruments s názvem JuiceBus [12]

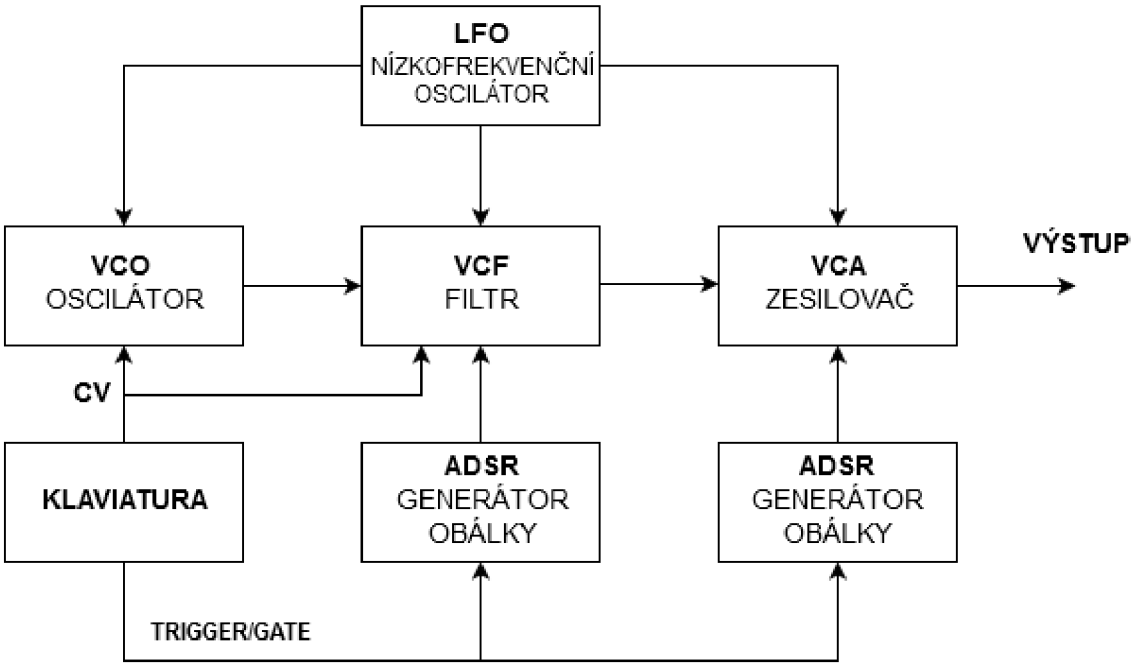
K vnitřnímu propojování se používají dvouřadé pinové lišty o počtu 10 nebo 16 pinů. Pinové lišty 2x5 používají horní dvojici pinů pro napájení +12 V, dolní dvojici pro napětí –12 V a zbylých šest pinů pro napětí GND. Pinové lišty 2x8 mají nad +12 V ještě napětí +5 V a dále signály CV a gate. Napětí +5 V se používá pro napájení digitálních modulů. Většinou se však používá pinová lišta 2x5 a napětí +5 V dostaneme použitím +12 V napěťového regulátoru. K propojení mezi pinovými lištami na modulu a na rozvodné napájecí desce se používají ploché kabely s konektory IDC. Kabel má na jedné straně červenou linku, která označuje napětí –12 V.

K přenosu zvukového signálu se dnes obvykle používají konektory jack. Eurorackový formát není výjimkou. Propojování modulů mezi sebou neboli patchování probíhá pomocí monofonních 3,5 mm jack konektorů.

1.6 Základní prvky modulárního subtraktivního syntezátoru

V této kapitole se práce věnuje základním prvkům modulárního syntezátoru vycházejícího z East Coast koncepce, kde je výsledný zvuk tvořen subtraktivní syntézou [1][2][4][13][14][15].

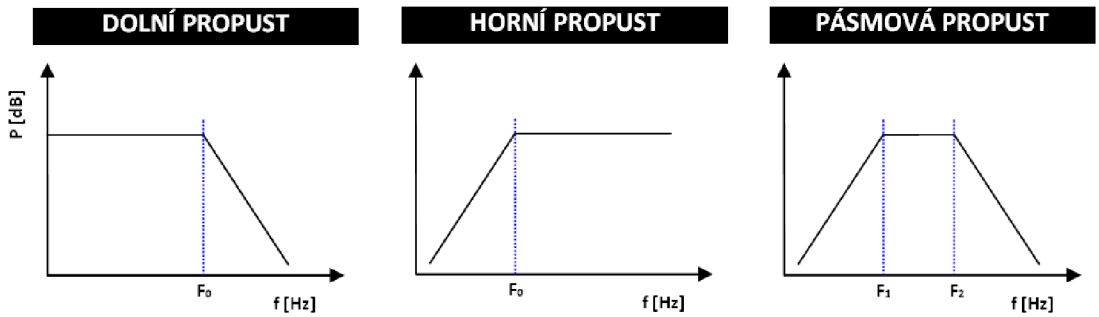
Mezi základní prvky subtraktivního syntezátoru patří VCO – napětím řízený oscilátor, VCF – napětím řízený filtr, VCA – napětím řízený zesilovač, LFO – nízkofrekvenční oscilátor a ADSR – generátor amplitudové obálky. Blokový schématický digram modulárního systému je znázorněn níže (Obr. 1. 13).



Obr. 1. 13: Blokový diagram subtraktivního syntezátoru

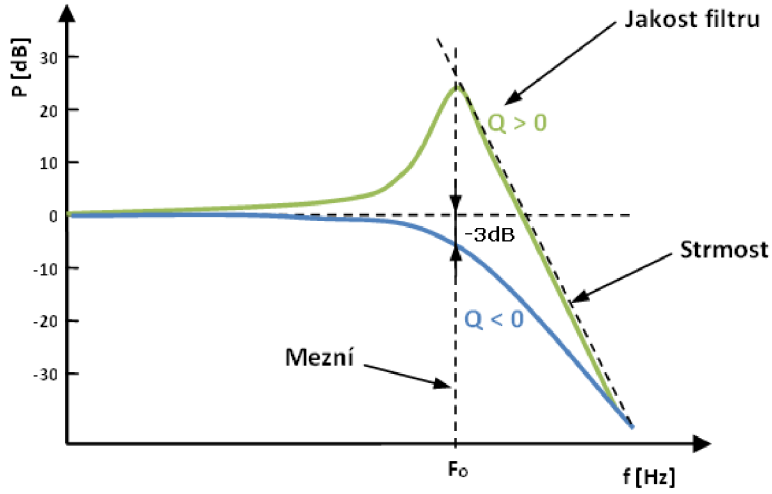
1.6.1 Napětím řízený filtr

Filtr má podobnou funkci jako rezonátor u klasických hudebních nástrojů. Jeho hlavní funkcí je, že mění frekvenční spektrum signálu tak, že zvýrazňuje nebo naopak potlačuje některé harmonické složky spektra. Vstupním signálem pro filtry je v aplikaci modulárních syntezátorů obvykle signál generovaný napětím řízeným oscilátorem. Chování filtru je obvykle znázorněno přenosovou charakteristikou. Ta vyjadřuje poměr výstupního a vstupního napětí v závislosti na frekvenci signálu a udává se v logaritmickém měřítku. Charakteristika filtru a jeho chování při změně frekvence má velký vliv na charakteristiku samotného syntezátoru. Mezi 3 základní typy filtrů patří dolní propust, pásmová propust a horní propust (Obr. 1. 14) [4].



Obr. 1. 14: Přenosové charakteristiky pro filtry LP, BP a HP [4]

Do základních parametrů filtru, které můžeme měnit, patří mezní a střední frekvence, jakost, strmost a šířka pásma (Obr. 1. 15).



Obr. 1. 15: Základní parametry filtru [4]

Mezní a střední frekvence filtru

Cutoff udává pro dolní a horní propust kmitočet, při kterém dojde k poklesu zisku o 3 dB. Mezní frekvence se vypočte vztahem [1]

$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC}, \tag{1.5}$$

kde f_0 je mezní frekvence filtru, R je odpor rezistoru a C je kapacita kondenzátoru. U pásmové propusti a pásmová zádrži pak mluvíme o středním kmitočtu filtru, který udává, jaká frekvence je přenášena nebo zadržována nejefektivněji [1].

Jakost filtru

Resonance udává snahu filtru kmitat ve větší amplitudě na určité frekvenci, nazývané jako rezonanční frekvence. Rezonanci filtru určuje jeho zpětná vazba. Při vysoké jakosti filtru může dojít k samo-oscilaci filtru na mezním kmitočtu [4].

Strmost filtru

Sklon filtru udává strmost klesání z propustného do nepropustného pásma. Jako jednotka se používá nejčastěji dB/okt nebo dB/dek. Jedná se tedy o poměry frekvencí 1:2 a 1:10. Strmost filtru bývá často kolem –6 dB/okt, což znamená, že pokud se frekvence zvýší 2x, úroveň signálu klesne o 6 dB.

1.6.2 Napětím řízený oscilátor

Zdrojem signálu u zvukové syntézy je oscilátor. Ten generuje periodické změny amplitudy v čase, přičemž od periody, a tedy i frekvence, je odvozena výška požadovaného tónu. Jelikož VCO je v subtraktivním syntezátoru zdrojem zvuku, jehož průběh je následně pouze modifikován, jeho charakteristika výstupního signálu zásadně

ovlivňuje konečný zvuk syntézy. Signál generovaný oscilátorem může mít mnohé průběhy, které obsahují větší či menší množství harmonických frekvencí, a které mohou připomínat reálné nástroje, nebo mohou znít naprosto uměle [4].

Realizace oscilátorů se provádí buď pomocí diskrétních obvodů (analogové syntezátory), nebo pomocí jejich umělých modelů (virtuálně-analogové syntezátory). Dále existují nemodelované digitální oscilátory, které generují průběhy z pevně daných vzorků uložených v paměti. Jedná-li se o krátké vzorky, syntéza je označována jako tzv. wavetable syntéza. U delších vzorků lze mluvit o sampleru. Existují samozřejmě také hybridní metody, které dále zvětšují paletu dostupných zvuků, a které byly historicky vytvářeny jako kompromisy mezi kvalitou vzorků a náklady na jejich uložení [2].

Základní tvary vln

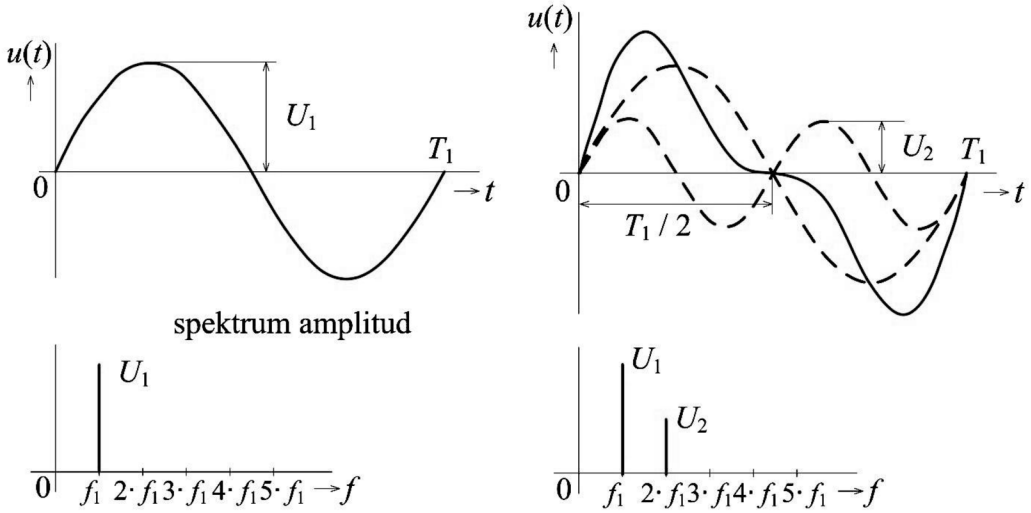
Tvar vlny (waveform shape) znamená periodicky se opakující vzor změny amplitudy signálu v čase. Mezi nejzákladnější a nejpoužívanější harmonické tvary vln v oscilátorech patří sinusová (sine wave), čtvercová (square wave), trojúhelníková (triangle wave) a pilová vlna (sawtooth wave).

Sinusový signál

Jedním z nejznámějších tvarů vln je sinusoida. Matematické vyjádření sinusového signálu spojitého v čase lze vyjádřit následující rovnicí [1]

$$y(t) = A\sin(\omega t + \varphi_0)\,, \tag{1.6}$$

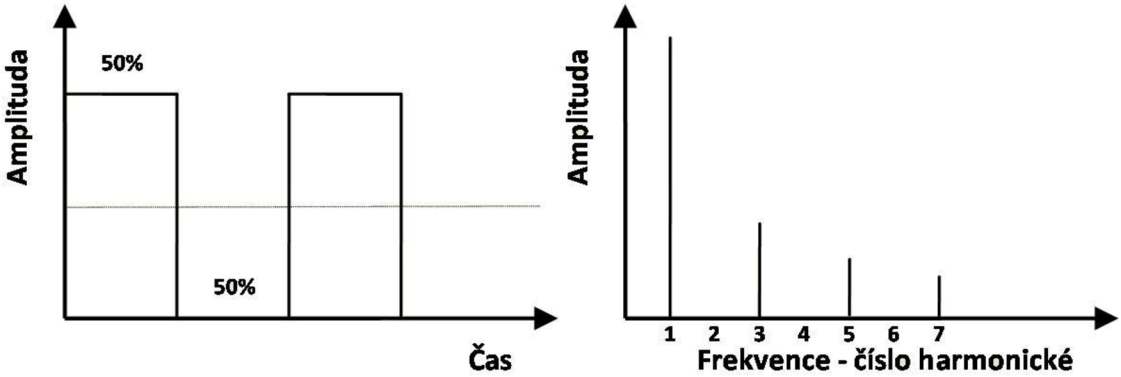
kde $y(t)$ je okamžitá hodnota signálu v čase, A je amplituda signálu, ω je úhlová frekvence a φ_0 je počáteční fáze signálu. V matematicky přesné sinusoidě nejsou žádné harmonické frekvence, proto zní jemně, tiše a nerušivě. Používá se při syntéze varhan a dalších nástrojů. Podle harmonické analýzy se všechny ostatní periodické průběhy dají vytvořit postupným skládáním základních sinusových signálů, jejichž frekvence jsou násobky základní frekvence tónu tzv. harmonické frekvence (Obr. 1. 16) [1].



Obr. 1. 16: Časový průběh a spektrum základního sinusového signálu, skládání signálu při harmonické syntéze [13]

Čtvercový signál

Dvě konstantní úrovně amplitudy napětí, které se pravidelně střídají, vytvářejí čtvercový signál. Ten obsahuje dle matematické teorie pouze liché harmonické frekvence (Obr. 1. 17), které klesají v harmonické posloupnosti. Zvuk čtvercového signálu zní dutě až kovově. Při změně střídy, tzn. poměru mezi první a druhou úrovní v čase, dochází k pulsně šířkové modulaci, známe jako pulse width modulation (PWM). Pak se již jedná o obdélníkový průběh. Čtvercový signál vzniká i při saturačním zkreslení, kdy dochází k oříznutí amplitudy signálu [4].



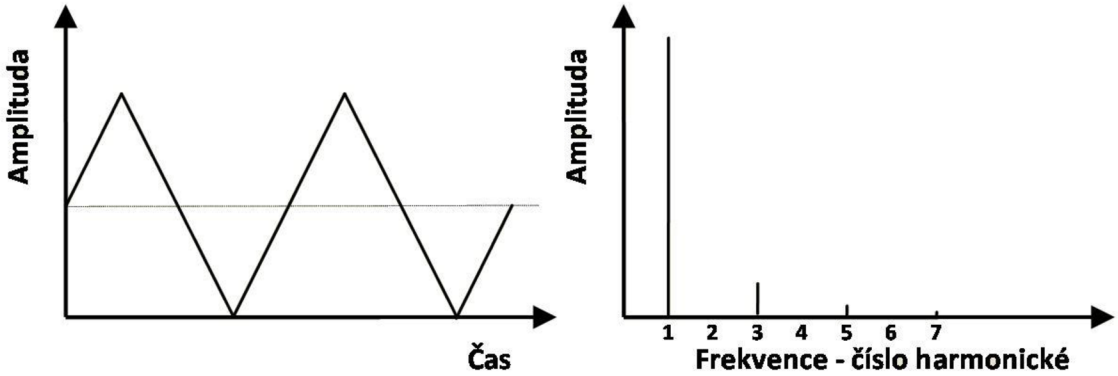
$$\frac{1}{1}\sin(1\cdot 2\pi ft)+\frac{1}{3}\sin(3\cdot 2\pi ft)+\frac{1}{5}\sin(5\cdot 2\pi ft)+\frac{1}{7}\sin(7\cdot 2\pi ft)$$

Obr. 1. 17: Časový průběh a spektrum čtvercového signálu [4]

Trojúhelníkový signál

Trojúhelníkový průběh se stejně jako čtvercový skládá pouze z lichých harmonických frekvencí. Rozdílem je však to, že tyto liché harmonické složky jsou u trojúhelníkového

signálu mnohem slabší a mají strmý kvadratický pokles (Obr. 1. 18). První harmonická signálu je tedy oproti ostatním natolik dominantní, že výsledný zvuk připomíná sinusový tón. Trojúhelníkový signál se používá především pro syntézu dechových nástrojů [4].

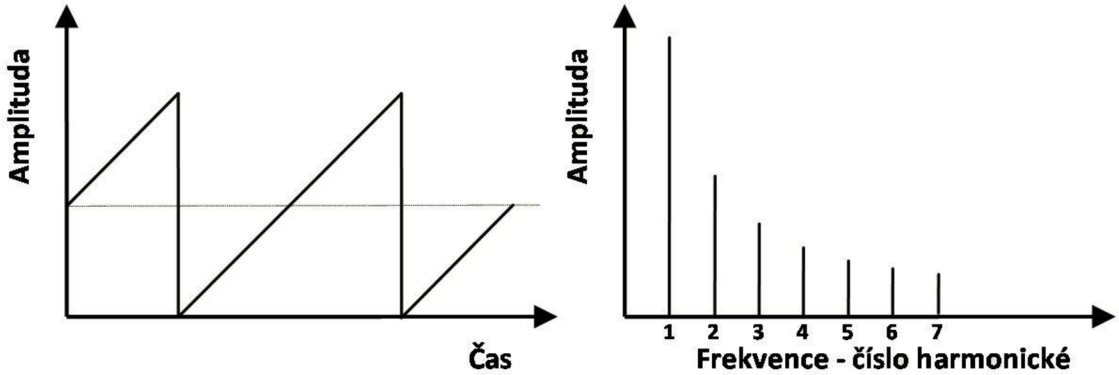


$$\frac{1}{1}\sin(1\cdot 2\pi ft)-\frac{1}{9}\sin(9\cdot 2\pi ft)+\frac{1}{25}\sin(25\cdot 2\pi ft)-\frac{1}{49}\sin(49\cdot 2\pi ft)$$

Obr. 1. 18: Časový průběh a spektrum trojúhelníkového signálu [4]

Pilový signál

Kvůli ostrému, syrovému až nepříjemnému zvuku se pro syntézu strunných nástrojů obvykle používá průběh pilový. Ten nejprve stejně jako trojúhelníkový průběh lineárně stoupá, ale po dosáhnutí amplitudy signálu dojde ke skokovému poklesu na minimální hodnotu napětí. Pilový signál obsahuje sudé i liché harmonické frekvence, což z něj dělá jeden z nejlepších průběhů pro subtraktivní syntézu (Obr. 1. 19) [4].



$$\frac{1}{1}\sin(1\cdot 2\pi ft)+\frac{1}{2}\sin(2\cdot 2\pi ft)+\frac{1}{3}\sin(3\cdot 2\pi ft)+\frac{1}{4}\sin(4\cdot 2\pi ft)$$

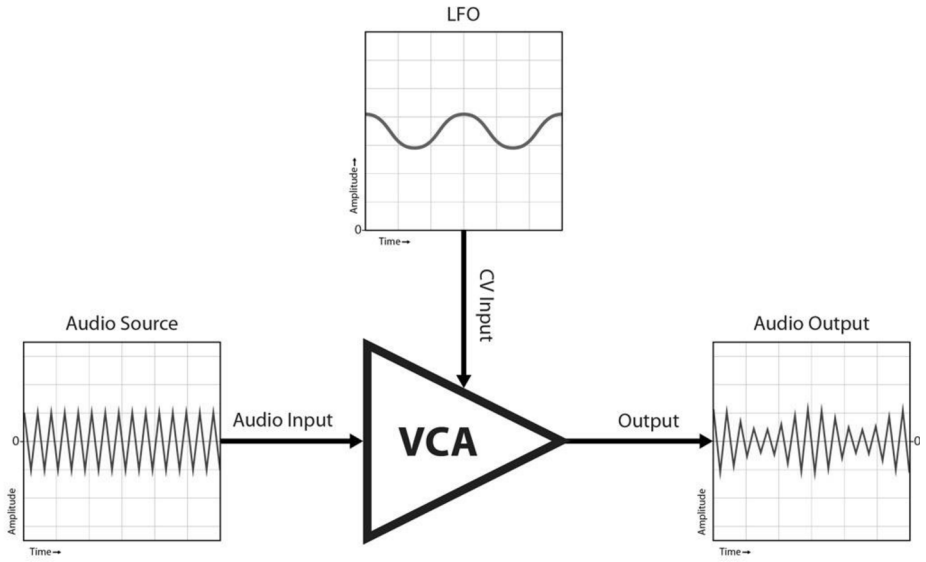
Obr. 1. 19: Časový průběh a spektrum pilového signálu [4]

1.6.3 Nízkofrekvenční oscilátor

LFO je pomocný oscilátor, jehož rozdílem oproti VCO je, že pracuje s výrazně nižší frekvencí, která se obvykle pohybuje pod hranicí slyšitelného pásma 20 Hz. Tato subsonická frekvence nebo řídicí signál se následně používá k modulaci zvoleného parametru syntezátoru. Nejčastěji nám nízkofrekvenční oscilátor moduluje frekvenci hlavního oscilátoru, mezní nebo střední frekvenci filtru, či zesílení u napětím řízeného zesilovače, a tedy amplitudu výstupního signálu. U čtvercového nebo obdélníkového oscilátoru můžeme měnit střídu pulzů, čímž dochází k pulzně šířkové modulaci. Pomocí těchto modulací můžeme dosáhnout známých efektů, jako je vibrato nebo tremolo. Nízkofrekvenční oscilátor používá obvykle základní periodické sinusové, čtvercové, trojúhelníkové nebo pilové průběhy. Dalším velice známým průběhem je sample and hold. Tento průběh funguje jako vzorkovací průběh s pamětí. Dochází k udržování hodnoty napětí po dobu, než dojde další vzorek signálu, což se u syntezátorů využívá při tvorbě melodických sekvencí [2].

1.6.4 Napětím řízený zesilovač

VCA je předzesilovač, který pomocí úrovně řídícího napětí zesiluje procházející signál před jeho přechodem na výkonový zesilovač. Zisk VCA je ovlivněn řídícím napětím pocházejícím z nízkofrekvenčního oscilátoru (Obr. 1. 20), generátoru obálek nebo klaviatury. Čím vyšší je řídicí napětí, tím větší je procházející signál. Pokud je řídicí napětí 0 V (nebo méně), neprochází žádný signál a výstup je tichý. Většina VCA může být přesněji nazývána jako napěťově řízený attenuator, protože v závislosti na vstupním napětí řídí úroveň procházejícího signálu, ale nezesilují jej [14].



Obr. 1. 20: Princip funkce napětím řízeného zesilovače [14]

2 SESTAVENÍ ANALOGOVÉHO MODULÁRNÍHO SYNTEZÁTORU

V praktické části této práce je popsáno sestavení univerzálního analogového modulárního syntezátoru formátu Eurorack podle teoretických podkladů z první části. Navrhovaný modul obsahuje základní prvky syntezátoru – napětím řízený filtr, napětím řízený oscilátor, nízkofrekvenční oscilátor a napětím řízený zesilovač. Při jeho realizaci se vycházelo z původních návrhů napětím řízeného filtru od Serge Tcherepnina, které byly následně adaptovány Kenem Stonem [16].

2.1 Modulární rack systém

Při stavbě modulárního rack systému byly použity zdroje [11][12][17]. Jak už bylo uvedeno, modulárním formátem pro tuto práci byl zvolen Eurorack. Jako rack skříň byl použit Bastl Rumburak Case (Obr. 2. 1) s následujícími parametry [12]:

vnější rozměry: 280 x 280 x 90 mm

vnitřní šířka: 2 x 52 HP

materiál: překližka o tloušťce 10 mm

váha: 2 kg

Obr. 2. 1: Bastl Rumburak Case [12]

Jelikož Eurorack používá základní napájecí napětí ±12 V, jako zdroj byl použit spínaný napájecí zdroj od výrobce MEAN WELL RT-65B, především kvůli jeho výstupním parametrům. RT-65B má navíc ochranu proti přetížení, nárůstu napětí, proti zkratu a jeho pracovní teplota je v rozmezí –25°C až 70°C. Střídavé napájecí napětí

zdroje je v rozmezí 88 V až 264 V [17]. Výstupní parametry má následující:

Výstupní napětí 1: +12 V, výstupní proud: 2,8 A

Výstupní napětí 2: –12 V, výstupní proud: 0,5 A

Výstupní napětí 3: +5 V, výstupní proud: 5 A [17]

Výstupní napětí ze zdroje je následně rozvedeno do rozvodné napájecí desky JuiceBus (Obr. 1. 12) a odtud se připojuje do jednotlivých modulů.

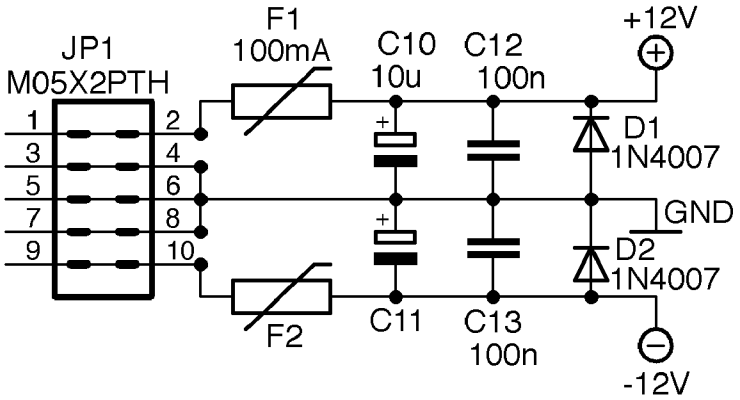
2.2 Univerzální modul

Pro praktický návrh univerzálního modulu formátu Eurorack byla použita následující literatura [11][14][15][16][18][19][20][21][22][23][24][25].

2.2.1 Návrh a princip zapojení

Navržený univerzální modul obsahuje základní prvky syntezátoru – napětím řízený filtr, napětím řízený oscilátor, nízkofrekvenční oscilátor a napětím řízený zesilovač. Obvod byl prototypován na kontaktním nepájivém poli (Obr. A. 1). Schéma celého modulu (Obr. A. 2) vychází ze struktury KHN filtru s ovládáním mezní frekvence pomocí řízené transkonduktance. Do této struktury je k sumačnímu uzlu připojen Schmittův klopný obvod, který generuje čtvercový signál, jehož integrací získáváme signál trojúhelníkový a následně sinusový. Nahrazením kapacitní zpětné vazby transkonduktančního zesilovače za odporovou vzniká zapojení napětím řízeného zesilovače. Zapojení a princip jednotlivých obvodových prvků je rozepsáno níže v podkapitolách 2.3.1 Napětím řízený filtr, 2.4.1 Napětím řízený oscilátor, 2.5.1 Nízkofrekvenční oscilátor a 2.6.1 Napětím řízený zesilovač.

Napájení modulu je dle Eurorackového standardu ±12 V. Proudovou ochranu v napájecí části obvodu tvoří vratné polymerové pojistky, které vzhledem k následně změřenému proudovému odběru mají hodnotu 100 mA. Další prvek ochrany zde tvoří usměrňovací diody 1N4007. Filtrace napájecího napětí se provádí vždy pomocí dvojice kondenzátorů 10 uF a 100 nF (Obr. 2. 2).



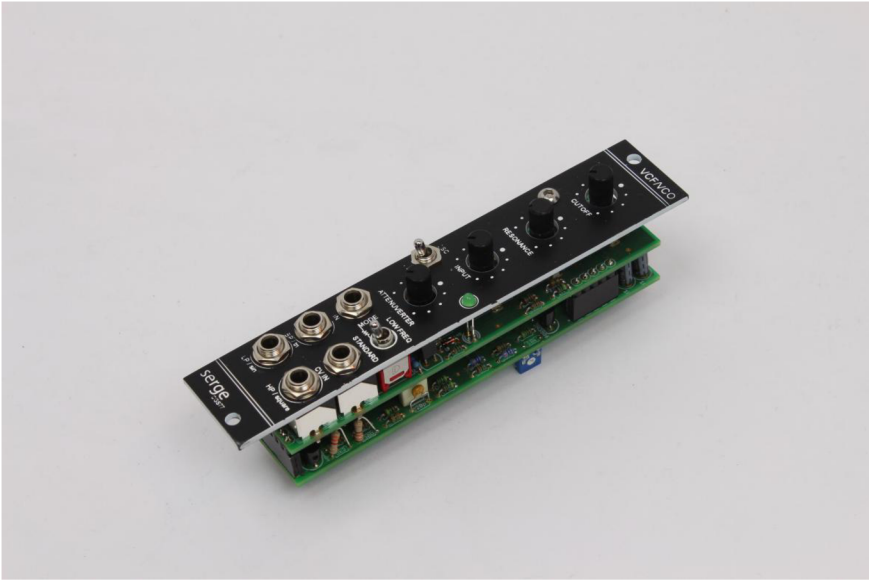
Obr. 2. 2: Napájecí část obvodu

2.2.2 Návrh DPS

K návrhu desek plošných spojů byl použit program EAGLE 7.6.0. Schéma je realizováno do dvou desek, z nichž spodní je řídící a horní je ovládací. Spodní deska obsahuje tedy čipy, tranzistory apod., které vytvářejí samotný obvod modulu a řídí součástky na horní desce, kde se nacházejí ovládací prvky jako potenciometry, konektory a spínače. Desky jsou pak vzájemně spojeny pomocí kolíkových a dutinkových pinových lišt. V příloze je umístěno vytvořené schéma celého obvodu (Obr. A. 2) a návrh DPS (Obr. A. 3, Obr. A. 4, Obr. A. 5).

2.2.3 Sestavení modulu

Seznam potřebných součástek pro sestavení filtru je uveden v tabulce (Tab. A. 1). Po ručním pájení součástek na DPS byl v programu Adobe Illustrator CS6 navržen panel (Obr. A. 6) dle standardizovaných rozměrů formátu Eurorack [11]. Návrh panelu počítá s výrobou na laseru a označuje tak řezací a gravírovací linky. Jako materiál pro výrobu byl použit akrylát PMMA – plexisklo. Panel černé barvy byl vylaserován a vygravírován, následně nastříkán bílou barvou a zbroušen. Bílá barva tak zůstala pouze v gravírované oblasti panelu. DPS byla následně s panelem smontována pomocí distančních sloupků a imbusových šroubků o velikosti M3. Obrázek hotového modulu (Obr. 2. 3) je umístěn v příloze (Obr. A. 7).



Obr. 2. 3: Navržený univerzální modul po zkompletování

2.2.4 Měření

Cílem a výstupem práce jsou proměřené parametry každého ze základních členů syntezátoru. Průběhy a výsledky měření jednotlivých prvků jsou uvedeny v následujících podkapitolách 2.3.3 Napětím řízený filtr, 2.4.3 Napětím řízený oscilátor, 2.5.2 Nízkofrekvenční oscilátor a 2.6.3 Napětím řízený zesilovač. Následné shrnutí všech výsledků měření je uvedeno v kapitole 2.7 Výsledky měření.

Jedním z úkolů měření bylo zjištění odběru proudu celého univerzálního modulu na

napájecích větvích ±12 V. Multimetr, nastavený na měření proudu, byl umístěn sériově mezi výstup zdroje a pinovou lištu na samotném modulu. Velikost odběru proudu pro napájecí větev +12 V byla naměřena 25,6 mA a 15,5 mA pro –12 V. Z následujícího měření vychází hodnota použitých 100 mA polymerových pojistek na proudovou ochranu v napájecí části obvodu.

2.3 Napětím řízený filtr

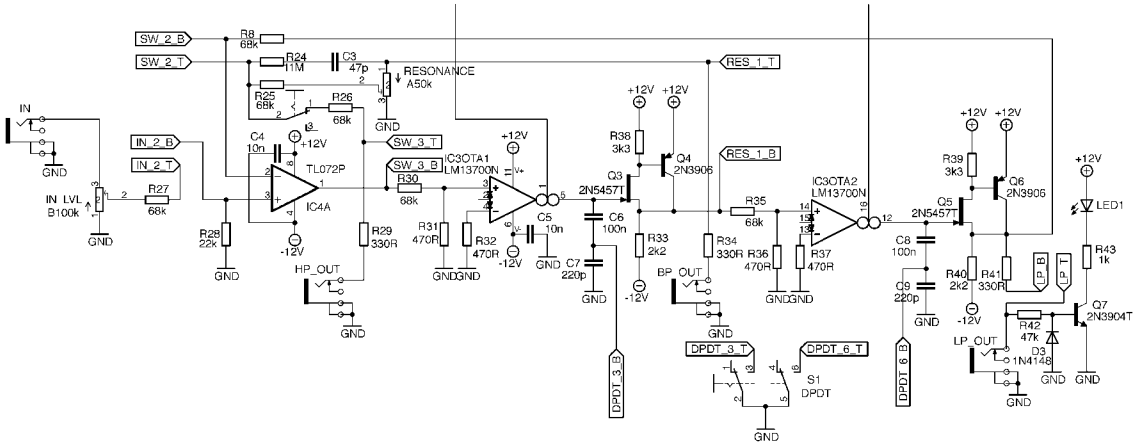
Pro návrh napětím řízeného filtru byla použita následující literatura [16][18][19][20][21][22][23][24][25].

Jedná se o aktivní tzv. state variable filter. Na jeho vstup IN je přiváděn užitečný signál z oscilátoru, jehož úroveň je nastavována pomocí vstupního potenciometru INPUT. Modul má 3 výstupy – dolní propust LP a horní propust HP se strmostí 12 dB/okt a pásmovou propust BP se strmostí 6 dB/okt. Parametr mezní frekvence všech výstupů je nastavován potenciometrem CUTOFF a jakost filtru určuje poloha potenciometru RESONANCE. Na vstup CV IN se připojuje bipolární řídící napětí, které ovládá parametr mezní frekvence filtru. Úroveň tohoto vstupu se nastavuje potenciometrem ATTENUVERTER. CV IN dodržuje standardizovaný poměr mezi řídícím napětím a změnou mezní frekvence 1 V/okt. Přepnutím přepínače MODE do polohy LOW FREQ, dojde k přepnutí do nízkofrekvenčního módu a filtr je pak schopen modifikovat i frekvence pod slyšitelným pásmem. V tomto módu se tak modul v podstatě chová jako slew limiter.

2.3.1 Návrh a princip zapojení

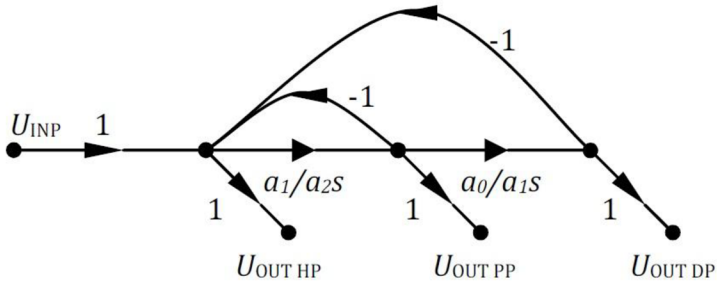
Schéma obvodu vychází ze Serge napětím řízeného filtru z roku 1973 [16]. Obvod byl upraven a navrhnut s novými dostupnými součástkami. Schéma zapojení se skládá z několika níže popsaných částí.

Filtrovací část obvodu tvoří KHN filtr s ovládáním mezní frekvence pomocí řízené transkonduktance OTA (Obr. 2. 4). Při řízení nedochází ke změně činitele jakosti. K jeho změně je v obvodu samostatný potenciometr RESONANCE.



Obr. 2. 4: Filtrovací část obvodu

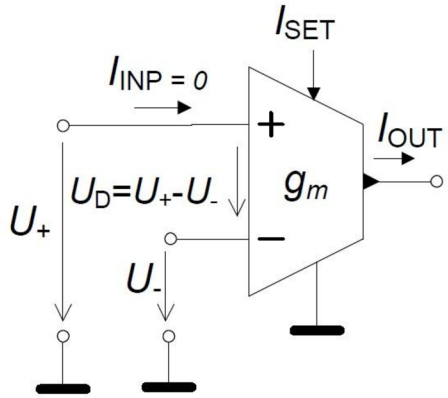
KHN (Kewin-Huelsman-Newcomb) je filtr, obsahující dva integrátory, sčítací bod a dvě zpětnovazební větve (Obr. 2. 5). Jedná se tedy o filtr druhého řádu, jehož struktura se používá pro přenos dolní, pásmové a horní propusti. Zapojení se dá postavit na klasických OZ, které však nejsou v této aplikaci příliš praktické, především kvůli frekvenční omezenosti. Proto se v tomto zapojení často používá OTA, jehož kmitočtový rozsah je daleko větší [21].



Obr. 2. 5: Signálové toky KHN filtru [21]

OTA neboli operační transkonduktanční zesilovač se chová jako ideální zdroj proudu řízený napětím. Obvodově je realizován vstupním rozdílovým operačním zesilovačem, měnícím vstupní napětí na proudový signál, který následně prochází proudovými zrcadly a pokračuje až na samotný výstup. Můžeme jej tedy chápat jako zdroj proudu řízený napětím s konečnou hodnotou převodní transkonduktance (strmosti) g_m, kterou je možno řídit vnějším proudem I_R (či napětím). Odpor na vstupu a výstupu je ideálně nekonečný a kapacity zde nabývají hodnot řádu nízkých jednotek pF. V obvodu je použitý LM13700, který obsahuje dva transkonduktanční zesilovače, jejichž vstupní odpor je 26 kΩ. Velikost jejich transkonduktance g_m je 9600 µS při napájecím napětí ±15 V [22].

Výhodou OTA je možnost řízení transkonduktance g_m v širokém rozmezí. Ta se nastavuje změnou biasovacího proudu I_{SET}. Řídícím proudem v rozmezí µA až mA nastavujeme hodnotu strmosti v hodnotách µS až mS. Kmitočtová závislost je oproti OZ výrazně příznivější a kmitočet hlavního pólu se pohybuje od oblasti stovek kHz až do jednotek MHz. Nevýhodou je omezení dynamického rozsahu přenosu, což znamená, že se zvyšuje zkreslení a šum. Základní používaný typ OTA je tzv. DISO (differential-input and single-output), který má diferenční vstup a jeden proudový výstup (Obr. 2. 6) [21].



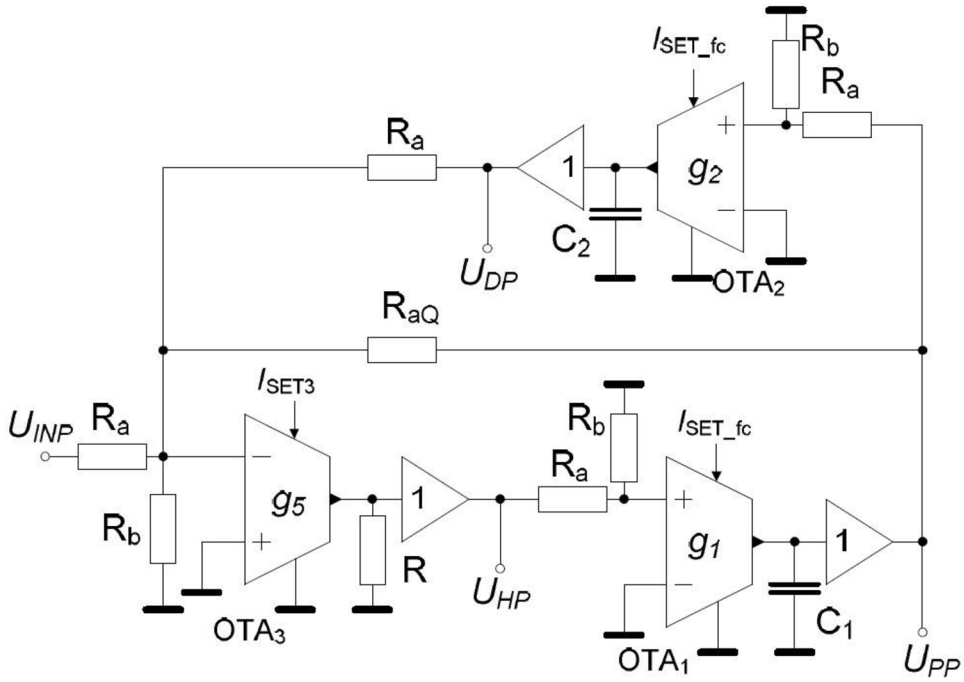
Obr. 2. 6: Operační transkonduktanční zesilovač DISO [21]

Výstupní proud OTA je pak dán vztahem [21]

$$i_{OUT} = g_m u_D = g_m (u^+ - u^-), \tag{2.1}$$

kde i_{OUT} je výstupní proud operačního transkonduktančního zesilovače, g_m je transkonduktance, u^+ je napětí neinvertujícího vstupu a u^- je napětí na invertujícím vstupu.

V základním zapojení KHN filtru s DISO transkonduktory jsou obsaženy tři OTA s výstupními napěťovými sledovači kvůli oddělení velkých impedancí. Na jejích vstupech jsou odporové děliče, které kvůli malému dynamickému rozsahu transkonduktorů snižují vstupní úroveň signálu, a které snižují odstup signálu od šumu. Za odporovým děličem u OTA_3 pak vzniká vstupní sumační uzel (Obr. 2. 7) [21].



Obr. 2. 7: Základní zapojení KHN filtru s DISO transkonduktory [21]

Přenosové funkce jednotlivých výstupů filtru pak jsou definovány jako [21]

$$K_{HP}(s) = \frac{-s^2 g_{m3} RM}{s^2 + \frac{g_{m1} g_{m3} RM^2}{C_1} s + \frac{g_{m1} g_{m2} g_{m3} RM^3}{C_1 C_2}}, \tag{2.2}$$

$$K_{PP}(s) = \frac{-\frac{g_{m1} g_{m3} RM^2}{C_1} s}{s^2 + \frac{g_{m1} g_{m3} RM^2}{C_1} s + \frac{g_{m1} g_{m2} g_{m3} RM^3}{C_1 C_2}}, \tag{2.3}$$

$$K_{DP}(s) = \frac{-\frac{g_{m1} g_{m2} g_{m3} RM^3}{C_1 C_2} s}{s^2 + \frac{g_{m1} g_{m3} RM^2}{C_1} s + \frac{g_{m1} g_{m2} g_{m3} RM^3}{C_1 C_2}}, \tag{2.4}$$

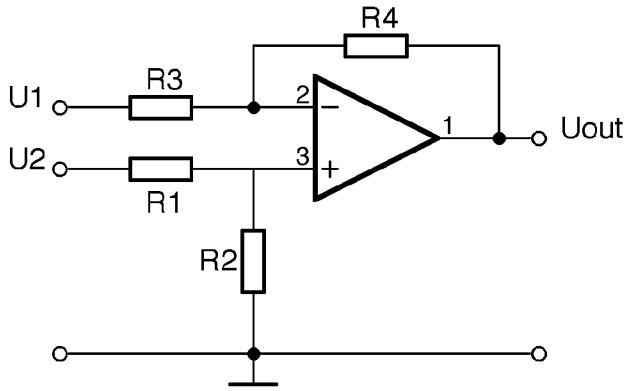
kde $K(s)$ je přenosová funkce filtru, g_m je transkonduktance, $M = \frac{R_b}{R_a + R_b}$ značí přenos děličů ve vstupech OTA, C je kapacita kondenzátorů ve zpětné vazbě OTA. Charakteristický kmitočet f_m je pak dán vztahem [21]

$$f_m = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{g_{m1} g_{m2} g_{m3} RM^3}{C_1 C_2}}. \tag{2.5}$$

Činitel jakosti je pak dán rovnicí [21]

$$Q = \frac{C_1}{g_{m1} g_{m3} RM} \sqrt{\frac{g_{m1} g_{m2} g_{m3} RM}{C_1 C_2}}. \tag{2.6}$$

V rámci úspory rezistoru a problematiky nastavování I_{SET3} se v námi stavěném VCF sumace provádí pomocí operačního zesilovače v základním rozdílovém zapojení (Obr. 2. 8).



Obr. 2. 8: Rozdílové zapojení OZ [20]

Toto zapojení se používá pro sledování dvou signálů s málo odlišnou hodnotou napětí. Napětí je přivedeno na vstup OZ přes odpory R_3 a R_1. Neinvertující vstup OZ je uzemněn přes odpor R_2. Zpětná vazba je vedena na invertující vstup přes odpor R_4. Napětí U_1 je zesílené v invertujícím zesilovači a U_2 v neinvertujícím. Výstupem je pak zesílený rozdíl obou vstupních napětí daný vztahem [20]

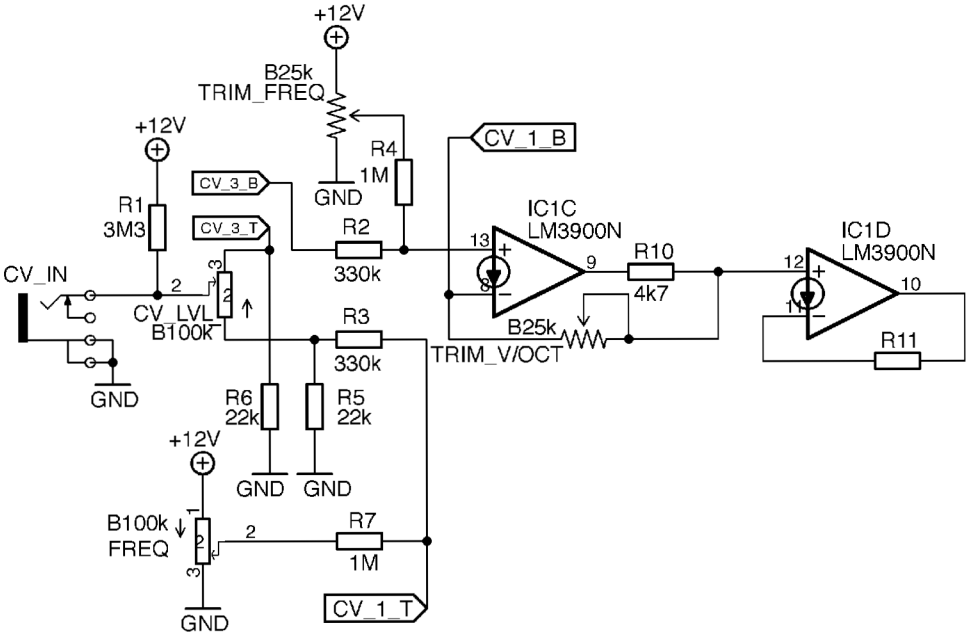
$$U_{OUT} = \frac{R_4}{R_1}(U_2 - U_1), \tag{2.7}$$

kde R_4 je odpor zpětné vazby, R_1 je vstupní odpor neinvertujícího vstupu, U_2 je napětí na neinvertujícím vstupu a U_1 je napětí na invertujícím vstupu. Odpory OZ se volí tak, aby $R_3 = R_1$ a $R_4 = R_2$. V obvodu je použit operační zesilovač TL072, což je duální OZ, obsahující tedy dva operační zesilovače se vstupním odporem 1 TΩ, kmitočtovým rozsahem 3MHz a s napěťovým ziskem 110 dB při ±15 V napájecím napětí [23].

Ve schématu navrženého filtru se užitečný vstupní signál přivádí jack konektorem IN a jeho úroveň se nastavuje na potenciometru INPUT. Následně jde signál do neinvertujícího vstupu diferenčního operačního zesilovače TL072, kde dochází k sumaci signálů a od signálu ze zpětné vazby se odečte dolní frekvence, čímž získáme výstup horní propusti. Následně signál prochází přes vstupní odporové děliče do transkonduktoru LM13700, který zde pracuje jako integrátor a provádí tedy integraci vstupního signálu podle času. Kvůli vysoko impedančnímu oddělení je jeho výstup připojen na emitorový sledovač, který je tvořen unipolárním tranzistorem JFET 2N5457 a PNP bipolárním tranzistorem 2N3906. Ty mají úplnou zápornou zpětnou vazbu a jejich zesílení je tedy 1. Za tímto napěťovým sledovačem je výstup na pásmovou propust a zpětná vazba, která vede do sumačního uzlu. V druhém integrátoru se signál chová stejně a jeho výstup pak pokračuje jako druhá zpětná vazba a jako výstup dolní propusti. Ke změně činitele jakosti Q dochází změnou hodnoty potenciometru RESONANCE, který je umístěn ve zpětné vazbě.

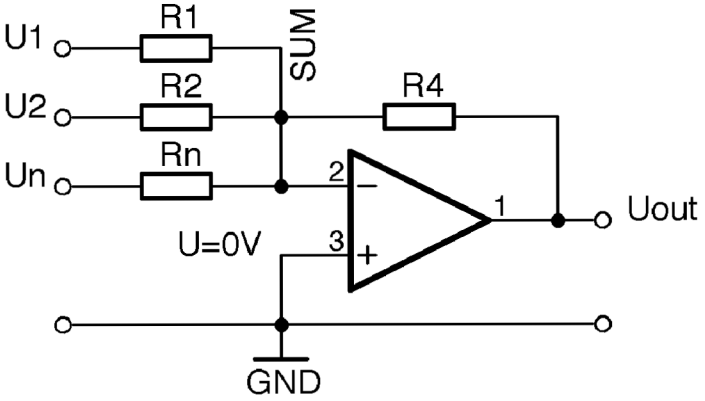
Řízení OTA přichází z horní části schématu, kde se nachází OZ LM3900 (Obr. 2. 9). Jedná se o Nortonův operační zesilovač, který oproti normálnímu OZ má neinvertující vstup nahrazen zrcadlovým proudovým zdrojem. Díky tomu je technologicky jednoduchý a může být napájen nesymetrickým napětím. LM3900 je

čtyřnásobný Nortonův operační zesilovač jehož napájecí napětí je v rozsahu +4 až +36 V. Vstupní odpor má 1 MΩ, výstupní odpor 8 kΩ a maximální výstupní proud 30 mA. Kmitočtový rozsah tohoto OZ je 2,5 MHz a napěťový zisk je do 1 kHz 70 dB [24].



Obr. 2. 9: Řídící část obvodu

LM3900 je ve schématu zapojen jako sumátor, což znamená že zesiluje a sčítá vstupní napětí (Obr. 2. 10).



Obr. 2. 10: Zapojení OZ jako sumátor [20]

Základní zapojení sumačního zesilovače spočívá ve sčítání proudů v sumačním bodu. Dle Kirchhoffova zákona jsou zde proudy dány jako

$$I_{SUM} = -I_4 = I_1 + I_2 + I_n \,. \tag{2.8}$$

Z Ohmova zákona pak vyplývá rovnice

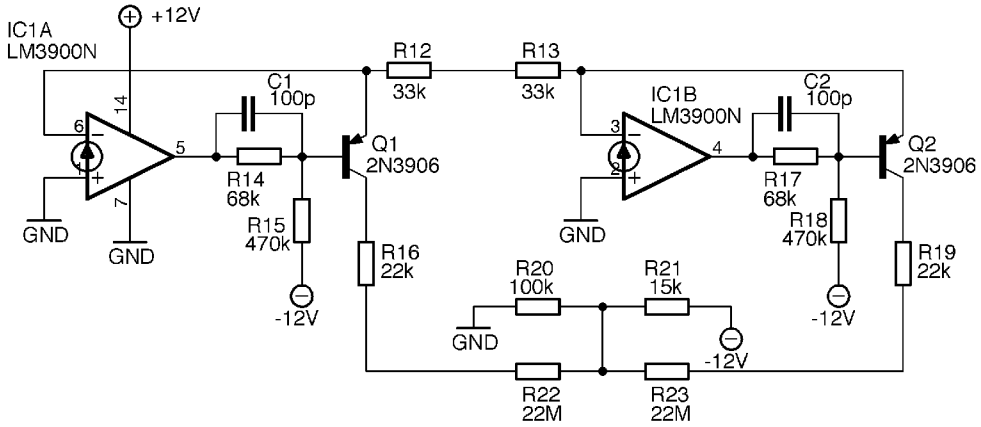
$$U_{OUT} = -R_4\left(\frac{U_1}{R_1} + \frac{U_2}{R_2} + \frac{U_n}{R_n}\right). \tag{2.9}$$

Zesílení jednotlivých vstupů je pak dáno vztahem [20]

$$A_n = -\frac{R_4}{R_n}. \tag{2.10}$$

Vstupním signálem pro OZ LM3900 je v obvodu řídící napětí, jehož úroveň se nastavuje potenciometrem ATTENUVERTER a napětím dané hodnotou potenciometru CUTOFF.

Jelikož má OTA LM13700 lineární průběh, ale poměr V/okt mezi řídícím napětím a změnou mezní frekvence je exponenciální, je nutné vytvořit převodník průběhu (Obr. 2. 11).



Obr. 2. 11: Převodník z lineárního průběhu na exponenciální

Převodník je založen na exponenciální závislosti mezi napětím U_{be} a proudem I_c tranzistoru, která je daná rovnicí [25]

$$I_c = I_0\left[\exp\left(\frac{q \cdot U_{be}}{kT}\right) - 1\right], \tag{2.11}$$

kde I_0 je proud tekoucí v závěrném směru, $q = 1{,}60 \cdot 10^{-19} C$ je elementární náboj, $k = 1{,}38 \cdot 10^{-23} JK^{-1}$ je Boltzmannova konstanta, T je teplota [K] a U_{be} je napětí mezi bází a emitorem. Ve schématu jsou použity PNP tranzistory 2N3906, které vytvářejí právě exponenciální průběh napětí. Tvar exponenciály je závislý na zesílení OZ LM3900. Ten má ve zpětné vazbě trimr, kterým se ladí tvar křivky tak, aby sledoval co nejlépe poměr 1:2, tedy poměr V/okt.

2.3.2 Oživení

Po připojení modulu k napájení ±12 V bylo potřeba filtr naladit pomocí odporových trimrů. Prvním trimrem se ladí frekvenční pásmo, ve kterém chceme, aby filtr pracoval, což je tedy v této aplikaci oblast slyšitelného pásma. Druhým trimrem se nastavuje vstup CV IN tak, aby byl v poměru V/okt. Při nastaveném potenciometru ATTENUVERTER na maximální hodnotu se tedy na vstup IN přivede signál a na vstup CV IN stejnosměrné napětí 0 V. Následně se po přivedení napětí 1 V musí ladit odporový trimr tak, aby mezní frekvence byla právě 2x větší, než při stejnosměrném napětí 0 V.

2.3.3 Měření

Měření tohoto napětím řízeného filtru probíhalo vždy pro všechny tři základní typy filtrů, tedy pro výstupy LP, BP a HP. Úkolem bylo změřit mezní frekvence na těchto výstupech, vliv rezonance a závislost mezní frekvence na vstupním řídícím napětí. Přehledný výpis výsledků měření je uveden v kapitole 2.7 Výsledky měření. K měření byly použity následující měřící přístroje:

1) Zdroj Agilent E3630A, 0–6 V, 2,5 A / 0 – ±20 V, 0,5A, IČ: MY40015851
2) Audio analyzer, Audio precision 325I, IČ: EWP2-25027
3) Digitální multimetr UNI-T UT33D, IČ: 0023768

Při prvním měření se nastavil potenciometr RESONANCE na minimální hodnotu a potenciometr INPUT na hodnotu maximální. Ve 3 grafech je pak znázorněno, jak se mění mezní frekvence na výstupech LP, BP a HP, při změně hodnoty potenciometru CUTOFF. Z grafů vyplývá, že filtr pracuje v požadované oblasti slyšitelného pásma a můžeme vyčíst také strmost jednotlivých výstupů filtru, která je pro LP a HP 12 dB/okt a pro BP 6 dB/okt (Obr. B. 1. 1, Obr. B. 1. 2, Obr. B. 1. 3).

Další měření sledovalo vliv rezonance na tvar přenosových charakteristik filtru, pro různé hodnoty mezní frekvence. Potenciometr INPUT byl opět během měření na maximální hodnotě. Do grafů se pak zanášely stavy RESONANCE potenciometru na minimální, střední a maximální hodnotě pro tři hodnoty mezní frekvence potenciometru CUTOFF. Z výsledků lze vidět, že při maximální hodnotě rezonance dochází například při mezní frekvenci $f_m=2\ kHz$ ke změně zesílení u napěťových špiček až o 40 dB. Při maximální jakosti lze také pozorovat, že se LP filtr dostává na vyšších frekvencích do nestabilního stavu a osciluje. (Obr. B. 2. 1, Obr. B. 2. 2, Obr. B. 2. 3, Obr. B. 2. 4, Obr. B. 2. 5, Obr. B. 2. 6, Obr. B. 2. 7, Obr. B. 2. 8, Obr. B. 2. 9).

Měření závislosti mezní frekvence na vstupním řídícím napětí probíhalo při nastavení potenciometrů CUTOFF a RESONANCE na minimální hodnotu, INPUT a ATTENUVERTER na maximální hodnotu. Na vstup CV IN se připojil stejnosměrný zdroj napětí, na kterém se postupně nastavovalo napětí 0–8 V, při kroku 0,5 V. Jelikož se jedná o závislost v poměru V/okt, graf byl následně zobrazen v logaritmickém měřítku. V grafu je přímkou také znázorněna ideální závislost 1 V/okt (Obr. B. 3. 1). Odchylka od ideální hodnoty vznikla především kvůli toleranci součástek a nedokonalým naladěním trimru.

2.4 Napětím řízený oscilátor

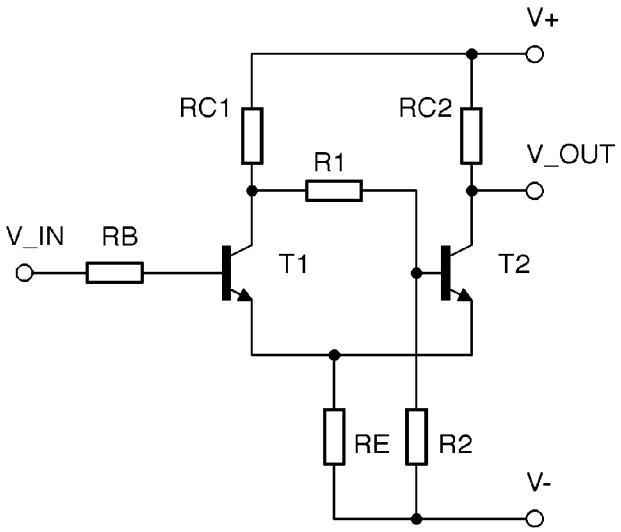
Pro praktický návrh napětím řízeného oscilátoru byly použity následující zdroje [15][19][20][22][23].

Jedná se o hlavní oscilátor, který slouží jako zdroj signálu v oblasti slyšitelného pásma v rozsahu 40 Hz – 10 kHz. Do VCO módu se modul dostane přepnutím přepínače do polohy OSC. Oscilátor má 3 výstupy, ve kterých se následně začnou generovat periodické změny amplitudy v čase. Na výstupu SIN dochází ke generování sinusového signálu, čtvercový signál je na výstupu SQUARE a trojúhelníkový je na výstupu TRI. Oscilátor neobsahuje pilový průběh, ten jsme však schopni vytvořit například restartováním trojúhelníkového signálu při dosažení amplitudy napětí. Frekvenci všech průběhů můžeme nastavovat ručně potenciometrem CUTOFF nebo připojením bipolárního řídícího napětí na vstup CV IN, jehož úroveň se nastavuje potenciometrem ATTENUVERTER. Vstup CV IN nedodržuje u VCO standard 1 V/okt. Napěťová úroveň výstupních signálů je pro čtvercový a trojúhelníkový signál ±10 V, pro sinusový ±8 V.

2.4.1 Návrh a princip zapojení

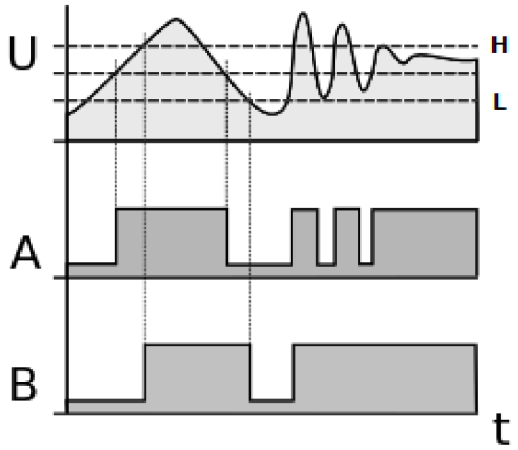
V navrženém obvodu VCF byl k sumaci signálů použit operační zesilovač TL072, což je duální OZ, obsahující dva operační zesilovače. Volný operační zesilovač je v oscilátorovém módu zapojen jako Schmittův klopný obvod.

SKO je zvláštní typ klopného obvodu, který má dva stabilní stavy, jejichž hodnota se mění skokově tím, že vstupní signál prochází nastavenou napěťovou úrovní. Výstup je závislý jak na hodnotě vstupu, tak i na hodnotě předchozího stavu. Tato vlastnost se nazývá hystereze. Z analogové signálu jsme tedy schopni získat signál digitální. Nejčastější využití SKO je v číslicové technice k zarovnávání hran impulsů, které přivádíme na vstup logických členů. Dále se obvod využívá jako napěťový komparátor, nebo jako generátor obdélníkového signálu. Princip Schmittova klopného obvodu můžeme nejlépe znázornit na základním zapojení s tranzistory (Obr. 2. 12) [15].



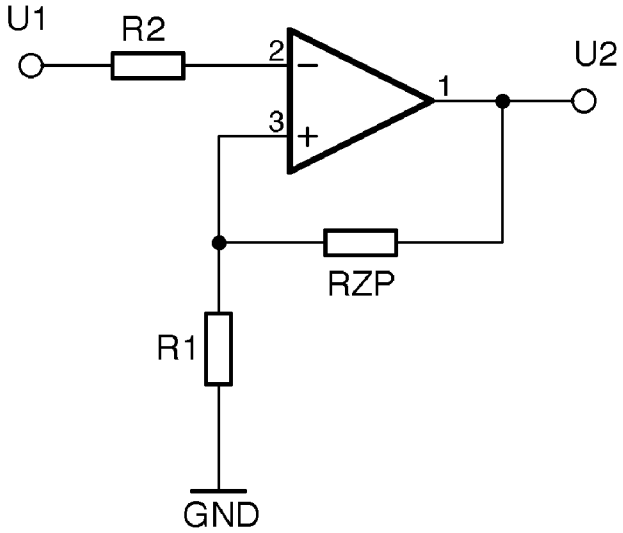
Obr. 2. 12: Zapojení Schmittova klopného obvodu s tranzistory [15]

V klidovém stavu je na výstupu malé napětí dané součtem saturačního napětí tranzistoru a úbytkem napětí na rezistoru R_E. Zatímco tranzistor T_2 je plně otevřen, tranzistor T_1 je zavřen. Příchodem signálu dojde při určité hodnotě napětí U_H k otevření tranzistoru T_1 a uzavření tranzistoru T_2. Na výstupu je pak napájecí napětí, tedy logická 1. Pro překlopení na logickou 0 musí hodnota vstupního napětí klesnout pod určenou hodnotu napětí U_L. Rozdíl mezi napětím U_H a U_L se nazývá hystereze. Na obrázku níže (Obr. 2. 13) lze vidět průběh vstupního a výstupního napětí na SKO, přičemž výstup A je bez hystereze a výstup B je s hysterezí [15].



Obr. 2. 13: Hystereze Schmittova klopného obvodu [15]

V zapojení SKO s operačním zesilovačem (Obr. 2. 14) je zavedena kladná zpětná vazba přes odpor R_{zp}, čímž dojde ke stabilizaci OZ a k zavedení hystereze.



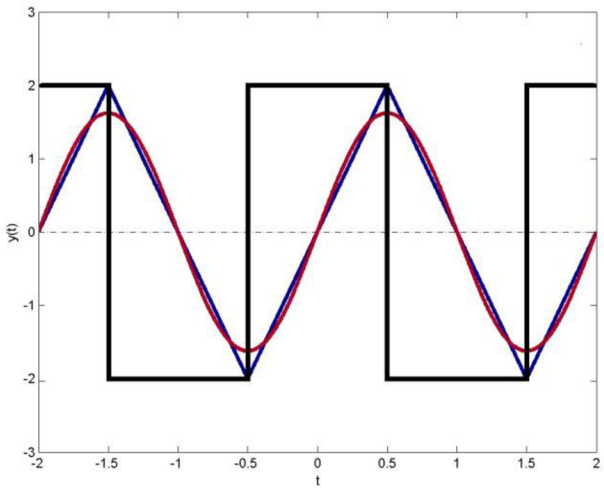
Obr. 2. 14: Schmittův klopný obvod s operačním zesilovačem [15]

Napětí, při kterém se dojde k překlápění obvodu je dáno vzorcem [20]

$$U = U_s \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_{zp}}, \tag{2.12}$$

kde *Us* je výstupní saturační napětí a $R_1/(R_1+R_{zp})$ je poměr odporů tvořících téměř nezatížený dělič napětí.

V námi navrhovaném obvodu je výstup Schmittova klopného obvodu zapojen do sumačního uzlu KHN filtru, kde vytváří čtvercový průběh na konektoru SQUARE (Obr. 2. 16). Následným průchodem přes OTA zapojené jako integrátory vytváří na výstupu TRI trojúhelníkový signál a na výstupu SIN sinusový signál. Dvojitá integrace původního čtvercového signálu je znázorněna na obrázku (Obr. 2. 15).

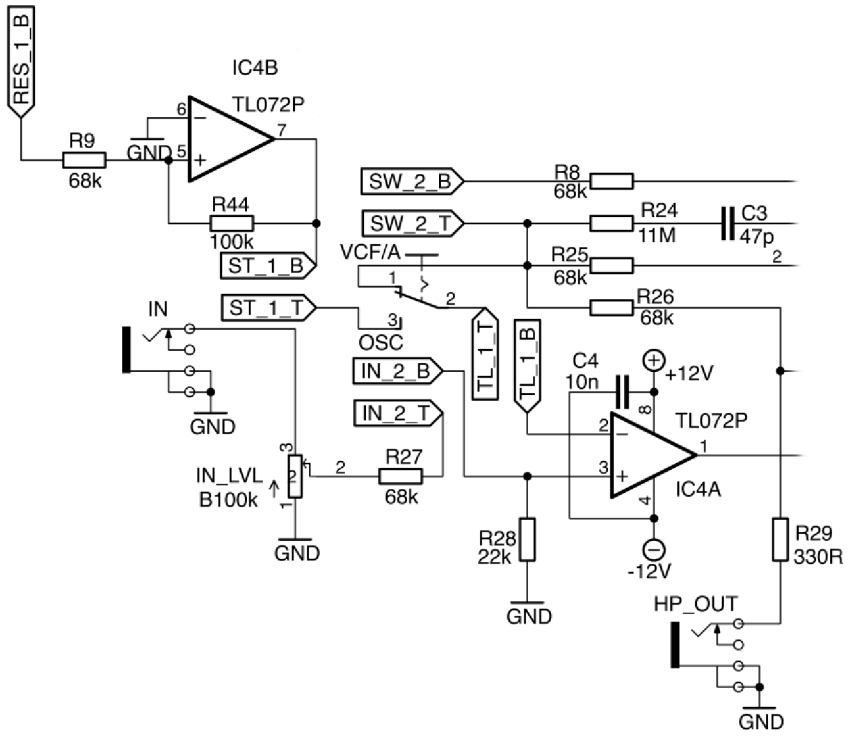


Obr. 2. 15: Integrace čtvercového a následného trojúhelníkového signálu

Na vstup SKO je zapojena první zpětnovazební větev KHN filtru. Pro výpočet odporů v Schmittově klopném obvodu je nutné znát saturační napětí OZ, které je dle katalogové hodnoty pro operační zesilovač TL072 ±15 V [23]. Úrovně překlápěcích napětí by měly být v maximální hodnotě kladné a záporné amplitudy signálu. Trojúhelníkový signál tak bude oproti čtvercovému fázově posunut o 90°. Odpor R_1 byl vzhledem k návrhu celého obvodu zvolen 68k. Zpětnovazební odpor je tedy následně vyjádřen z výše uvedené rovnice (2.12) jako

$$R_{zp} = \frac{U_s \cdot R_1}{U} - R_1 = \frac{30 \cdot 68 \cdot 10^3}{12} - 68 \cdot 10^3 = 102k\Omega, \tag{2.13}$$

Hodnota odporu R_{zp} byla tedy vzhledem k odporové řadě E12 zvolena 100kΩ.



Obr. 2. 16: Zapojení SKO v navrhovaném univerzálním modulu

2.4.2 Oživení

Během procesu oživení bylo nutné nastavit oscilátor tak, aby pracoval ve zvolené oblasti slyšitelného pásma. Po připojení modulu k napájení ±12 V probíhalo ladění pomocí odporových trimrů. Jelikož vysoké frekvence (nad 10kHz) jsou již u syntezátorů těžko použitelné, bylo nutné hodnotu potenciometru CUTOFF odporově omezit na požadovaný rozsah frekvence 40 Hz – 10kHz.

2.4.3 Měření

Cílem měření napětím řízeného oscilátoru bylo zobrazit výstupní časový průběh, spektrum signálu a závislost změny frekvence na vstupním řídícím napětí. Měření probíhalo vždy pro všechny tři výstupy, tedy pro sinusový, čtvercový a trojúhelníkový signál. Přehledný výpis výsledků měření je uveden v kapitole 2.7 Výsledky měření. Při měření byly použity následující přístroje:

1) Zdroj Agilent E3630A, 0–6 V, 2,5 A / 0 – ±20 V, 0,5A, IČ: MY40015851
2) Audio analyzer, Audio precision 325I, IČ: EWP2-25027
3) Osciloskop DSO1002A, Agilent technologies, IČ: 182743

Jako první byla zobrazována změna napětí v čase u výstupních signálů na zvolené frekvenci 1 kHz. Hodnota frekvence byla nastavena potenciometrem CUTOFF. Výsledné 3 grafy byly exportovány přímo z programu Audio Precision. Z předložených grafů lze vidět, že trojúhelníkový (Obr. C. 2. 1) a sinusový signál

(Obr. C. 3. 1) je od čtvercového průběhu (Obr. C. 1. 1) fázově posunut o 90°.

Následně byla zobrazována spektra jednotlivých signálů. Spektrální analýza byla nejprve provedena pro čtvercový signál (Obr. C. 1. 2). Podle teorie by měl čtvercový signál obsahovat pouze liché harmonické složky. V grafu se však vyskytují výkyvy hodnot i na sudých harmonických násobcích. Amplituda těchto harmonických frekvencí se pohybuje v intervalu 10-60 mV_{RMS}. První harmonická na kmitočtu 1 kHz má amplitudu signálu 10 V_{RMS}. Třetí harmonická frekvence má dle harmonického poklesu amplitudu 3,2 V. Harmonický pokles řady lichých frekvencí je patrný až do kmitočtu 50 kHz. U spektra trojúhelníkové signálu (Obr. C. 2. 2) lze vidět dominanci první harmonické. Stejně jako u čtvercového signálu jsou ve spektru přítomny i sudé harmonické složky. Druhá harmonická má velikost 200 mV_{RMS} a pokles řady sudých složek je podobný poklesu řady lichých frekvencí. Ideální sinusový signál obsahuje pouze první harmonickou. U generovaného sinusového signálu v tomto obvodu však vidíme, že ve spektru se objevují další sudé i liché harmonické složky (Obr. C. 3. 2). První harmonická má amplitudu 5,5 V_{RMS}. Druhá harmonická frekvence má velikost 150 mV_{RMS}. Vliv vyšších harmonických složek lze u sinusového signálu vnímat. Především u vyšších frekvencí jde slyšet menší ostrost v klidném sinusovém tónu. Jelikož se však nejedná o laboratorní zdroje signálu, ale o zvukové syntezátory, odchylky a rozdíly od teoretických a ideálních spektrálních složek jsou požadované a vyjadřují jedinečnost každého oscilátoru.

Pro měření závislosti změny frekvence signálu na velikosti vstupního řídícího napětí byl nastaven potenciometr ATTENUVERTER na maximální hodnotu a potenciometr CUTOFF na hodnotu minimální. Na vstup CV IN byl připojen stejnosměrný zdroj napětí, na kterém se postupně nastavovalo napětí při kroku 0,5 V. Z naměřených hodnot byly sestaveny grafy, kde frekvenční osa je zobrazena v logaritmickém měřítku. V grafu je přímkou také zobrazena standardizovaná závislost 1 V/okt. Grafy byly sestaveny pro čtvercový (Obr. C. 1. 3), trojúhelníkový (Obr. C. 2. 3) i pro sinusový oscilátor (Obr. C. 3. 3). Z výsledných závislostí lze určit, že oscilátor není nastaven do standardizovaného poměru V/okt. Odchylka vznikla při ladění požadovaného rozsahu oscilátoru, kdy bylo nutné odporovým trimrem trvale pozměnit proud protékající tranzistorem v převodníku z lineárního na exponenciální průběh a tekoucí do KHN obvodu. Řešením by pravděpodobně bylo změnit architekturu vstupní části a lineárně exponenciálního převodníku, což by ale bylo velkým zásahem do původního Serge obvodu.

2.5 Nízkofrekvenční oscilátor

Následující kapitola obsahuje návrh, princip zapojení a měření obvodu nízkofrekvenčního oscilátoru. K sestavení byla použita následující literatura [15][19][20][22][23].

Tento pomocný oscilátor pracuje ve frekvenčním rozsahu 0,1 Hz – 10 Hz, tzn. v oblasti, která se pohybuje pod hranicí slyšitelného pásma. Přepnutím přepínače do polohy OSC a druhého přepínače MODE do polohy LOW FREQ se modul začne chovat jako nízkofrekvenční oscilátor. Stejně jako u VCO, dojde ke generování čtvercového signálu na výstupu SQUARE, trojúhelníkového průběhu na výstupu TRI a sinusového signálu SIN výstupu. Frekvence výstupních signálů se nastavuje

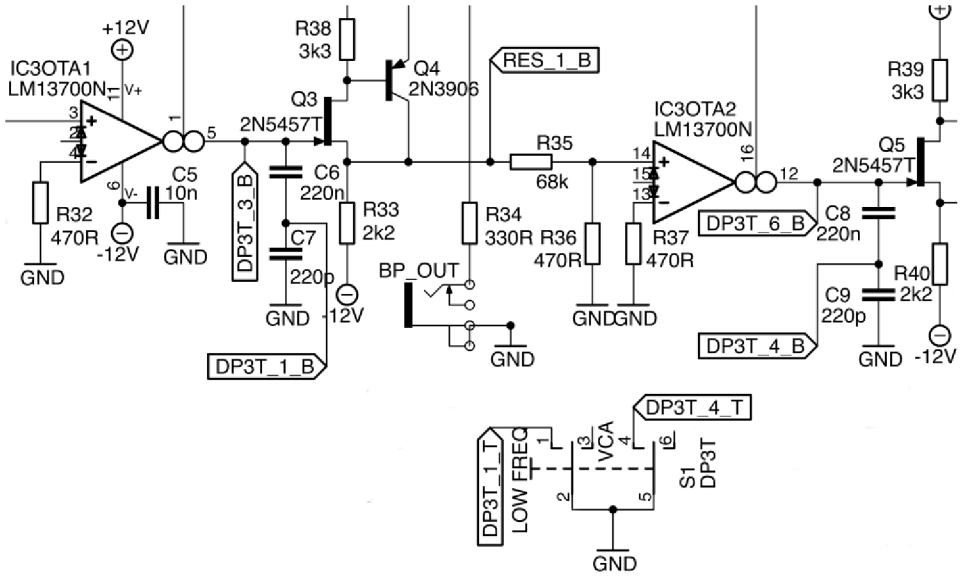
potenciometrem CUTOFF. Na vstup CV IN lze přivádět řídící bipolární napětí, které mění frekvenci na výstupu v závislosti na velikosti vstupního napětí a na pozici potenciometru ATTENUVERTER. Vstup CV IN není naladěn na standardu 1 V/okt. Výstupní signál čtvercový a trojúhelníkový signál dosahuje napěťové úrovně ±10 V a sinusový signál ±8 V.

2.5.1 Návrh a princip zapojení

Princip oscilace a generování jednotlivých signálů je naprosto totožný jako u napětím řízeného oscilátoru. LFO se liší pouze v tom, že pracuje s výrazně nižší frekvencí, která se pohybuje pod hranicí 20 Hz. Jelikož kmitočet, ve kterém obvod pracuje, je dán rovnicí (2.5), stačí pouze v požadovaném poměru pozměnit hodnoty kondenzátorů v integrátoru. Jediným rozdílem v architektuře obvodu je tedy připojení druhého kondenzátoru do série v zapojení OTA jako integrátoru. Při přepnutí přepínače MODE do polohy LOW FREQ, pak dojde k uzemnění signálu mezi sériově zapojenou dvojicí kondenzátorů, čímž se v podstatě k odpojí kondenzátor s malou kapacitou a dojde tak ke zvýšení kapacity v integrátoru (Obr. 2. 17). VCO pracuje v rozsahu, jejíž horní hranicí je frekvence 10 kHz. Pokud je tedy třeba, aby LFO mělo horní hranici na frekvenci 10 Hz, musíme hodnotu kondenzátorů snížit o 3 řády. V obvodu VCO je pro funkci v požadovaném rozsahu zapojen kondenzátor 220 pF. Hodnotu kondenzátoru, který bude s tímto kondenzátorem v sérii pak spočítáme poměrově jako

$$\frac{f_{VCO}}{\frac{c_1 \cdot c_2}{c_1 + c_2}} = \frac{f_{LFO}}{c_2} \Rightarrow c_2 = \frac{c_1(f_1 - f_2)}{c_2} = \frac{220 \cdot 10^{-9} \cdot (10 \cdot 10^3 - 10)}{10 \cdot 10^3} = 219{,}8nF\,, \quad (2.14)$$

kde f_{VCO} je horní hranice frekvence napětím řízeného oscilátoru, f_{LFO} je horní hranice frekvence nízkofrekvenčního oscilátoru a c_1, c_2 jsou kondenzátory ve zpětné vazbě OTA. Hodnota kondenzátoru bude tedy s ohledem na řadu E12 220nF.



Obr. 2. 17: Přepínání navrhovaného univerzálního modulu do LFO módu

2.5.2 Měření

Měření LFO bylo prováděno vždy pro všechny tři výstupy, tedy pro sinusový, čtvercový a trojúhelníkový nízkofrekvenční oscilátor. Cílem bylo zobrazit výstupní časový průběh, spektrum signálu a závislost změny frekvence na vstupním řídícím napětí. Přehledný výpis výsledků měření je uveden v kapitole 2.7 Výsledky měření. Při měření byly použity následující přístroje:

1) Zdroj Agilent E3630A, 0–6 V, 2,5 A / 0 – ±20 V, 0,5A, IČ: MY40015851
2) Audio analyzer, Audio precision 325I, IČ: EWP2-25027
3) Osciloskop DSO1002A, Agilent technologies, IČ: 182743

Pro první měření byla nastavena hodnota frekvence potenciometrem CUTOFF na hodnotu 10 Hz. Následně došlo k zobrazování změny napětí v čase pro trojúhelníkový (Obr. D. 2. 1), čtvercový (Obr. D. 1. 1) a sinusový (Obr. D. 3. 1) nízkofrekvenční oscilátor.

Dále byla provedena spektrální analýza jednotlivých signálů. První zobrazené spektrum generovaného čtvercového signálu (Obr. D. 1. 2) bylo porovnáno s grafem získaným u VCO. Z výsledných grafů lze vidět, že obvod se chová lépe při nižších kmitočtech. Signál obsahuje pouze liché harmonické složky. První harmonická na frekvenci 10 Hz má amplitudu 10 V_{RMS}, třetí má třetinovou hodnotu 3,2 V_{RMS}. Řada lichých frekvencí tedy harmonicky klesá. I ve spektru trojúhelníkového signálu (Obr. D. 2. 2) došlo k potlačení sudých harmonických složek. První harmonická má hodnotu 6 V_{RMS}, třetí 0,6 V_{RMS}. V generovaném sinusovém nízkofrekvenčním signálu (Obr. D. 3. 2) se objevují další liché harmonické složky. Jejich amplituda je však minimální. Nejvyšší napěťovou úroveň z těchto vyšších harmonických složek má pátá harmonická, jejíž amplituda je 10 mV_{RMS}. První harmonická má amplitudu 4,5 V_{RMS}.

Dalším cílem měření bylo zobrazení závislosti změny frekvence signálu na velikosti vstupního řídícího napětí. Potenciometr ATTENUVERTER, ovlivňující velikost vstupujícího bipolárního napětí, byl nastaven na maximální hodnotu a potenciometr CUTOFF na hodnotu minimální. Následně bylo, připojením stejnosměrného zdroje na vstup CV IN, přiváděno napětí po krocích 0,5V. Z naměřených hodnot byly sestaveny grafy pro čtvercový (Obr. D. 1. 3), trojúhelníkový (Obr. D. 2. 3) a sinusový výstup (Obr. D. 3. 3). Z těchto závislostí lze určit, že nízkofrekvenční oscilátor není, stejně jako ve VCO módu, nastaven do standardizovaného poměru V/okt. Příčina vzniku odchylky a možné řešení je stejné, jako u napětím řízeného oscilátoru.

2.6 Napětím řízený zesilovač

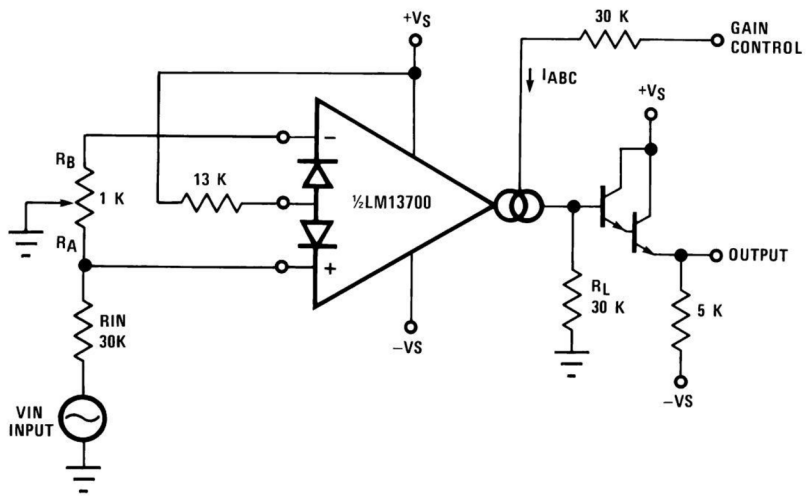
Pro konstrukci a návrh napětím řízeného zesilovače byly použity následující zdroje [14][18][19][20][22][23].

VCA zesiluje procházející signál pomocí vstupního řídícího napětí. Napětím řízený zesilovač stavěný v této práci by se dal nazvat přesněji jako napětím řízený attenuverter, protože procházející signál nezesiluje, resp. zesílení tohoto zesilovače je 1 a to pro celý frekvenční rozsah vstupních zvukových signálů. Do módu napětím řízeného zesilovače se modul dostane přepnutím prvního přepínače do polohy VCF/VCA a druhého MODE

přepínače do polohy VCA. Vstupní zvukový signál připojujeme do vstupu IN. Na vstup CV IN přivádíme bipolární řídící napětí, jehož úroveň se nastavuje potenciometrem ATTENUVERTER. Výstup VCA je na konektoru LP/sin, kde je zesílení 1 a na konektoru BP/tri, kde je zesílení poloviční.

2.6.1 Návrh a princip zapojení

OTA doposud pracovaly jako integrátory. Pro funkci VCA je však nutné je zapojit jako zesilovače. Zapojení operačního transkonduktančního zesilovače LM13700 jako napětím řízený zesilovač je uvedeno v jeho dokumentaci (Obr. 2. 18).



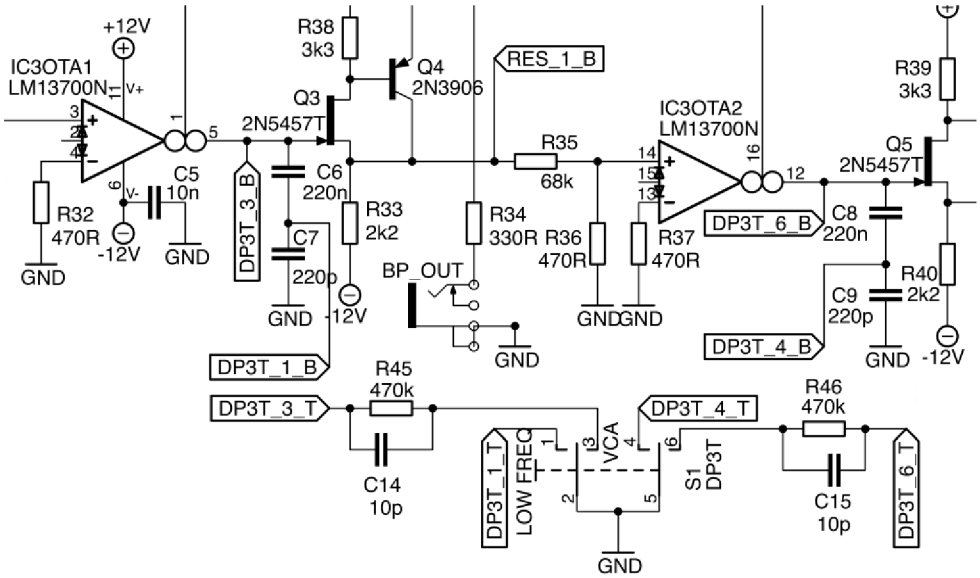
Obr. 2. 18: Napětím řízený zesilovač s LM13700 [22]

Zesílení tohoto zesilovače je dáno rovnicí [22]

$$A_U = \frac{U_{OUT}}{U_{IN}} = 940 \cdot I_{ABC}\,, \tag{2.15}$$

kde I_{ABC} je řídící proud, U_{OUT} je výstupní a U_{IN} vstupní napětí. Dle katalogu OTA LM13700 se řídící proud I_{ABC} pohybuje v intervalu 1 µA – 1 mA [22]. Zesílení je tedy vždy menší než 1. Pro optimální odstup signálu od šumu by měl řídící proud I_{ABC} dosahovat horní hranice intervalu. Odpor R_L by měl být pro velký výstupní dynamický rozsah napětí co největší.

Při přepnutí modulu do VCA módu, dojde tedy k odpojení dvojice sériově zapojených kondenzátorů a k připojení odporu v dokumentaci označovaném jako R_L (Obr. 2. 19). Velikost hodnoty odporu byla dle katalogu zvolena 470k, kvůli vysokému dynamickému rozsahu napětí.



Obr. 2. 19: Přepínání navrhovaného univerzálního modulu do VCA módu

2.6.2 Oživení

Po připojení modulu k napájení bylo zjištěno, že při malém zesílení dochází ke zkreslení mezi výstupním a vstupním signálem. Zkreslení se podařilo potlačit paralelně připojeným kondenzátorem o hodnotě 10 pF k odporu R_L.

2.6.3 Měření

Úkolem měření bylo zobrazit frekvenční odezvu zesilovače, tedy zjistit, zda zesilovač pracuje na všech frekvencích stejně. Dále se zjišťoval parametr THD + N, což je celkové harmonické zkreslení + šum a závislost změny zesílení a velikosti výstupního napětí na vstupním řídícím napětí. Veškerá měření probíhala na konektoru LP/sin, který je hlavním výstupem ve VCA módu. Přehledný výpis výsledků měření je uveden v kapitole 2.7 Výsledky měření. Při měření byly použity následující přístroje:

1) Zdroj Agilent E3630A, 0–6 V, 2,5 A / 0 – ±20 V, 0,5A, IČ: MY40015851
2) Audio analyzer, Audio precision 325I, IČ: EWP2-25027

Pro zjištění frekvenční odezvy zesilovače byl nejprve nastaven potenciometr IN a CUTOFF na maximální hodnotu, potenciometr RESONANCE pak na hodnotu minimální. Na vstup IN byl připojen signál z Audio analyzeru. Zobrazená frekvenční odezva zesilovače (Obr. E. 1) je při napětí 1 V. Z výsledného grafu lze určit, že VCA zesiluje na všech frekvencích stejně, až do hodnoty 50 kHz. Zesílení VCA je 1.

Při stejném zapojení pracoviště bylo následně v programu Audio Precision zobrazeno celkové harmonické zkreslení + šum (Obr. E. 2). Při vstupním napětí 1 V byla hodnota šumu nižší než 290 µV. Z grafu je patrné, že až do frekvence 8 kHz je hodnota parametru THD+N nižší než 0,2 %. S rostoucí frekvencí však hodnota THD+N roste a na frekvenci 20 kHz dosahuje hodnoty až 3,2 %.

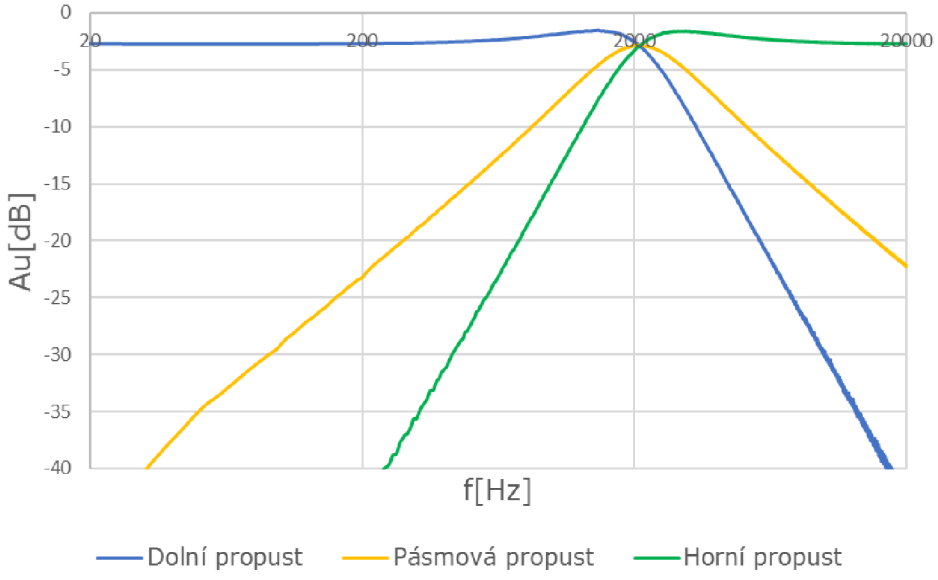
V posledním měření byla sledována změna zesílení a velikosti výstupního napětí

při měnícím se vstupním řídícím napětí. Pro toto měření se nastavil potenciometr ATTENUVERTER na maximální hodnotu a potenciometr CUTOFF na hodnotu minimální. Na vstup CV IN bylo připojeno stejnosměrným zdrojem napětí po krocích 0,5V. Závislost zesílení na řídícím napětí (Obr. E. 3. 1) byla měřena při napětí na vstupu IN U_{RMS}=1 V a při frekvenci 1 kHz. Změna výstupního napětí při měnícím se vstupním řídícím napětí (Obr. E. 3. 2) byla měřena při U_{RMS}=5 V a f =1 kHz. Z výsledných grafů lze pozorovat, že závislosti nejsou lineární a zesílení 1 dosáhne VCA již při řídícím napětí o velikosti 5 V.

2.7 Výsledky měření

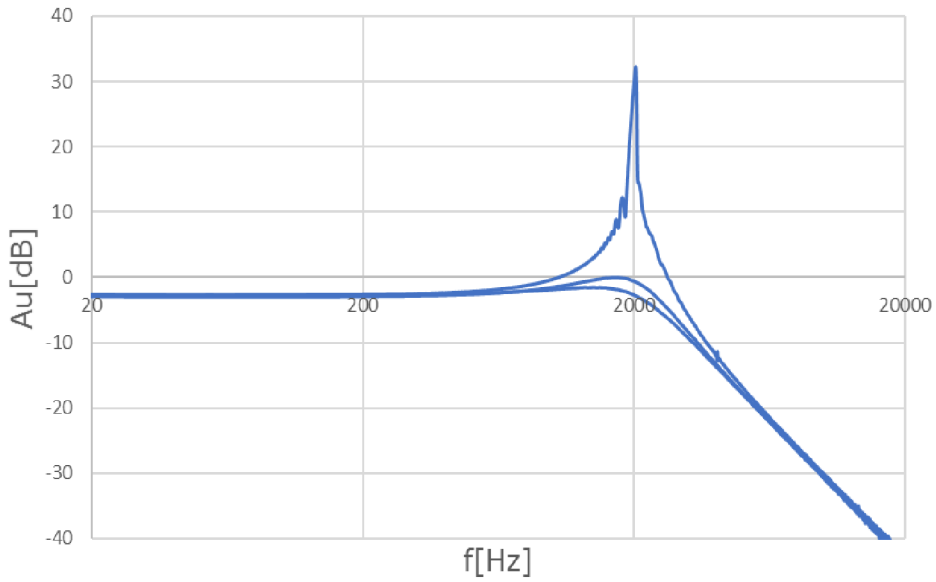
2.7.1 Napětím řízený filtr

Výsledkem měření napětím řízeného filtru jsou zaznamenané charakteristiky změn mezní frekvence a vlivu rezonance na všech výstupech. Z těchto charakteristik můžeme vyčíst strmost filtru, která je pro dolní a horní propust 12 dB/okt a pro pásmovou propust 6 dB/okt (Obr. 2. 20).



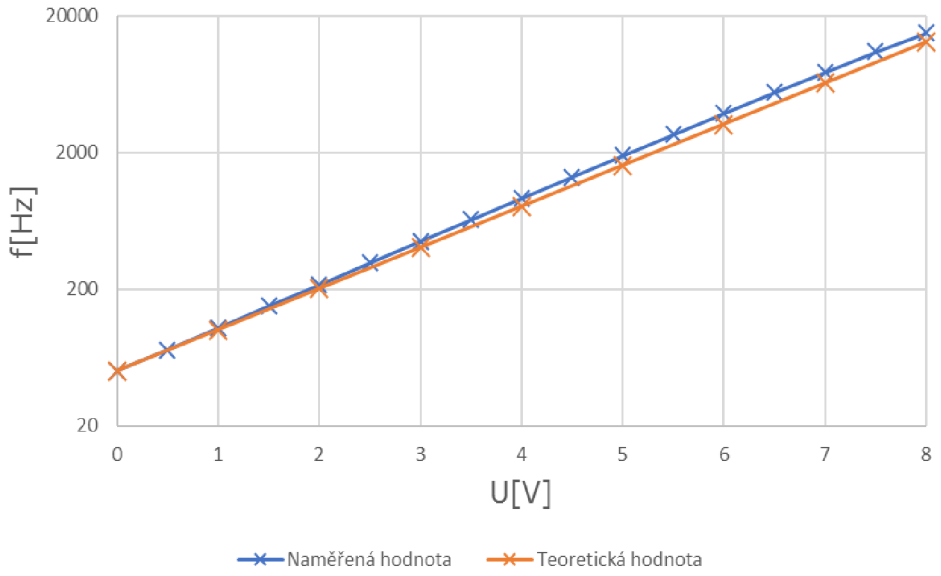
Obr. 2. 20: Přenosová frekvenční charakteristika VCF při hodnotě CUTOFF 2 kHz

Z grafu závislosti jakosti filtru na zesílení také můžeme vidět, že při maximální hodnotě rezonance dochází například při mezní frekvenci f_m=2 kHz ke změně zesílení u napěťových špiček až o 40 dB (Obr. 2. 21). Při maximální jakosti lze také pozorovat, že se LP filtr dostává na vyšších frekvencích do nestabilního stavu.



Obr. 2. 21: Přenosová frekvenční charakteristika LP filtru při hodnotě CUTOFF 2 kHz a při minimální, střední a maximální hodnotě RESONANCE

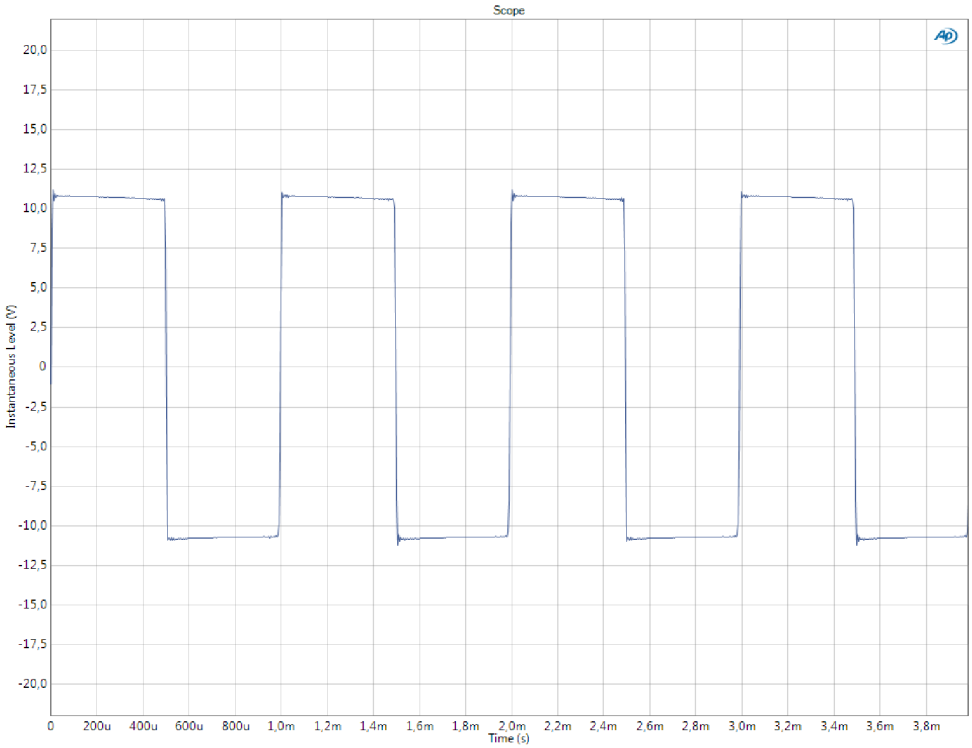
Ze závislosti mezní frekvence na vstupním řídícím napětí lze pozorovat, že s rostoucím napětím roste odchylka mezi ideální a naměřenou hodnotou. Přesto má však naměřená charakteristika lineární průběh a ve 3 oktávách sleduje požadovaný poměr V/okt s poměrně malou chybou. Odchylka je způsobena tolerancí součástek a nedokonalým naladěním odporových trimrů.



Obr. 2. 22: Závislost mezní frekvence filtru na velikosti řídícího napětí

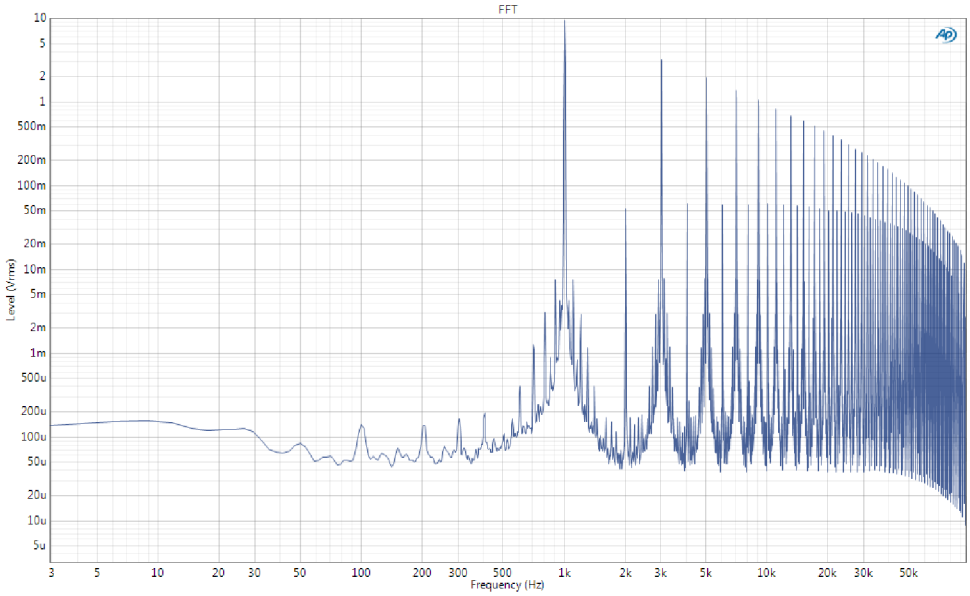
2.7.2 Napětím řízený oscilátor

Výstupem měření napětím řízeného oscilátoru je časový průběh, spektrum signálu a závislost změny frekvence na vstupním řídícím napětí u všech generovaných průběhů. Z výstupních časových závislostí lze vidět, že trojúhelníkový a sinusový signál je vlivem integrace fázově posunut o 90° od původního čtvercového signálu (Obr. 2. 23).



Obr. 2. 23: Časový průběh čtvercového signálu na frekvenci 1 kHz z analyzátoru APx525

Následná spektrální analýza čtvercového signálu byla porovnávána s ideálním průběhem, který by podle teorie měl obsahovat pouze liché harmonické složky. Ve spektru signálu generovaného navrženým obvodem jdou však vidět výkyvy hodnot i na sudých harmonických frekvencích o amplitudě v intervalu 10-60 mV_{RMS}. První harmonická na frekvenci 1 kHz má amplitudu 10 V_{RMS}, třetí harmonická frekvence má 3,2 V_{RMS}. Požadovaný harmonický pokles řady lichých frekvencí vidíme až do 50 kHz.



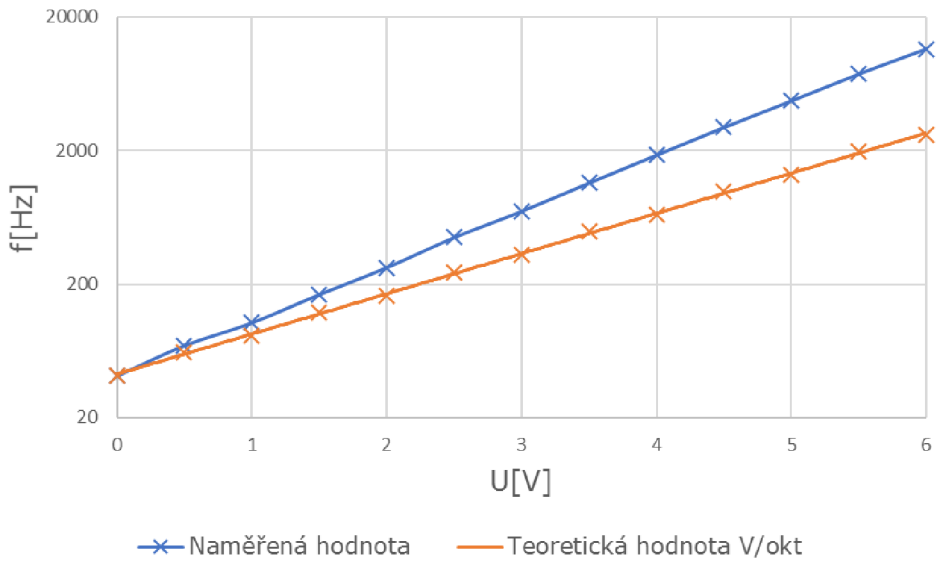
Obr. 2. 24: Spektrální analýza čtvercového signálu pro frekvenci 1 kHz z analyzátoru APx525

Ve spektrální analýze trojúhelníkového signálu lze vidět dominanci první harmonické. Stejně jako u čtvercového signálu jsou ve trojúhelníkovém spektru i sudé harmonické. Druhá harmonická má velikost 200 mV_{RMS} a kvadratický pokles řady sudých složek je podobný poklesu řady lichých frekvencí. U sinusového generátoru lze vidět, že, oproti ideálnímu sinusovému signálu, který obsahuje pouze první harmonickou, se ve spektru objevují sudé i liché harmonické. První harmonická má amplitudu 5,5 V_{RMS}. Druhá harmonická má amplitudu 150 mV_{RMS}. Pokles dalších harmonických frekvencí je ve stejném poměru. Vliv vyšších harmonických složek lze u sinusového signálu vnímat menší ostrostí v klidném sinusovém tónu. Srovnání naměřených a ideálních hodnot spekter generovaných průběhů je uvedeno v tabulce níže (Tab. 2. 1). Odchylky vznikly jak vyšší tolerancí a nedokonalostí součástek, tak i nepřesností původního zdrojového čtvercového signálu. Jelikož se však nejedná o laboratorní generátory signálu, ale o zvukové syntezátory, odchylky a rozdíly od ideálních průběhů jsou požadované a vyjadřují jedinečnost každého oscilátoru.

Tab. 2. 1: Naměřené a ideální hodnoty harmonických složek generovaných průběhů VCO

průběh	hodnota	1. harmonická U_{RMS}[V]	2. harmonická U_{RMS}[mV]	3. harmonická U_{RMS}[V]	4. harmonická U_{RMS}[mV]	5. harmonická U_{RMS}[V]
čtvercový	naměřená	10	52	3,2	60	2
	ideální	10	0	3,3	0	2
trojúhelníkový	naměřená	7	180	700 mV	80	200 mV
	ideální	7	0	778 mV	0	280 mV
sinusový	naměřená	5	120	20 mV	15	5,5 mV
	ideální	5	0	0	0	0

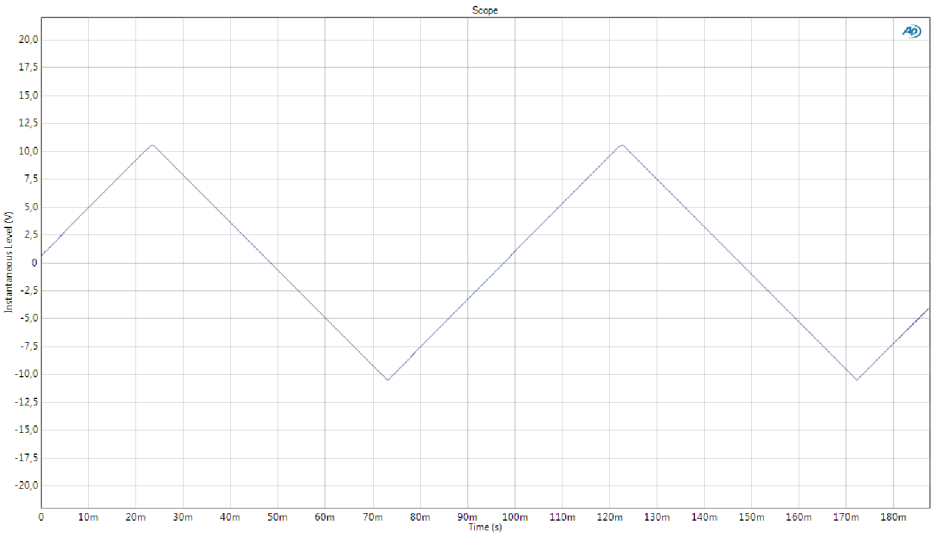
Ze závislosti změny frekvence signálu na velikosti vstupního řídícího napětí lze usoudit, že oscilátor není nastaven do standardizovaného poměru V/okt (Obr. 2. 25). Odchylka vznikla při ladění požadovaného rozsahu oscilátoru, kdy bylo nutné odporovým trimrem trvale pozměnit proud protékající tranzistorem v převodníku z lineárního na exponenciální průběh a tekoucí do KHN obvodu. Řešením by pravděpodobně bylo změnit architekturu vstupní části a lineárně exponenciálního převodníku, což by ale bylo velkým zásahem do původního Serge obvodu.



Obr. 2. 25: Závislost změny frekvence čtvercového signálu na velikosti vstupního řídícího napětí pro VCO

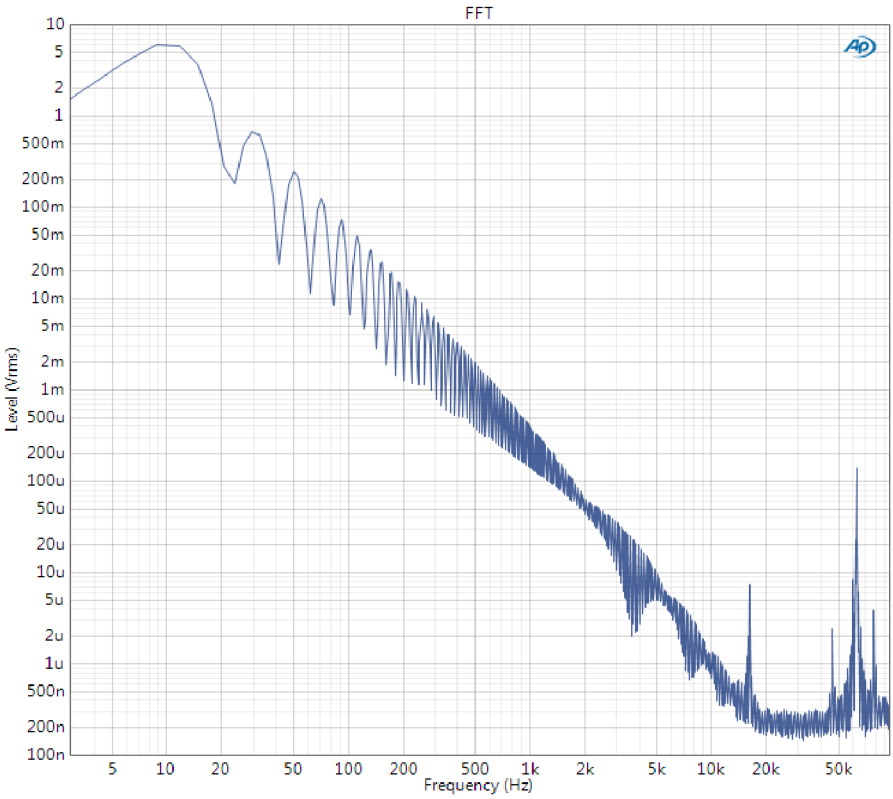
2.7.3 Nízkofrekvenční oscilátor

Měřením byl zjišťován výstupní časový průběh a spektrum signálu při frekvenci 10 Hz a závislost změny frekvence na vstupním řídícím napětí pro sinusový, čtvercový a trojúhelníkový výstup (Obr. 2. 26). Výsledky měření byly poté porovnávány se sestavenými grafy u napětím řízeného oscilátoru.



Obr. 2. 26: Časový průběh trojúhelníkového signálu na frekvenci 10 Hz z analyzátoru APx525

Z výsledných spektrálních analýz vidíme, že obvod se chová lépe při nižších kmitočtech. Generovaný čtvercový signál obsahuje pouze liché harmonické složky. První harmonická na frekvenci 10 Hz má amplitudu 10 V_{RMS}, třetí má třetinovou hodnotu 3,2 V_{RMS}. Řada lichých frekvencí tedy harmonicky klesá. I trojúhelníkový signál potlačuje sudé harmonické složky. První harmonická má hodnotu 6 V_{RMS}, třetí 0,6 V_{RMS} (Obr. 2. 27).



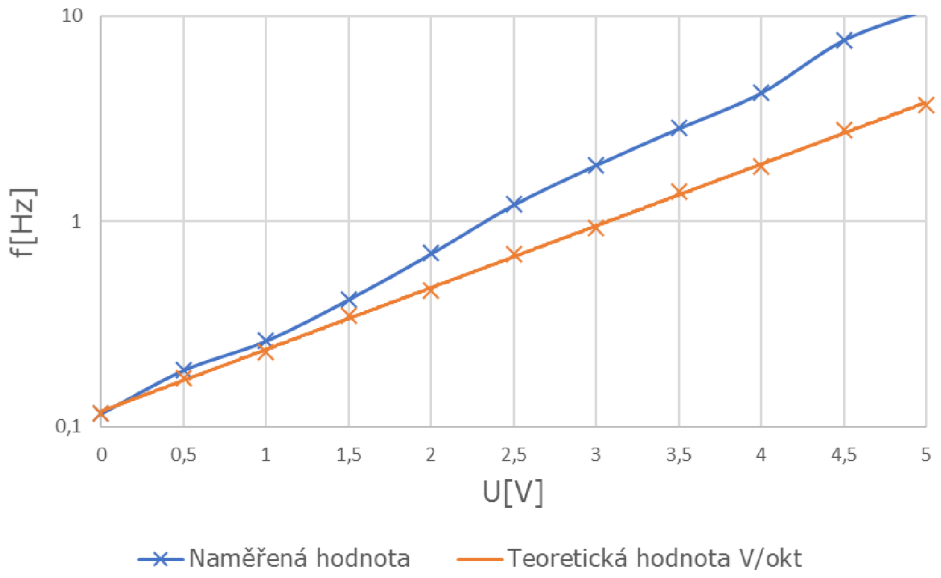
Obr. 2. 27: Spektrální analýza trojúhelníkového signálu pro frekvenci 10 Hz z analyzátoru APx525

V nízkofrekvenčním sinusovém signálu se objevují další liché harmonické, jejichž amplituda je však minimální. Nejvyšší napěťovou úroveň z těchto vyšších harmonických složek má pátá harmonická, která má amplitudu 10 mV_{RMS}. První harmonická má amplitudu 4,5 V_{RMS}. Srovnání naměřených a ideálních hodnot spekter generovaných průběhů je uvedeno v tabulce níže (Tab. 2. 2).

Tab. 2. 2: Naměřené a ideální hodnoty harmonických složek generovaných průběhů LFO

průběh	hodnota	1. harmonická U_{RMS}[V]	2. harmonická U_{RMS}[mV]	3. harmonická U_{RMS}[V]	4. harmonická U_{RMS}[mV]	5. harmonická U_{RMS}[V]
čtvercový	naměřená	10	0	3,2	0	2
	ideální	10	0	3,3	0	2
trojúhelníkový	naměřená	6	0	700 mV	0	250 mV
	ideální	6	0	667 mV	0	240 mV
sinusový	naměřená	4,5	0	3,5 mV	0	10 mV
	ideální	4,5	0	0	0	0

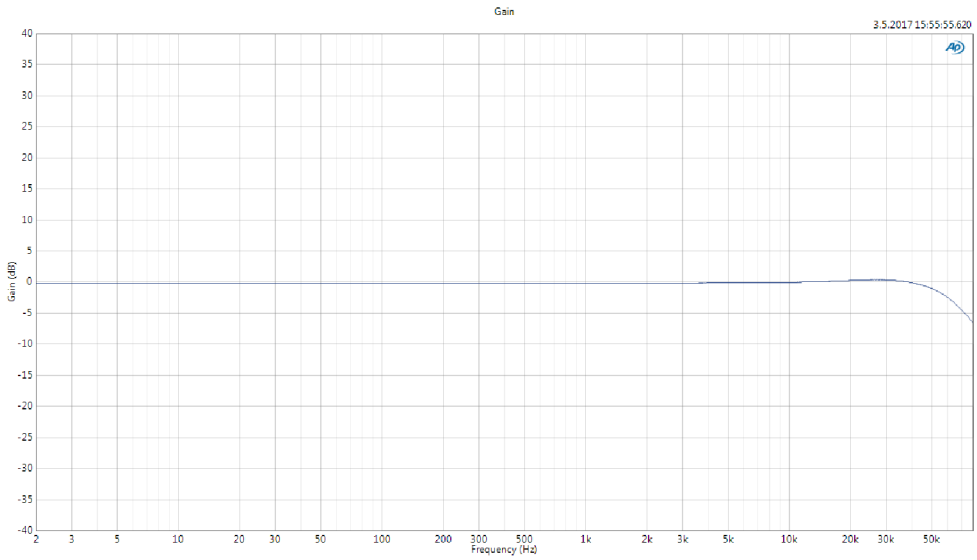
Z naměřených hodnot závislosti změny frekvence signálu na velikosti vstupního řídícího napětí byly sestaveny grafy pro čtvercový, sinusový a trojúhelníkový výstup (Obr. 2. 28). Stejně jako u módu napětím řízeného oscilátoru, vstup pro řídící napětí není nastaven do standardizovaného poměru V/okt. Příčina vzniku odchylky a možné korekční řešení je stejné, jako u napětím řízeného oscilátoru.



Obr. 2. 28: Závislost změny frekvence trojúhelníkového signálu na velikosti vstupního řídícího napětí pro LFO

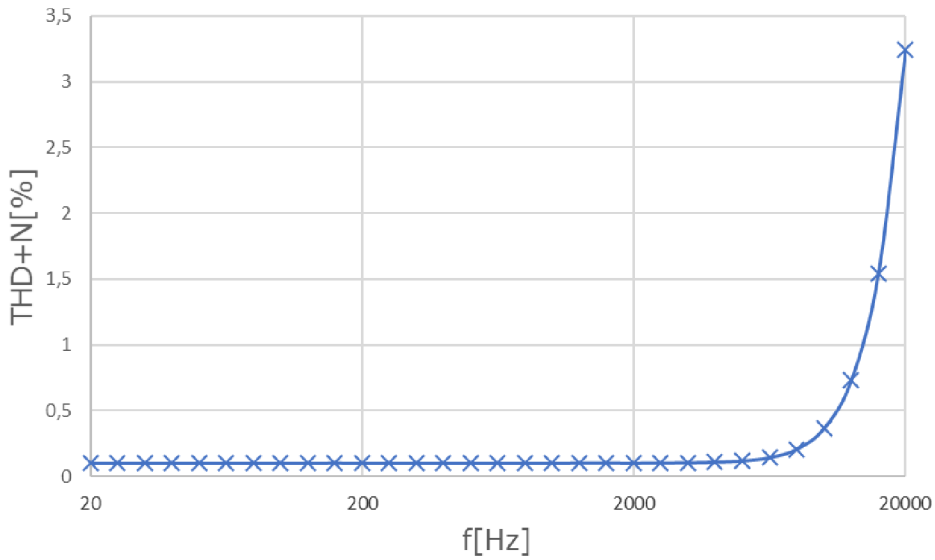
2.7.4 Napětím řízený zesilovač

Během měření byla nejprve zobrazena frekvenční odezva zesilovače při vstupním napětí 1 V. Z výsledného grafu bylo zjištěno, že velikost zesílení zesilovače je 1, a to na všech frekvencích až do kmitočtu 50 kHz (Obr. 2. 29).



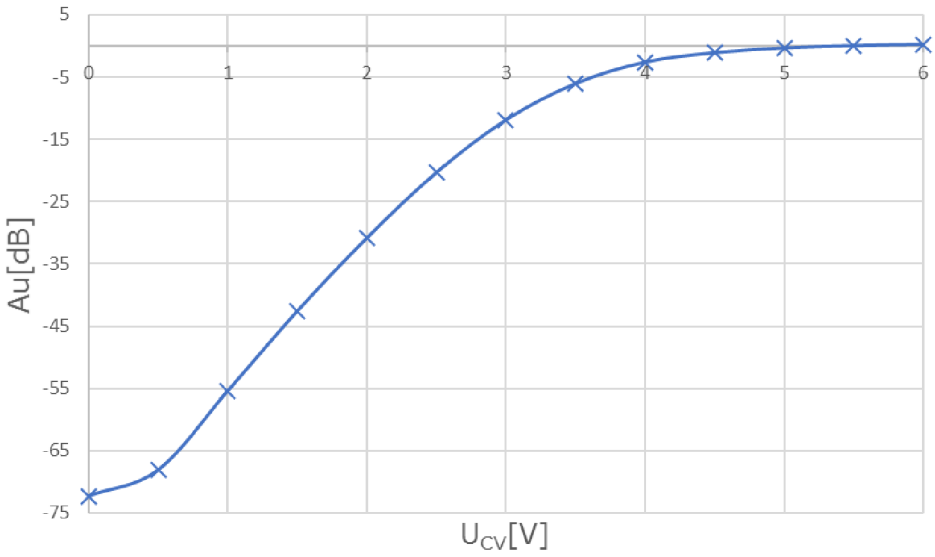
Obr. 2. 29: Frekvenční odezva napětím řízeného zesilovače pro vstupní napětí 1 V_{RMS} z analyzátoru APx525

Z výsledků měření parametru THD+N lze určit, že s rostoucí frekvencí se zvyšuje hodnota celkového harmonického zkreslení a šumu zesilovače. Do frekvence 8 kHz je hodnota parametru THD+N nižší než 0,2 %, ale na frekvenci 20 kHz dosahuje hodnoty až 3,2 %. Při vstupním napětí 1 V byla hodnota šumu nižší než 290 µV (Obr. 2. 30).



Obr. 2. 30: Závislost celkového harmonického zkreslení + šumu THD+N na frekvenci VCA pro vstupní napětí 1 V_{RMS}

Měřením závislosti změny zesílení a velikosti výstupního napětí na vstupním řídícím napětí při vstupním signálu o frekvenci 1 kHz bylo zjištěno, že průběh závislostí není lineární a zesílení 1 dosáhne napětím řízený zesilovač již při řídícím napětí o velikosti 5 V (Obr. 2. 31).



Obr. 2. 31: Závislost zesílení na změně vstupního řídícího napětí VCA při frekvenci 1 kHz a vstupním napětí 1 V_{RMS}

3 ZÁVĚR

Cílem této práce bylo seznámit se s principem analogových modulárních syntezátorů a s konstrukcí obvodů používaných v těchto zařízeních. V rámci praktické části byl navržen univerzální modul obsahující obvod napětím řízeného filtru, napětím řízeného oscilátoru, nízkofrekvenčního oscilátoru a napětím řízeného zesilovače. V návrhovém programu Eagle byla poté vytvořena DPS, kterou se po sestavení povedlo úspěšně oživit. Panel v Eurorackovém formátu byl navržen v programu Adobe Illustrator, následně vylaserován a smontován s DPS pomocí distančních sloupků. Po připojení k napájení byla změřena velikost odběru proudu modulu, která pro napájecí větev +12 V má hodnotu 25,6 mA a 15,5 mA pro –12 V. Následně byl modul nastaven pomocí odporových trimrů tak, aby v každém módu pracoval v požadovaném rozsahu. Hlavním výstupem této práce je pak měření jednotlivých prvků navrhnutého syntezátoru.

Napětím řízený filtr

Navržený obvod funguje na principu KHN filtru s ovládáním mezní frekvence v oblasti slyšitelného pásma pomocí řízené transkonduktance OTA. Jedná se o filtr druhého řádu, při jehož řízení nedochází ke změně činitele jakosti. Pro jeho změnu je v obvodu samostatný odporový potenciometr. Modul má 3 výstupy – dolní, horní a pásmovou propust. Strmost filtru je pro dolní a horní propust 12 dB/okt a pro pásmovou propust 6 dB/okt. Při maximální hodnotě jakosti filtru dochází ke změně zesílení až o 40 dB a u LP filtru k nestabilitě při vysokých frekvencích. Ze závislosti mezní frekvence na vstupním řídícím napětí lze pozorovat, že s rostoucím napětím roste odchylka mezi ideální a naměřenou hodnotou. Přesto má však naměřená charakteristika lineární průběh a ve 3 oktávách sleduje požadovaný poměr V/okt s poměrně malou chybou. Odchylka je způsobena tolerancí součástek a nedokonalým naladěním odporových trimrů. Přepnutím přepínače MODE do polohy LOW FREQ, dojde k přepnutí do nízkofrekvenčního módu a filtr je pak schopen modifikovat i frekvence pod slyšitelným pásmem. V tomto módu se tak modul v podstatě chová jako slew limiter.

Napětím řízený oscilátor

Do VCO módu se modul dostane přepnutím přepínače do polohy OSC, kdy dojde k připojení Schmittova klopného obvodu do sumačního uzlu KHN filtru. SKO zde začne generovat čtvercový průběh, jehož následným průchodem přes dvojici OTA integrátorů dojde k vytvoření trojúhelníkového a sinusového signálu, které jsou vlivem integrace fázově posunut o 90° od původního signálu. Oscilátor pracuje ve frekvenční oblasti 40 Hz – 10 kHz a napěťová úroveň výstupních průběhů je pro čtvercový a trojúhelníkový výstup ±10 V, pro sinusový ±8 V. Ve spektrální analýze čtvercového a trojúhelníkového signálu lze vidět, že kromě požadovaného harmonického poklesu vyšších lichých harmonických, se objevují výkyvy hodnot i na sudých harmonických frekvencích o amplitudě až 100 mV_{RMS}. U sinusového signálu, který ideálně obsahuje pouze první harmonickou, se objevují sudé i liché vyšší harmonické. Tyto složky signálu se pohybují v intervalu amplitud 1 mV_{RMS} až 150 mV_{RMS}, což můžeme vnímat

menší ostrostí v klidném sinusovém tónu. Odchylky vznikly jak vyšší tolerancí a nedokonalostí součástek, tak i nepřesností původního zdrojového čtvercového signálu. Jelikož se však nejedná o laboratorní generátory signálu, ale o zvukové syntezátory, odchylky a rozdíly od ideálních průběhů jsou požadované a vyjadřují jedinečnost každého oscilátoru. Vstup CV IN pro připojení řídícího napětí nedodržuje standard 1 V/okt. Odchylka vznikla při ladění požadovaného rozsahu oscilátoru, kdy bylo nutné odporovým trimrem trvale pozměnit proud protékající tranzistorem v převodníku z lineárního na exponenciální průběh a tekoucí do OTA. Řešením by pravděpodobně bylo změnit architekturu vstupní části a lineárně exponenciálního převodníku, což by ale bylo velkým zásahem do původní architektury Serge obvodu.

Nízkofrekvenční oscilátor

Přepnutím přepínače do polohy OSC a druhého přepínače MODE do polohy LOW FREQ se modul začne chovat jako nízkofrekvenční oscilátor a dojde ke generování čtvercového, trojúhelníkového a sinusového průběhu. Princip oscilace jednotlivých signálů je naprosto totožný jako u napětím řízeného oscilátoru. Přepnutím dochází pouze k uzemnění signálu mezi sériově zapojenou dvojicí kondenzátorů ve zpětné vazbě integrátoru, čímž dojde ke zvýšení kapacity a snížení kmitočtu, ve kterém obvod pracuje. Tento pomocný oscilátor je nastaven tak, aby pracoval ve frekvenčním rozsahu 0,1 Hz – 10 Hz, tzn. v oblasti, která se pohybuje pod hranicí slyšitelného pásma. Frekvence výstupních signálů se nastavuje ručně potenciometrem nebo připojením řídícího bipolárního napětí, které mění frekvenci na výstupu v závislosti na velikosti vstupního napětí. Výstupní čtvercový a trojúhelníkový signál dosahuje napěťové úrovně ±10 V a sinusový signál ±8 V. Při porovnání spektrálních analýz s výsledky u VCO lze usoudit, že obvod se chová lépe při nižších kmitočtech. Generovaný čtvercový i trojúhelníkový signál obsahuje pouze liché harmonické složky s požadovaným poklesem vyšších lichých harmonických složek. U sinusového signálu se objevují další liché harmonické, jejichž amplituda je však minimální. Vstup CV IN není dle naměřených hodnot závislosti změny frekvence signálu na velikosti vstupního řídícího napětí nastaven do standardizovaného poměru V/okt. Příčina vzniku odchylky a možné korekční řešení je stejné, jako u napětím řízeného oscilátoru.

Napětím řízený zesilovač

Navržený zesilovač zesiluje procházející signál pomocí vstupního řídícího napětí. Zesílení tohoto zesilovače je 1 a to pro celý frekvenční rozsah vstupních zvukových signálů až do kmitočtu 50 kHz. VCA má dva výstupy – jeden s maximálním zesílením a druhý s polovičním. Do módu nízkofrekvenčního zesilovače se modul dostane přepnutím prvního přepínače do polohy VCF/VCA a druhého MODE přepínače do polohy VCA. Tím dojde k odpojení dvojice sériově zapojených kondenzátorů a k připojení odporu do zpětné vazby OTA, čímž získáme zapojení OTA jako zesilovače. Z výsledků měření parametru THD+N lze určit, že s rostoucí frekvencí se zvyšuje hodnota celkového harmonického zkreslení a šumu zesilovače. Do frekvence 8 kHz je hodnota parametru THD+N nižší než 0,2 %, ale na frekvenci 20 kHz dosahuje hodnoty až 3,2 %. Při vstupním napětí 1 V byla hodnota šumu nižší než 290 µV. Měřením závislosti změny zesílení a velikosti výstupního napětí na vstupním řídícím napětí bylo zjištěno, že závislosti nejsou lineární a zesílení 1 dosáhne napětím řízený zesilovač již při řídícím napětí o velikosti 5 V.

LITERATURA

[1] SYROVÝ, Václav. Hudební akustika. 3., dopl. vyd. V Praze: Akademie múzických umění, 2013, 440 s. Akustická knihovna Zvukového studia Hudební fakulty AMU. ISBN 978-80-7331-297-8.

[2] Synthesizer. Portál en.wikipedia.org [online]. 2.12.2016 [cit. 5.12.2016]. Dostupné z: https://en.wikipedia.org/wiki/Synthesizer.

[3] Historie elektronických nástrojů. Portál bodyia.cz [online]. 21.8.2005 [cit. 22.11.2016]. Dostupné z: http://www.bodyia.cz/historie-elektronickych-nastroju.

[4] Metody zvukové syntézy, syntezátor. Portál elektronicka-hudba.telotone.cz [online]. 19.5.2013 [cit. 21.11.2016]. Dostupné z: http://elektronicka-hudba.telotone.cz/sluzby/prehled-clanku.

[5] Robert Moog. Portál en.wikipedia.org [online]. 7.12.2016 [cit. 8.12.2016]. Dostupné z: https://en.wikipedia.org/wiki/Robert_Moog.

[6] The history of Buchla. Portál buchla.com [online]. 8.12.2016 [cit. 8.12.2016]. Dostupné z: https://buchla.com/history/.

[7] Serge history. Portál serge-fans.com [online]. 1.11.2005 [cit. 23.11.2016]. Dostupné z: http://www.serge-fans.com/history.htm.

[8] Serge synthesizer. Portál en.wikipedia.org [online]. 25.11.2016 [cit. 27.11.2016]. Dostupné z: https://en.wikipedia.org/wiki/Serge_synthesizer.

[9] BURT, W. History with music. Portál warrenburt.com [online]. 2011 [cit. 24.11.2016]. Dostupné z: http://www.warrenburt.com/my-history-with-music-tech2/

[10] Eurorack. Portál sdyi.info [online]. 28.1.2016 [cit. 15.11.2016]. Dostupné z: http://www.sdiy.info/w/Eurorack#cite_note-2.

[11] A-100 modular system. Portál doepfer.de [online]. 10.11.2016 [cit. 15.11.2016]. Dostupné z: http://www.doepfer.de/a100_man/a100m_e.htm.

[12] Bastl Eurorack. Portál noise.kitchen [online]. 12.11.2016 [cit. 15.11.2016]. Dostupné z: http://noise.kitchen/product-category/bastl/bastl-eurorack/.

[13] SMÉKAL, Zdeněk. Analýza signálů a soustav: BASS. Vyd. 1. Brno: Vysoké učení technické v Brně Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií Ústav telekomunikací, 2012, 251 s. ISBN 978-80-214-4453-9

[14] Voltage-Controlled Amplifier (VCA). Portál synthesizeracademy.com [online]. 20.5.2017 [cit. 2.10.2015]. Dostupné z: http://synthesizeracademy.com/voltage-controlled-amplifier-vca/

[15] OTÝPKA, O. Schmittův klopný obvod. Portál coptkm.cz [online]. 1.12.2010 [cit. 20.5.2017]. Dostupné z: https://coptkm.cz/portal/reposit.php?action=0&id=10528

[16] Catgirl synth. Portál cgs.synth.net [online]. 2006 [cit. 29.10.2016]. Dostupné z: http://www.cgs.synth.net/modules/#cgs77.

[17] Mean Well RT-65B. Portál czech-meanwell.cz [online]. 13.9.2005 [cit. 2.11.2016]. Dostupné z: http://www.czech-meanwell.cz/fotky10575/fotov/RT-65-spec.pdf.

[18] BIOLEK, D. *Analogové elektronické obvody*. Hybridní studijní texty. Nesetrvačné obvody s operačními zesilovači. 74s., ÚMEL FEKT VUT Brno, 2015.

[19] HOROWITZ, P.; WINFIELD, H. *The Art of Electronics (Second ed.), Cambridge University Press 1989,* ISBN 978-0-521-37095-0.

[20] PUNČOCHÁŘ, J. *Operační zesilovače – historie a současnost*. BEN Praha 2002, ISBN 80-7300-047-4.

[21] ŠOTNER, R.; PETRŽELA, J. Možnosti elektronického ladění filtrů KHN struktury s různými komerčně dostupnými aktivními bloky. *Elektrorevue – Internetový časopis (http://www.elektrorevue.cz),* 2009, roč. 2009, č. 28, s. 1-15. ISSN: 1213-1539.

[22] Texas instruments LM13700. Portál ti.com [online]. 1.11.2015 [cit. 30.10.2016]. Dostupné z: http://www.ti.com/lit/ds/symlink/lm13700.pdf.

[23] Texas instruments TL072. Portál ti.com [online]. 1.6.2015 [cit. 30.10.2016]. Dostupné z: http://www.ti.com/lit/ds/symlink/tl072a.pdf.

[24] Texas instruments LM3900. Portál ti.com [online]. 29.4.1998 [cit. 30.10.2016]. Dostupné z: Dostupné z: http://www.ti.com/lit/ds/symlink/lm3900-n.pdf.

[25] SCHMITZ, R. Exponential converters. Portál schmitzbits.de [online]. 1.4.2000 [cit. 5.12.2016]. Dostupné z: http://schmitzbits.de/expo_tutorial/index.html

SEZNAM SYMBOLŮ, VELIČIN A ZKRATEK

ADSR	Atack Decay Sustain Release – generátor napěťové obálky
AM	Amplitude Modulation – amplitudová modulace
BP	Band Pass – pásmová propust
CV	Control Voltage – řídící napětí
DISO	Differential Input and Single Output
DPS	Deska plošných spojů
EG	Envelope Generator – generátor obálky
FM	Frequency Modulation – frekvenční modulace
HP	High Pass – horní propust
IN	Input – vstup
KHN	Kewin – Huelsman – Newcomb
LFO	Low-Frequency Oscillator – nízkofrekvenční oscilátor
LP	Low Pass – dolní propust
OUT	Output – výstup
OTA	Operational Transconductance Amplifier – operační transkonduktanční zesilovač
OZ	Operační Zesilovač
RM	Ring Modulation – kruhová modulace
SKO	Schmittův klopný obvod
V/OCT	Volt per Octave – volt na oktávu
VCA	Voltage Controlled Amplifier – napětím řízený zesilovač
VCF	Voltage Controlled Filter – napětím řízený filtr
VCO	Voltage Controlled Oscillator – napětím řízený oscilátor

SEZNAM PŘÍLOH

A Univerzální modul **56**

A.1 Prototyp univerzálního modulu na nepájivém kontaktním poli 56

A.2 Schéma zapojení univerzálního modulu 57

A.3 Spodní a horní DPS – top (strana součástek) 58

A.4 Spodní a horní DPS – bottom (strana spojů) 59

A.5 Osazovací plán DPS 60

A.6 Návrh laserovaného panelu 60

A.7 Výsledný zkompletovaný univerzální modul 61

A.8 Seznam použitých součástek 61

B Napětím řízený filtr **63**

B.1 Přenosová frekvenční charakteristika pro LP, BP a HP při změně nastavení mezní frekvence filtru 63

B.2 Přenosová frekvenční charakteristika pro LP, BP a HP při změně jakosti filtru a mezní frekvence filtru 65

B.3 Závislost mezní frekvence filtru na velikosti řídícího napětí a její odchylka od teoretické hodnoty 69

C Napětím řízený oscilátor **70**

C.1 Naměřené charakteristiky pro výstupní čtvercový signál 70

C.2 Naměřené charakteristiky pro výstupní trojúhelníkový signál 71

C.3 Naměřené charakteristiky pro výstupní sinusový signál 73

D Nízkofrekvenční oscilátor **75**

D.1 Naměřené charakteristiky pro výstupní čtvercový signál 75

D.2 Naměřené charakteristiky pro výstupní trojúhelníkový signál 76

D.3 Naměřené charakteristiky pro výstupní sinusový signál 78

E Napětím řízený zesilovač **80**

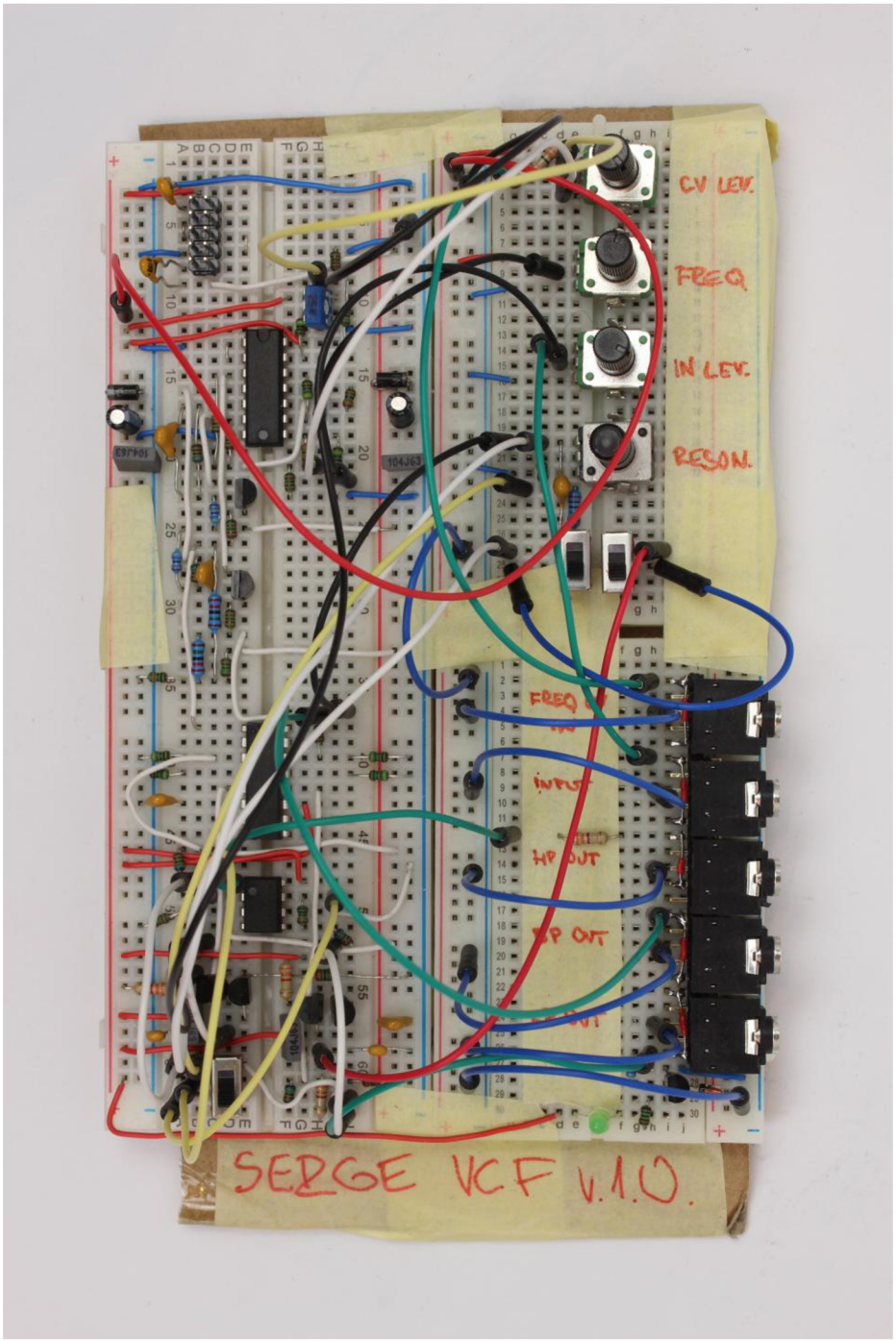
E.1 Frekvenční odezva napětím řízeného zesilovače 80

E.2 Závislost činitele celkového harmonického zkreslení plus šumu na frekvenci 81

E.3 Závislosti změny zesílení a velikosti výstupního napětí na vstupním řídícím napětí 82

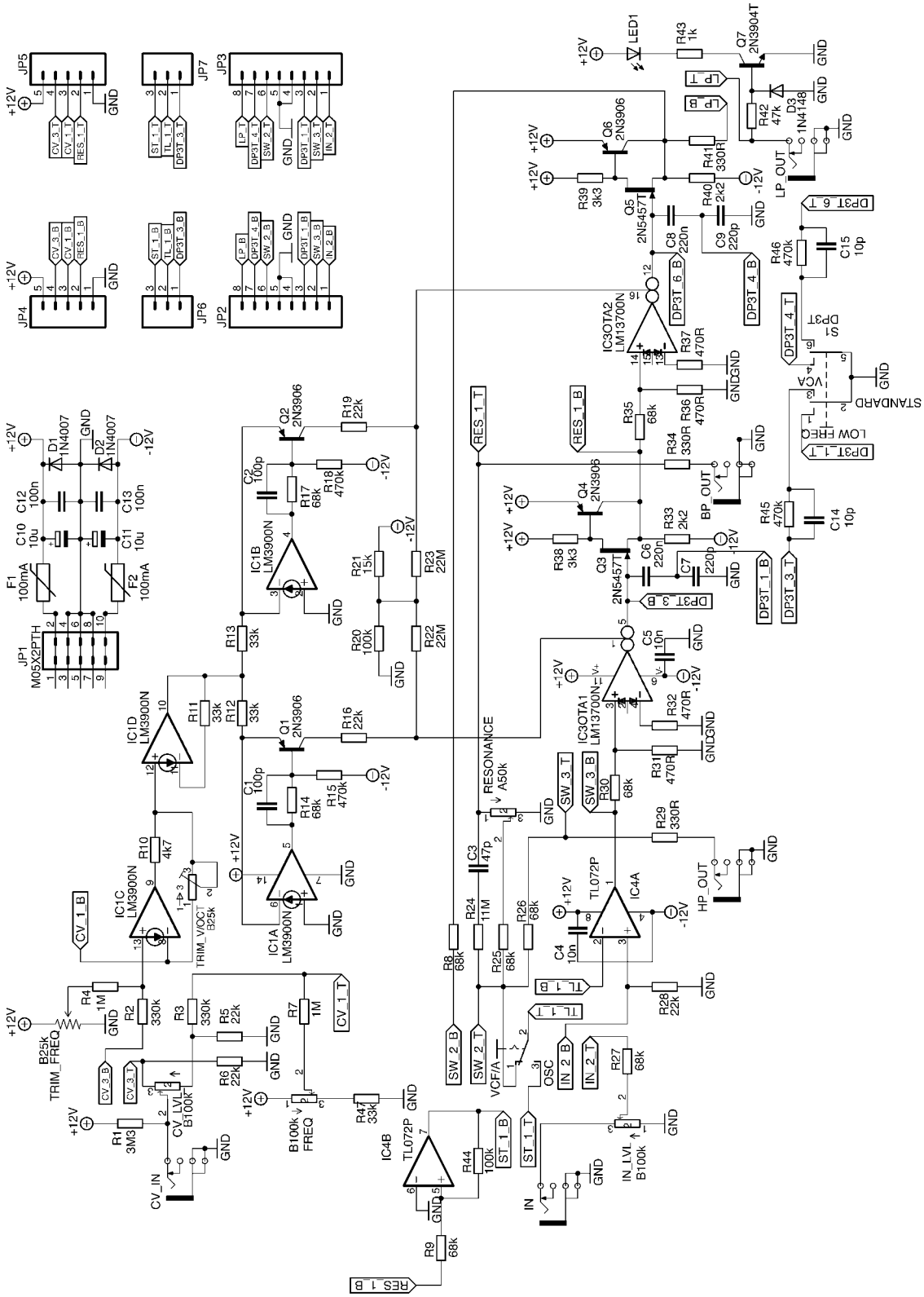
A UNIVERZÁLNÍ MODUL

A.1 Prototyp univerzálního modulu na nepájivém kontaktním poli



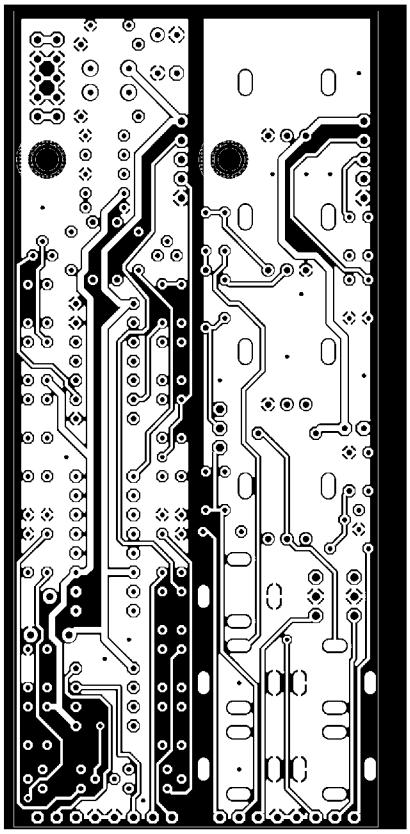
Obr. A. 1: Prototyp univerzálního modulu

A.2 Schéma zapojení univerzálního modulu



Obr. A. 2: Schéma zapojení univerzálního modulu

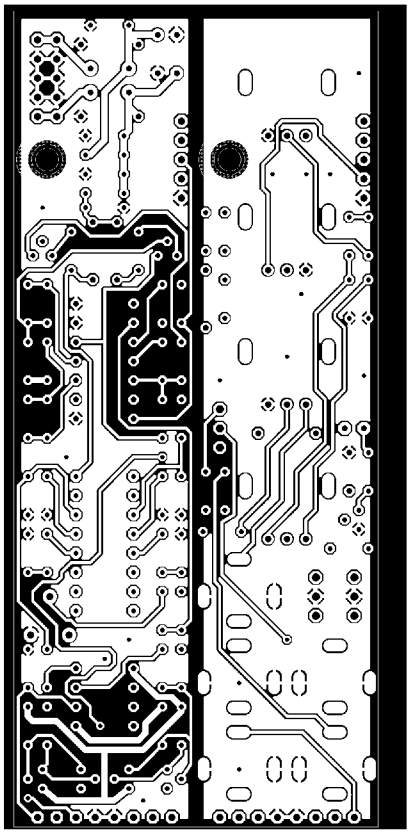
A.3 Spodní a horní DPS – top (strana součástek)



Obr. A. 3: Návrh spodní a horní DPS – vrchní vrstva

Rozměr desky 4,25 x 0,95 inch = 10,795 x 2,413 mm, měřítko M1:1.

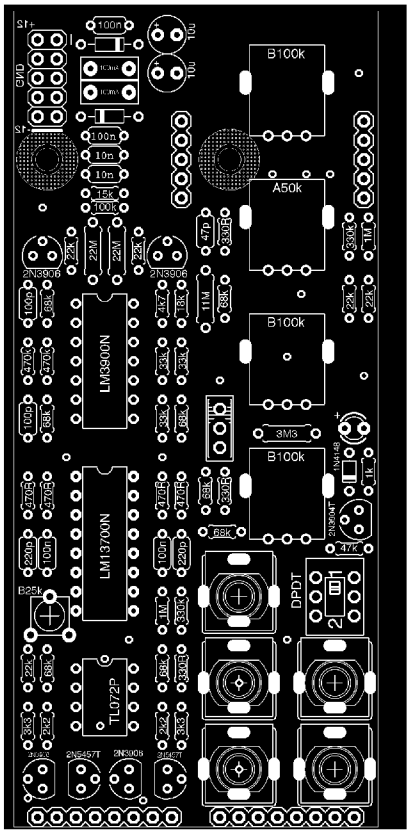
A.4 Spodní a horní DPS – bottom (strana spojů)



Obr. A. 4: Návrh spodní a horní DPS – spodní vrstva

Rozměr desky 4,25 x 0,95 inch = 107,95 x 24,13 mm, měřítko M1:1.

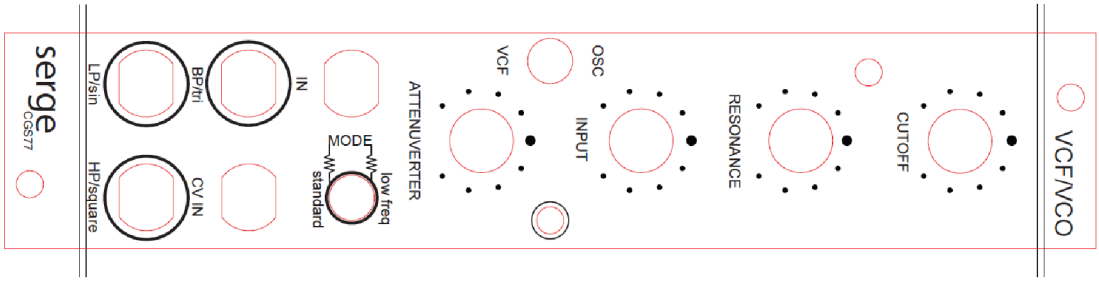
A.5 Osazovací plán DPS



Obr. A. 5: Návrh spodní a horní DPS – osazovací plán

Rozměr desky 4,25 x 0,95 inch = 107,95 x 24,13 mm, měřítko M1:1

A.6 Návrh laserovaného panelu



Obr. A. 6: Návrh laserovaného panelu

Rozměr panelu 128,5 x 25,4 mm, červená linka značí řez laseru, černá gravírování.

A.7 Výsledný zkompletovaný univerzální modul

Obr. A. 7: Univerzální modul po zkompletování

A.8 Seznam použitých součástek

Tab. A. 1: Seznam součástek pro univerzální modul – BOM

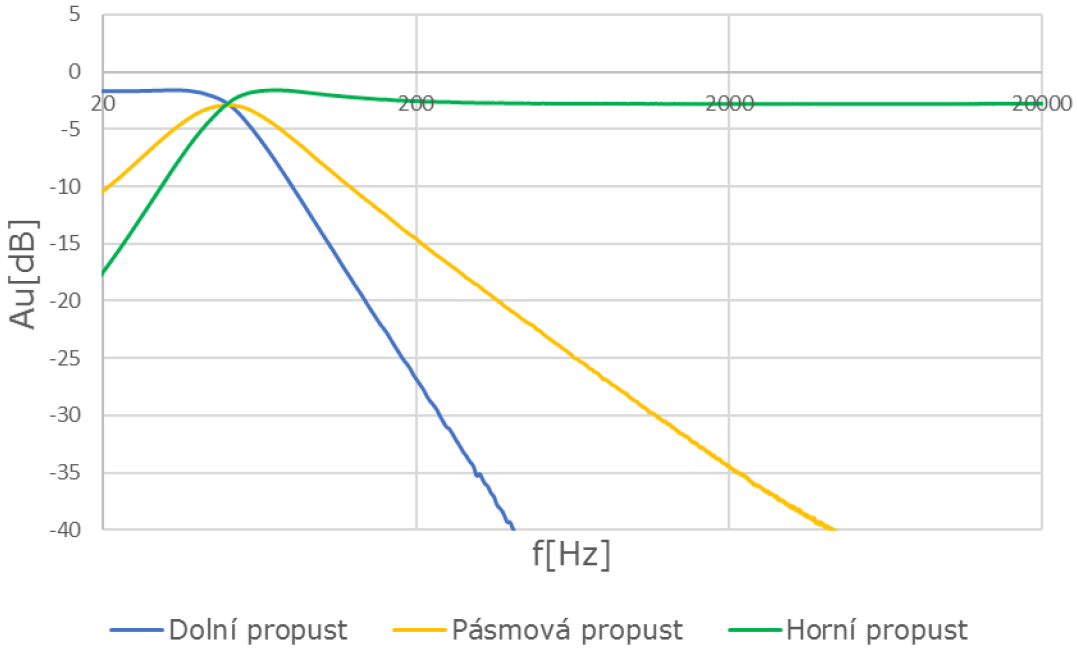
Počet	Označení	Hodnota	Pouzdro	Popis
1	R1	3M3	0207/7	Rezistor
2	R22, R23	22M	0207/7	Rezistor
1	R24	11M	0207/7	Rezistor
2	R33, R40	2k2	0204/5	Rezistor
3	R29, R34, R41	330R	0204/5	Rezistor
2	R2, R3	330k	0204/5	Rezistor
4	R11, R12, R13, R47	33k	0204/5	Rezistor
2	R38, R39	3k3	0204/5	Rezistor
4	R31, R32, R36, R37	470R	0204/5	Rezistor
4	R15, R18, R45, R46	470k	0204/5	Rezistor
1	R42	47k	0204/5	Rezistor

1	R10	4k7	0204/5	Rezistor
9	R8, R9, R14, R17, R25, R26, R27, R30, R35,	68k	0204/5	Rezistor
1	R21	15k	0204/5	Rezistor
2	R4, R7	1M	0204/5	Rezistor
1	R43	1k	0204/5	Rezistor
5	R5, R6, R16, R19, R28	22k	0204/5	Rezistor
2	R20, R44	100k	0204/5	Rezistor
2	C14, C15	10p	C050-024X044	Keramický kondenzátor
2	C12, C13	100n	C050-024X044	Keramický kondenzátor
2	C1, C2	100p	C050-024X044	Keramický kondenzátor
2	C4, C5	10n	C050-024X044	Keramický kondenzátor
2	C6, C8	220n	C050-024X044	Keramický kondenzátor
2	C7, C9	220p	C050-024X044	Keramický kondenzátor
1	C3	47p	C050-024X044	Keramický kondenzátor
2	C10, C11	10u	E2,5-5	Elektrolytický kondenzátor
2	D1, D2	1N4007	D-7.5	Dioda
1	D3	1N4148	D-5	Dioda
1	Q7	2N3904T	TO92	NPN tranzistor
4	Q1, Q2, Q4, Q6	2N3906	TO92	PNP tranzistor
2	Q3, Q5	2N5457T	TO92	JFET
1	IC4	TL072P	DIL08	Operační zesilovač
1	IC3	LM13700N	DIL16	Operační transkonduktanční zesilovač
1	IC1	LM3900N	DIL14	Operační zesilovač
1	TRIM_FREQ	B25k	TRIM_POT_PTH	Trimr
1	TRIM_CV	B25k	TRIM_POT_PTH	Trimr
1	RESONANCE	A50k	POTAK-ALPHA	Potenciometr
3	CV_LVL, FREQ, IN_LVL	B100k	POTAK-ALPHA	Potenciometr
2	F1, F2	100mA	PTC	Polymerová pojistka
1	led1		LED3MM	LED dioda
5	LP_OUT, BP_OUT, CV_IN, HP_OUT, IN		PJ-301BM-B	Jack konektor
1	JP4		1X08	Dutinková lišta

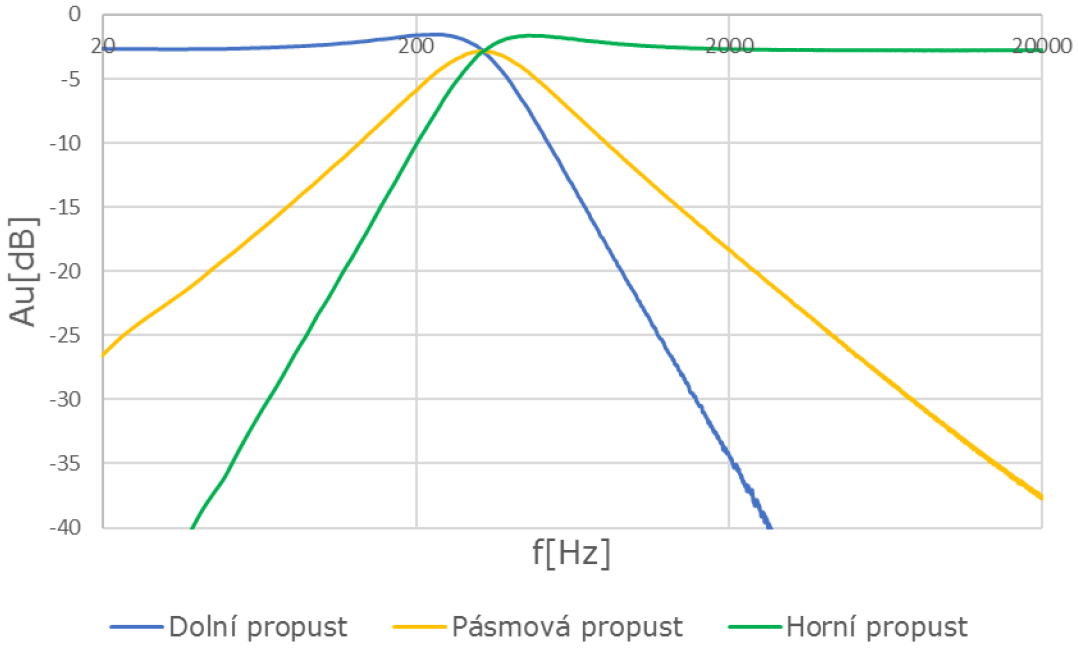
1	JP2		1X08	Dutinková lišta
1	JP5		1X08	Pinová lišta
1	JP3		1X08	Pinová lišta
1	JP1		2X05	Pinová lišta
1	S1	DP3T	TL49PO	Páčkový přepínač
1	S2	SPDT	255SB	Páčkový přepínač
1			16 pin DIP	Patice pro čip
1			14 pin DIP	Patice pro čip
1			8 pin DIP	Patice pro čip

B NAPĚTÍM ŘÍZENÝ FILTR

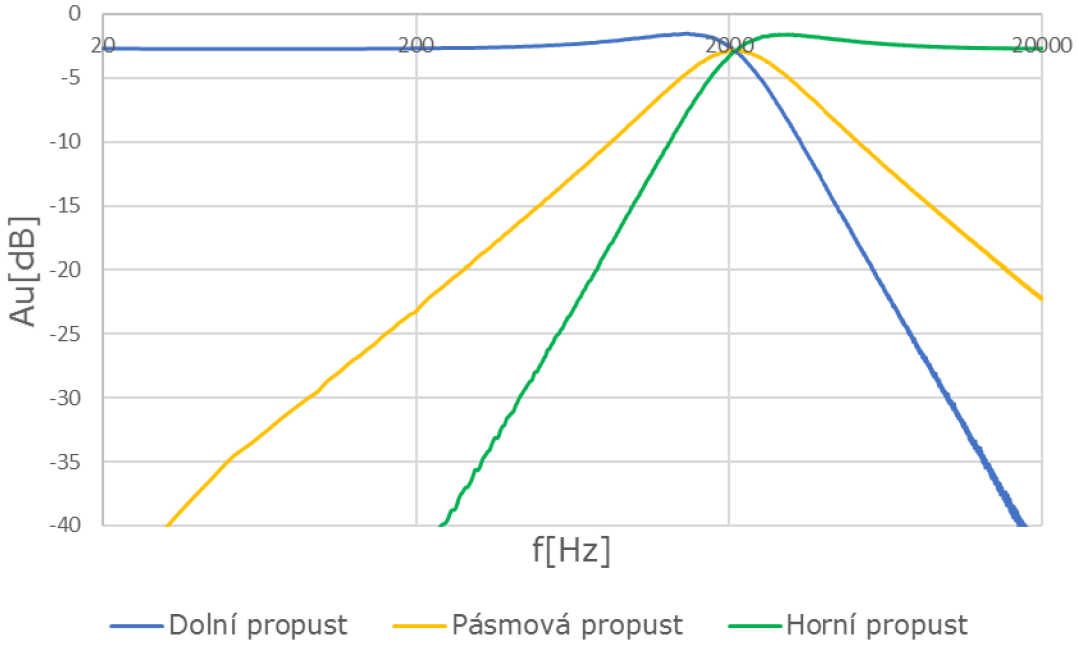
B.1 Přenosová frekvenční charakteristika pro LP, BP a HP při změně nastavení mezní frekvence filtru



Obr. B. 1. 1: Přenosová frekvenční charakteristika VCF při minimální hodnotě CUTOFF

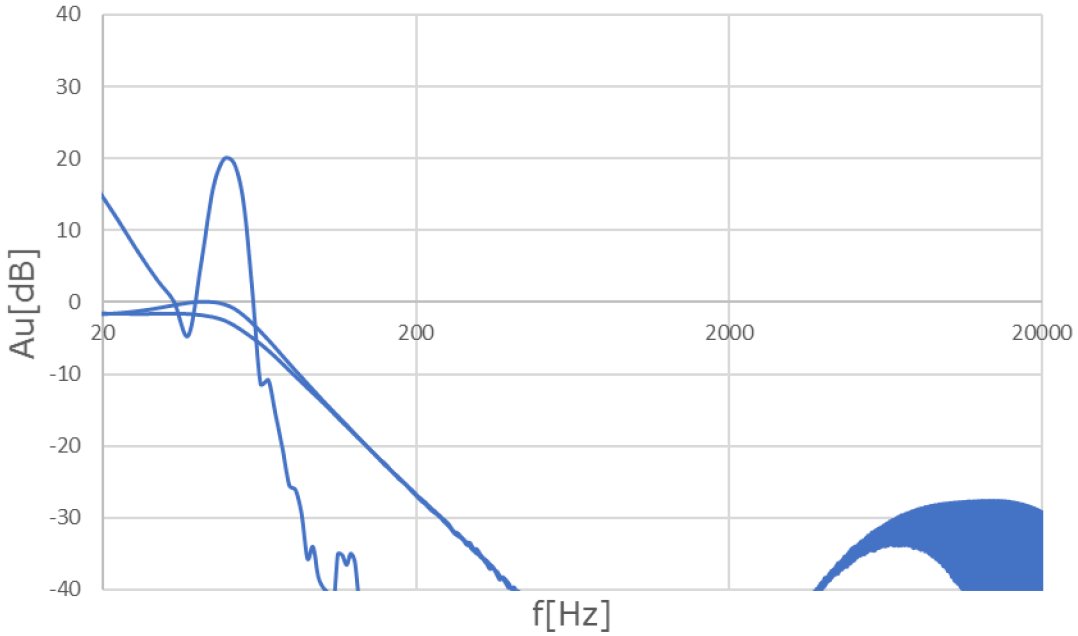


Obr. B. 1. 2: Přenosová frekvenční charakteristika VCF při střední hodnotě CUTOFF

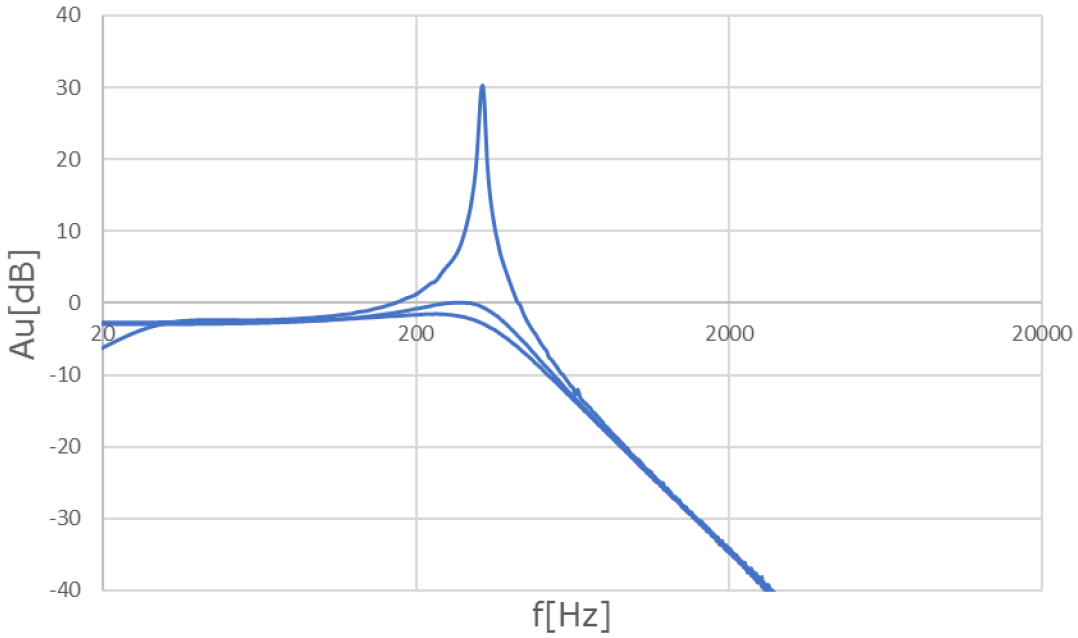


Obr. B. 1. 3: Přenosová frekvenční charakteristika VCF při maximální hodnotě CUTOFF

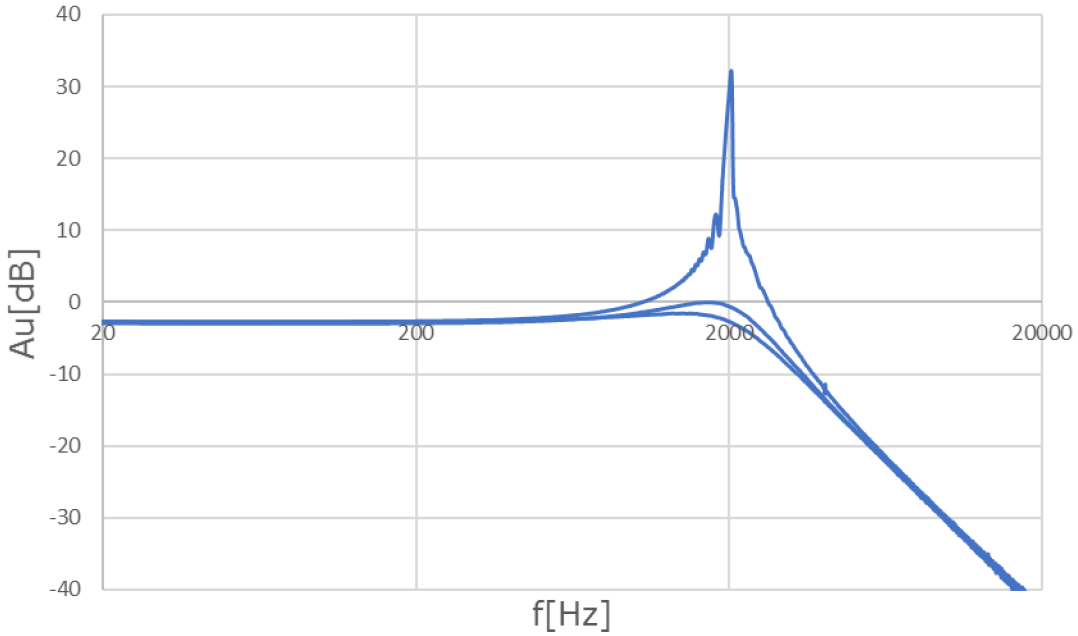
B.2 Přenosová frekvenční charakteristika pro LP, BP a HP při změně jakosti filtru a mezní frekvence filtru



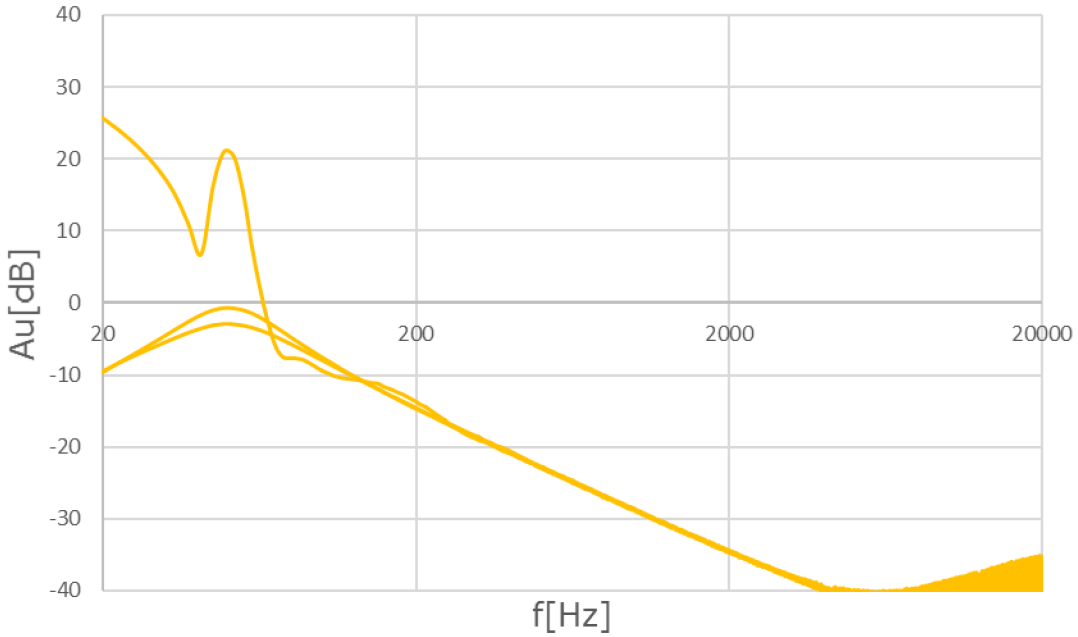
Obr. B. 2. 1: Přenosová frekvenční charakteristika LP filtru při minimální hodnotě CUTOFF a při minimální, střední a maximální hodnotě RESONANCE



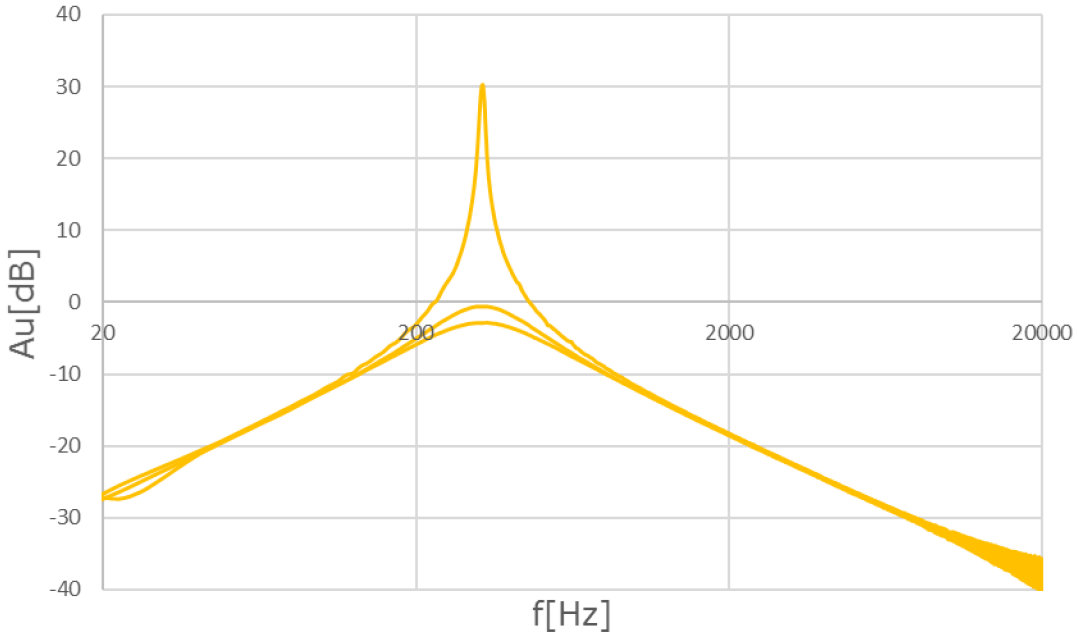
Obr. B. 2. 2: Přenosová frekvenční charakteristika LP filtru při střední hodnotě CUTOFF a při minimální, střední a maximální hodnotě RESONANCE



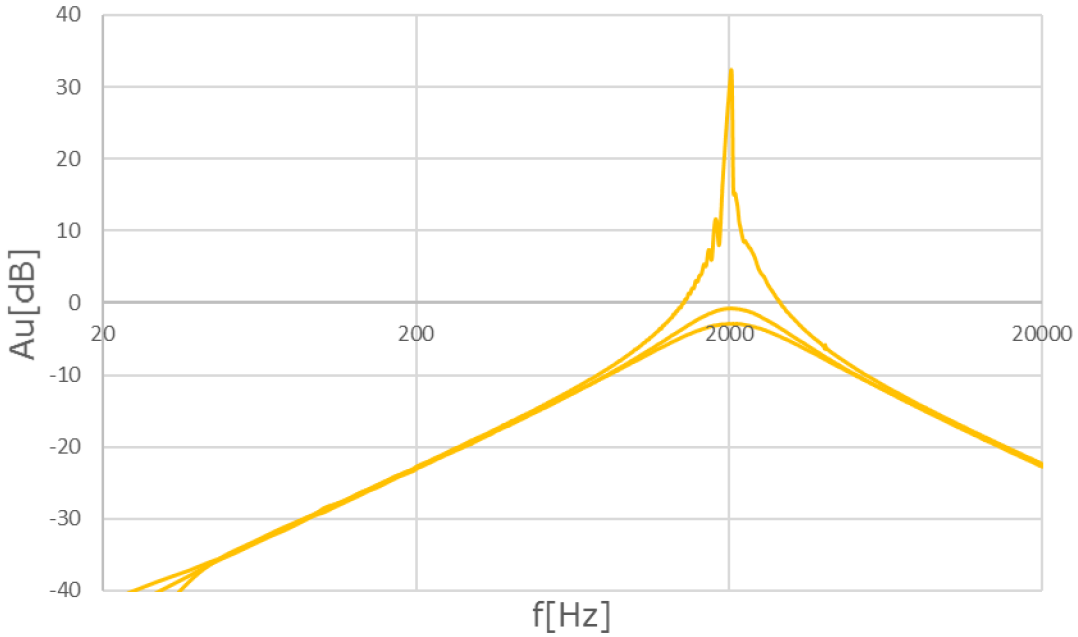
Obr. B. 2. 3: Přenosová frekvenční charakteristika LP filtru při maximální hodnotě CUTOFF a při minimální, střední a maximální hodnotě RESONANCE



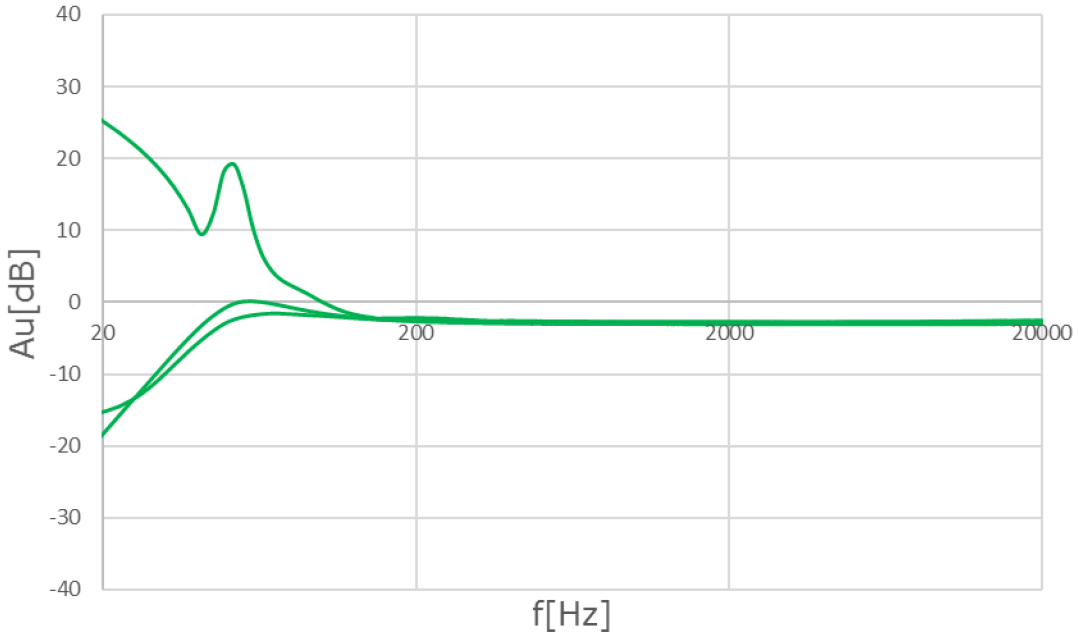
Obr. B. 2. 4: Přenosová frekvenční charakteristika BP filtru při minimální hodnotě CUTOFF a při minimální, střední a maximální hodnotě RESONANCE



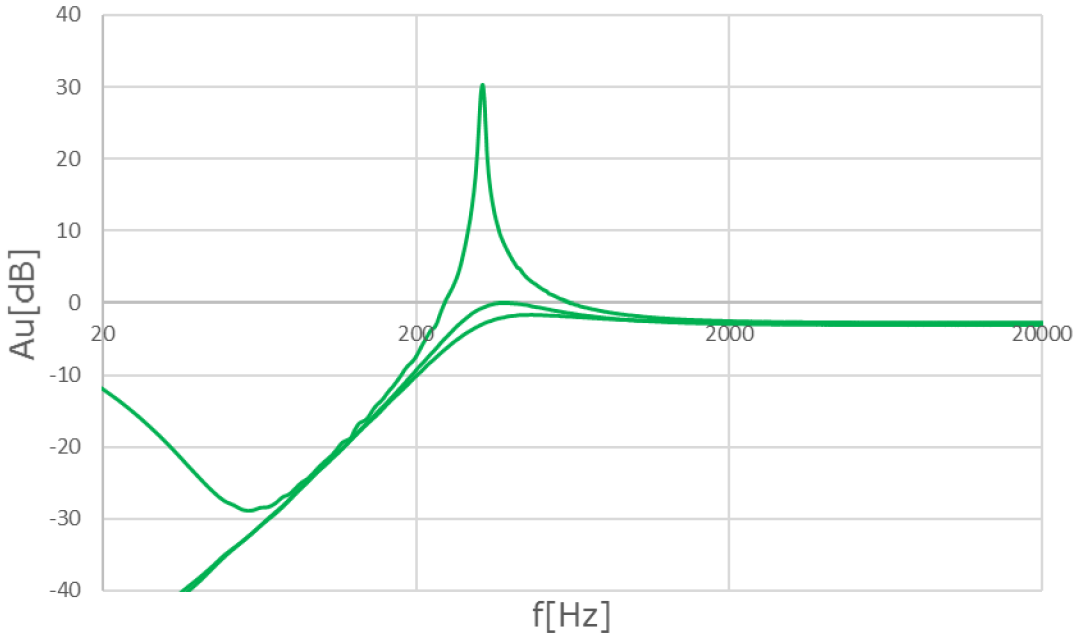
Obr. B. 2. 5: Přenosová frekvenční charakteristika BP filtru při střední hodnotě CUTOFF a při minimální, střední a maximální hodnotě RESONANCE



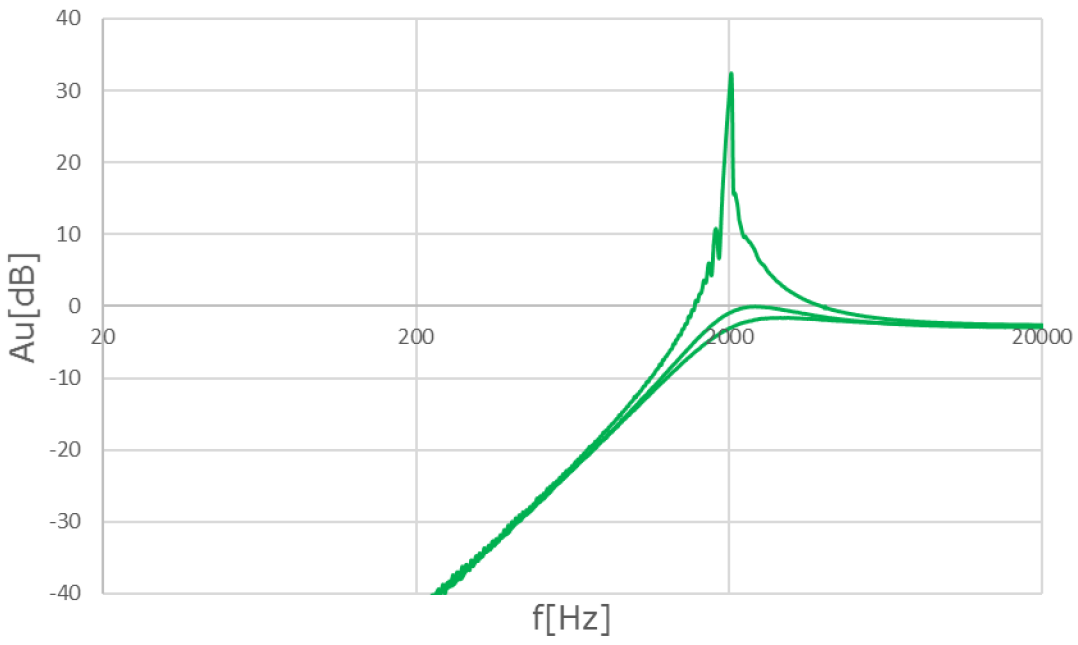
Obr. B. 2. 6: Přenosová frekvenční charakteristika BP filtru při maximální hodnotě CUTOFF a při minimální, střední a maximální hodnotě RESONANCE



Obr. B. 2. 7: Přenosová frekvenční charakteristika HP filtru při minimální hodnotě CUTOFF a při minimální, střední a maximální hodnotě RESONANCE

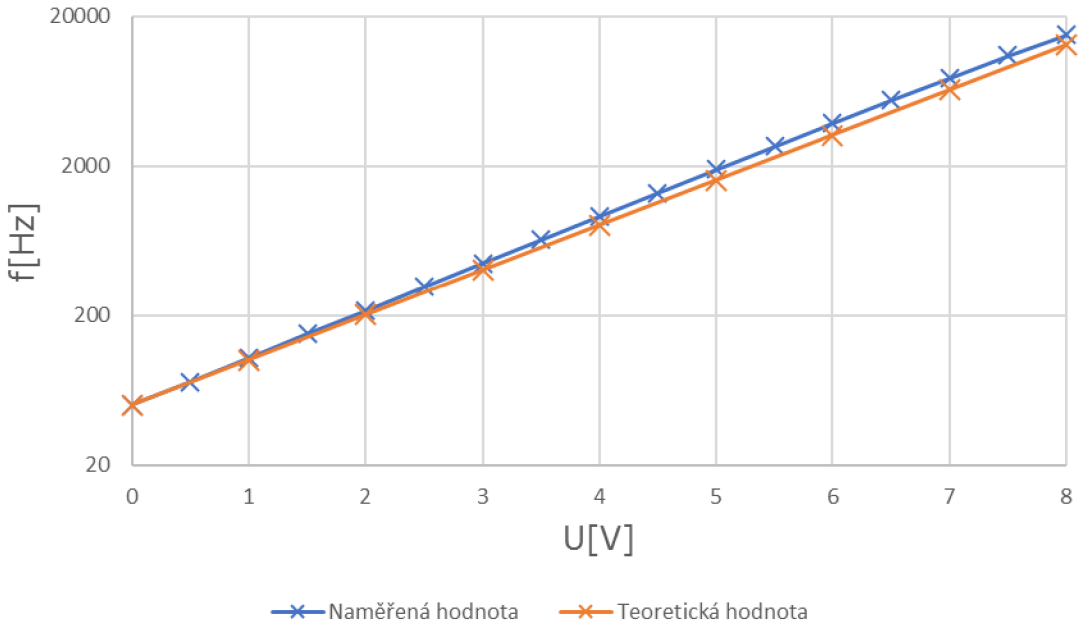


Obr. B. 2. 8: Přenosová frekvenční charakteristika HP filtru při střední hodnotě CUTOFF a při minimální, střední a maximální hodnotě RESONANCE



Obr. B. 2. 9: Přenosová frekvenční charakteristika HP filtru při maximální hodnotě CUTOFF a při minimální, střední a maximální hodnotě RESONANCE

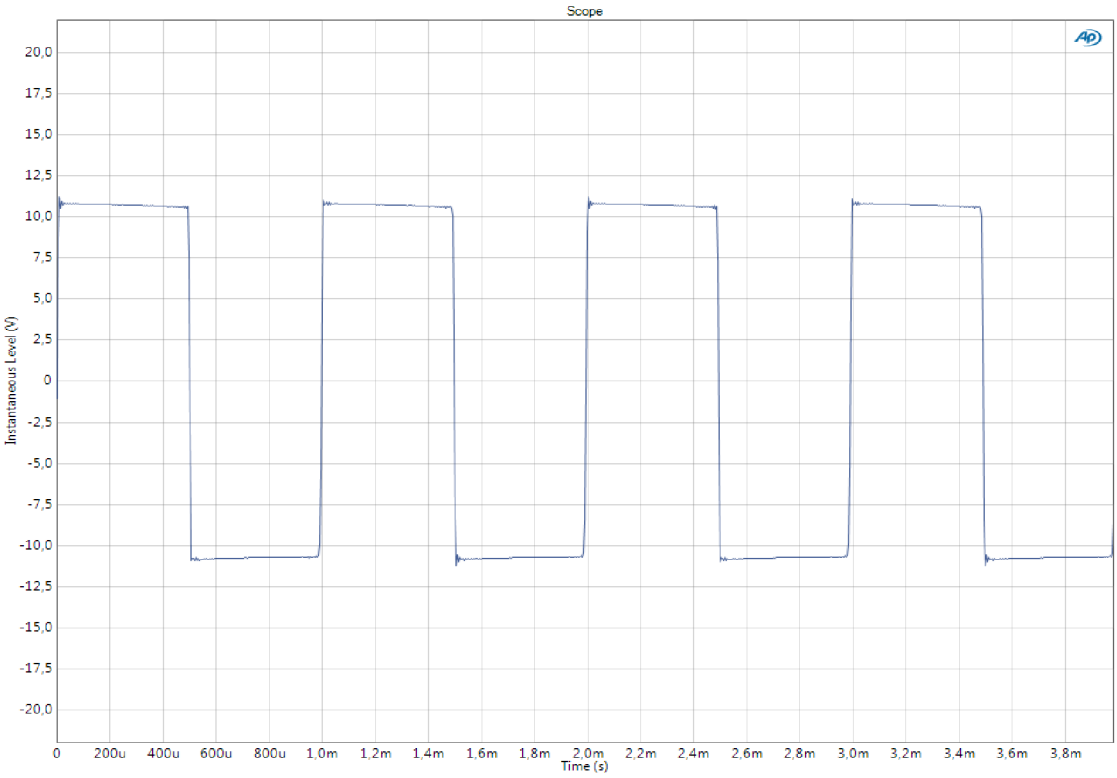
B.3 Závislost mezní frekvence filtru na velikosti řídícího napětí a její odchylka od teoretické hodnoty



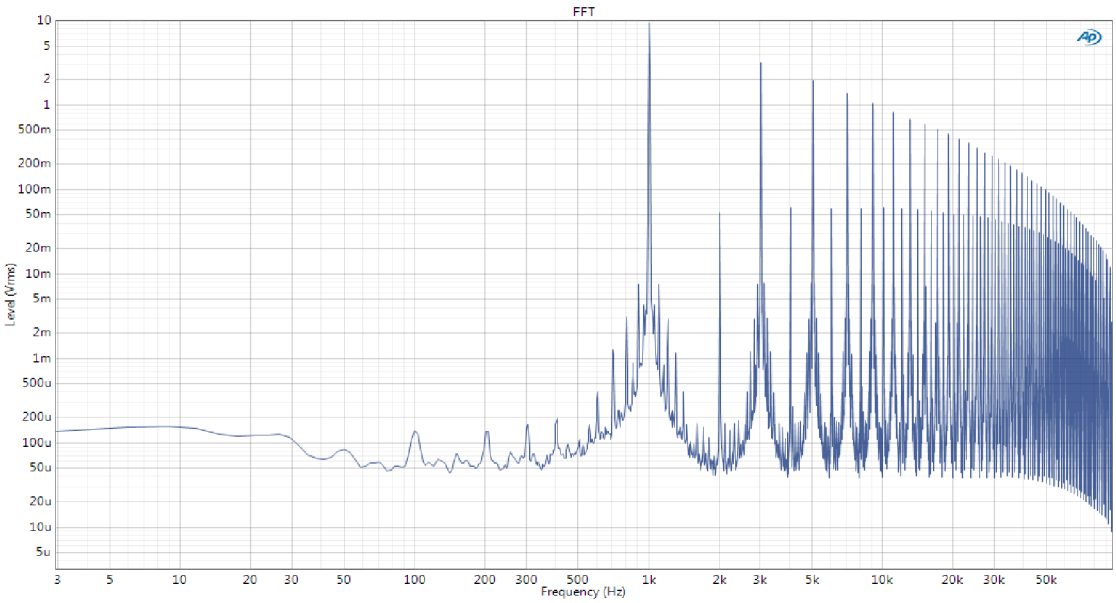
Obr. B. 3. 1: Závislost mezní frekvence filtru na velikosti řídícího napětí

C NAPĚTÍM ŘÍZENÝ OSCILÁTOR

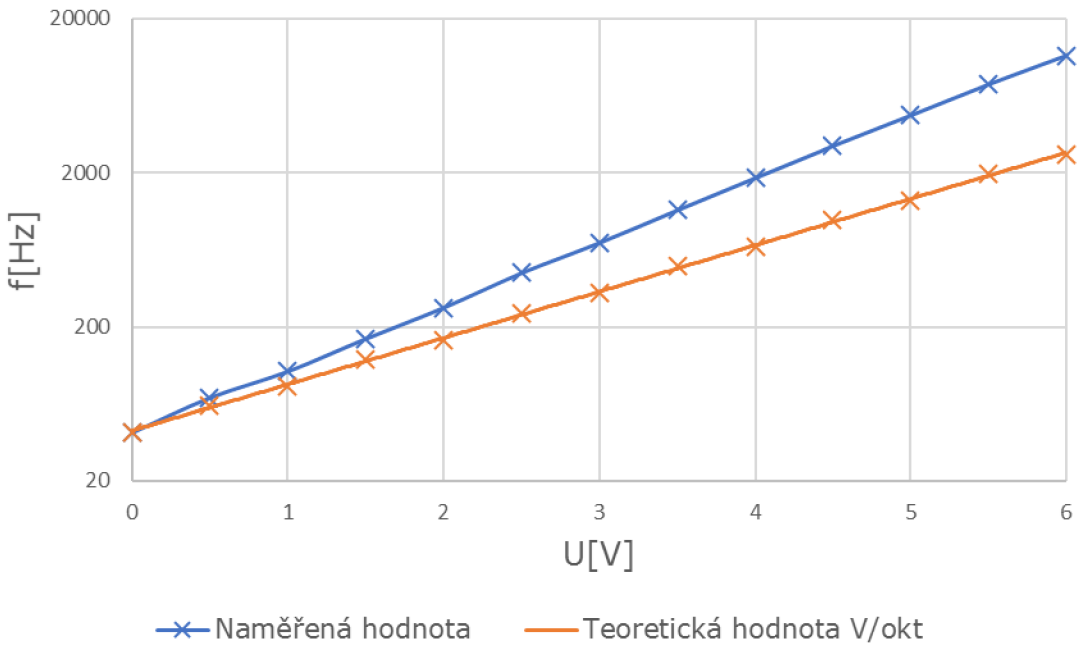
C.1 Naměřené charakteristiky pro výstupní čtvercový signál



Obr. C. 1. 1: Časový průběh čtvercového signálu na frekvenci 1 kHz z analyzátoru APx525

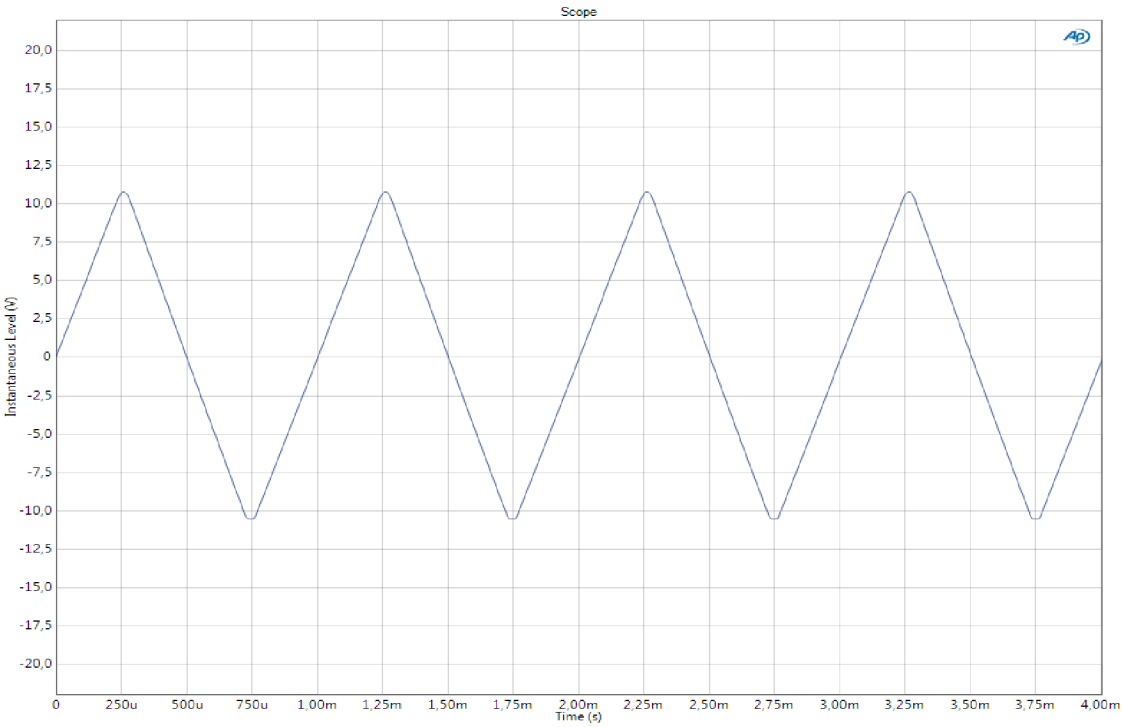


Obr. C. 1. 2: Spektrální analýza čtvercového signálu pro frekvenci 1 kHz z analyzátoru APx525

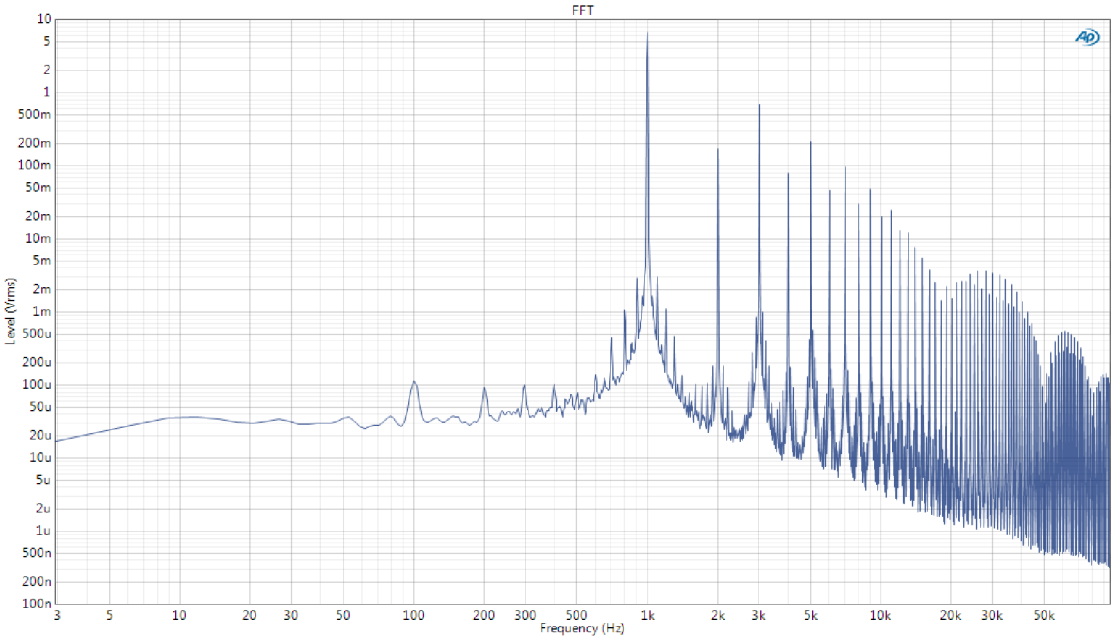


Obr. C. 1. 3: Závislost změny frekvence čtvercového signálu na velikosti vstupního řídícího napětí pro VCO

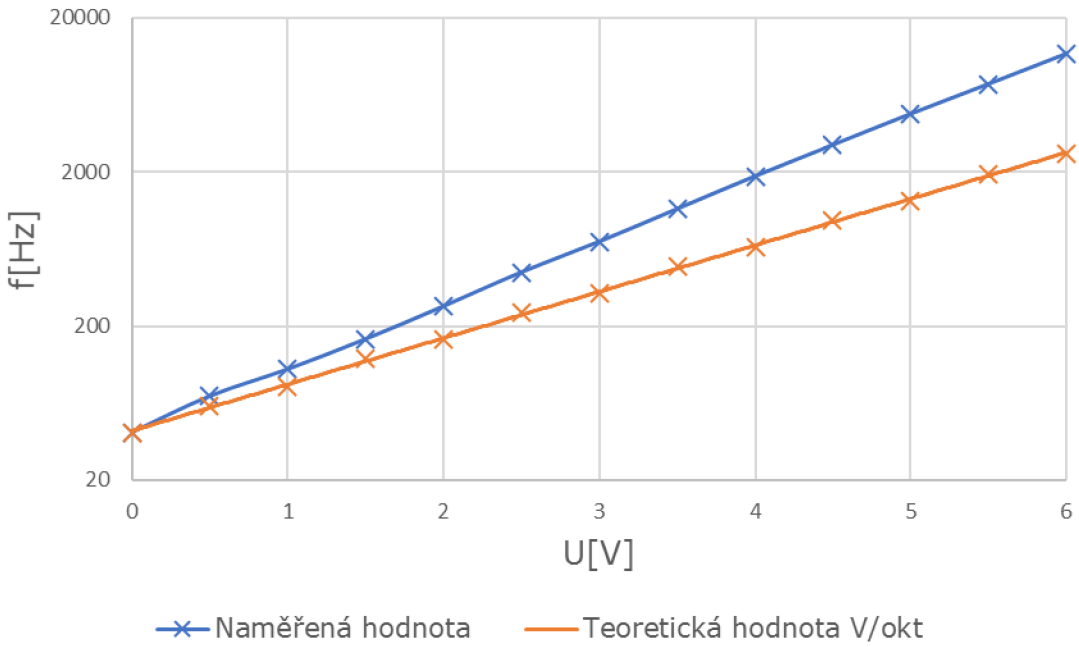
C.2 Naměřené charakteristiky pro výstupní trojúhelníkový signál



Obr. C. 2. 1: Časový průběh trojúhelníkového signálu na frekvenci 1 kHz z analyzátoru APx525

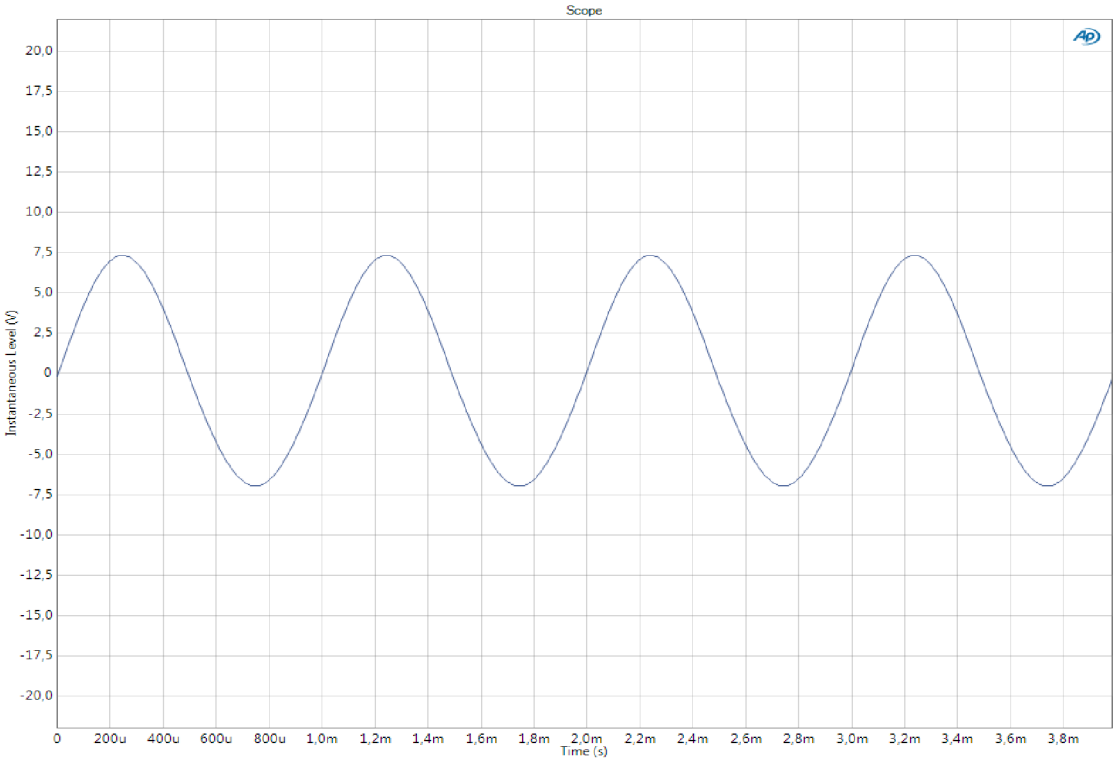


Obr. C. 2. 2: Spektrální analýza trojúhelníkového signálu pro frekvenci 1 kHz z analyzátoru APx525

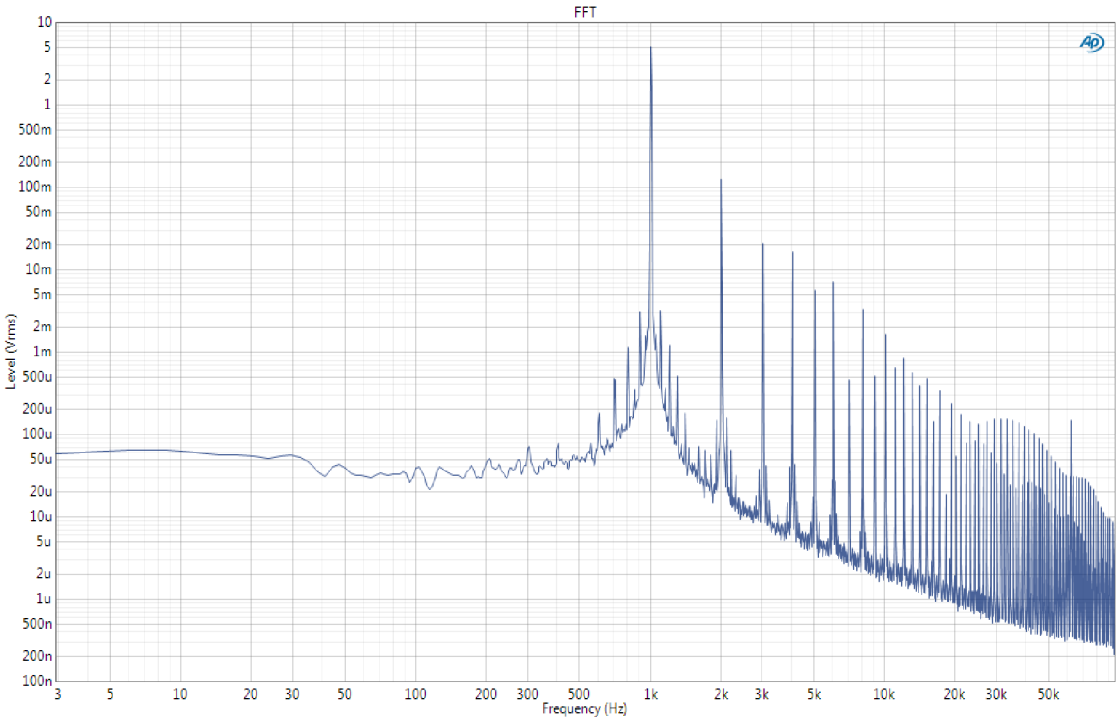


Obr. C. 2. 3: Závislost změny frekvence trojúhelníkového signálu na velikosti vstupního řídícího napětí pro VCO

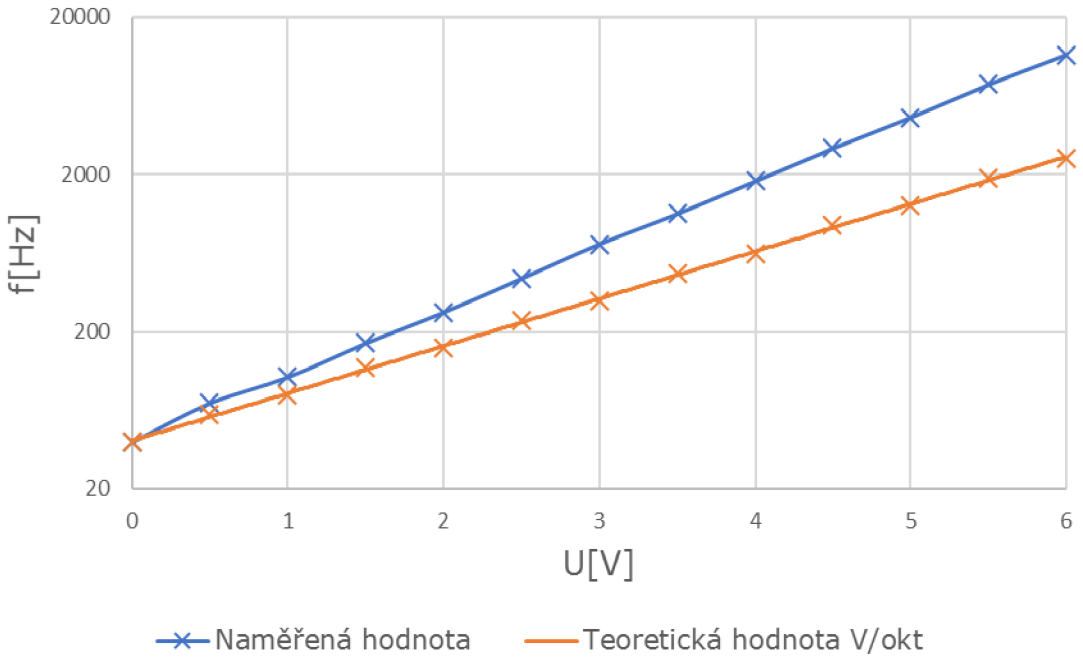
C.3 Naměřené charakteristiky pro výstupní sinusový signál



Obr. C. 3. 1: Časový průběh sinusového signálu na frekvenci 1 kHz z analyzátoru APx525



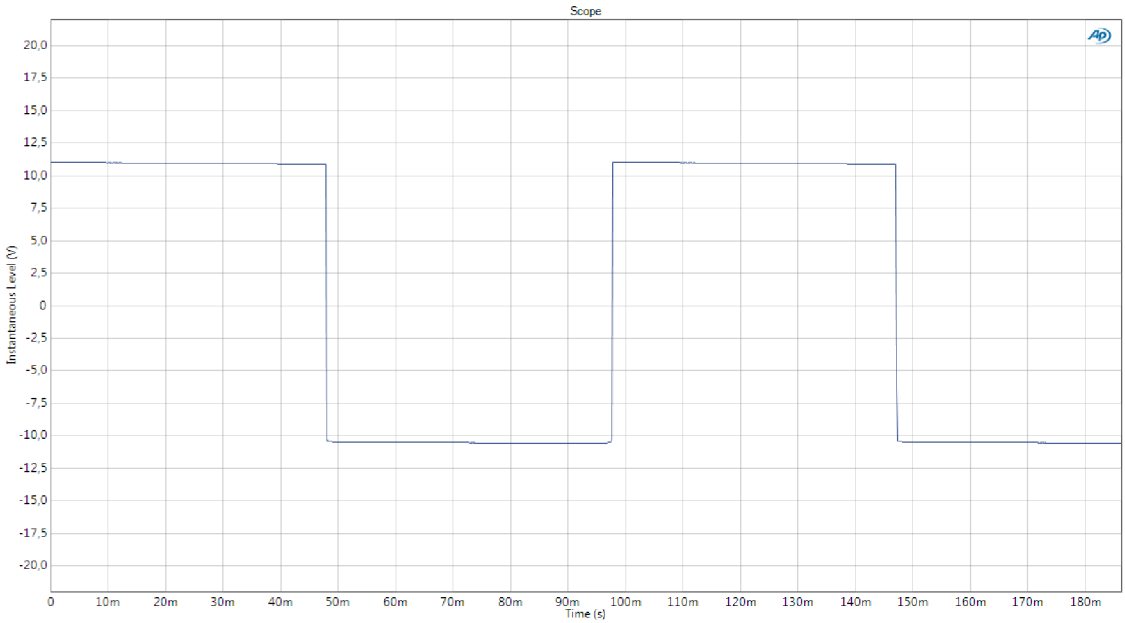
Obr. C. 3. 2: Spektrální analýza sinusového signálu pro frekvenci 1 kHz z analyzátoru APx525



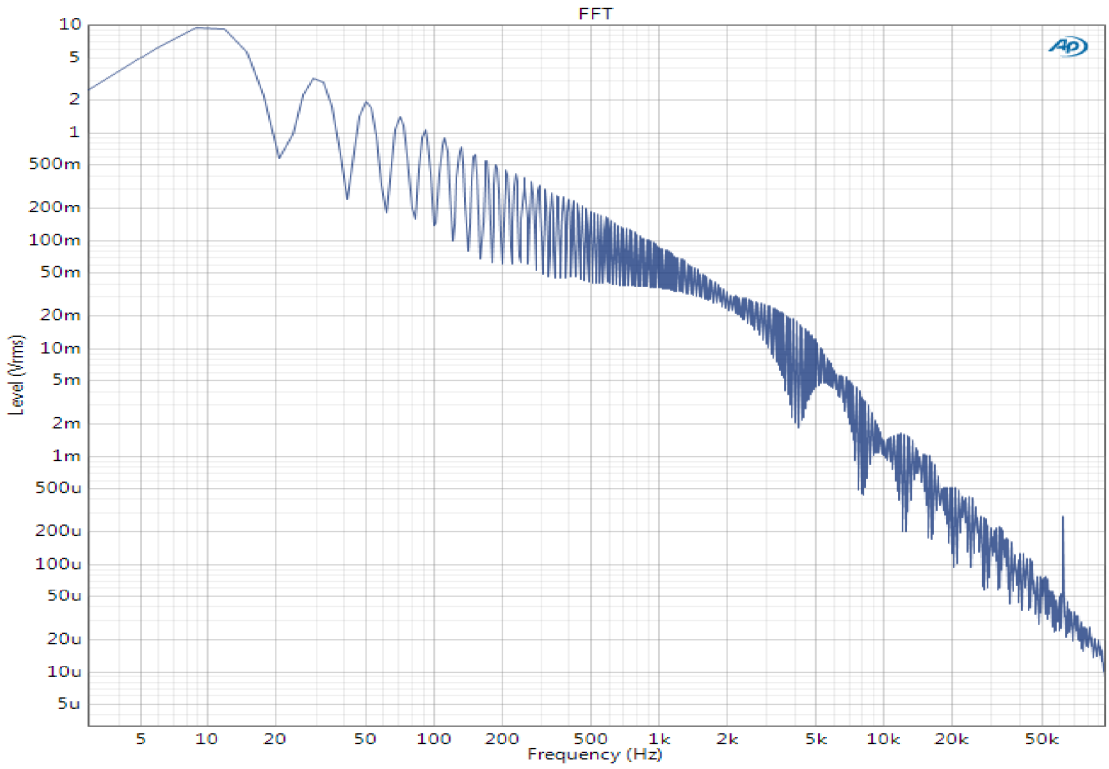
Obr. C. 3. 3: Závislost změny frekvence sinusového signálu na velikosti vstupního řídícího napětí pro VCO

D NÍZKOFREKVENČNÍ OSCILÁTOR

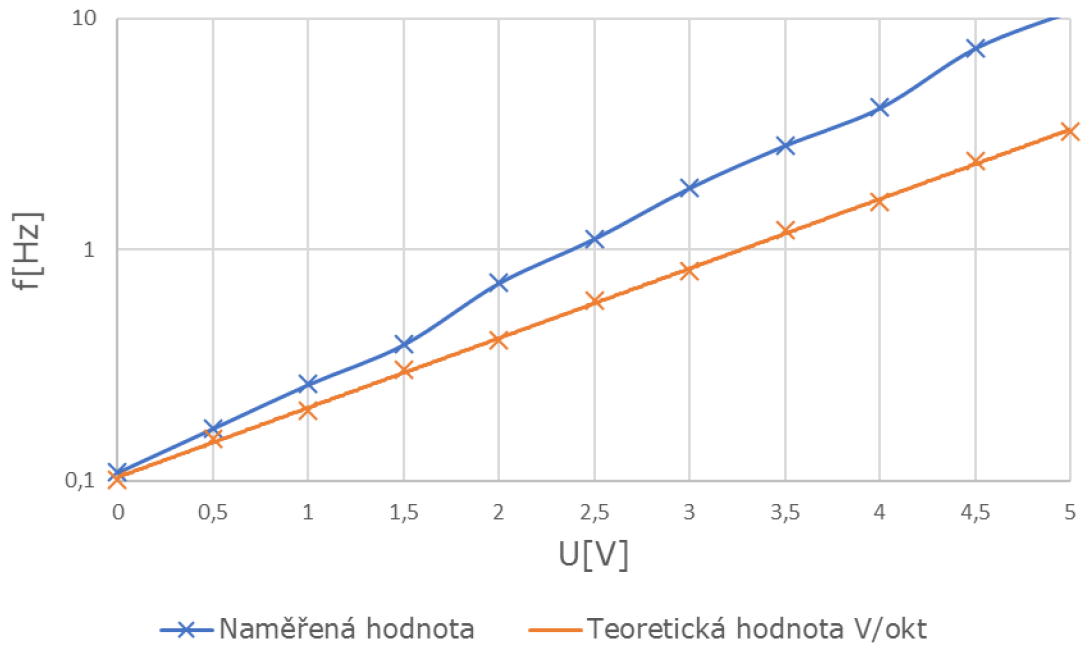
D.1 Naměřené charakteristiky pro výstupní čtvercový signál



Obr. D. 1. 1: Časový průběh čtvercového signálu na frekvenci 10 Hz z analyzátoru APx525



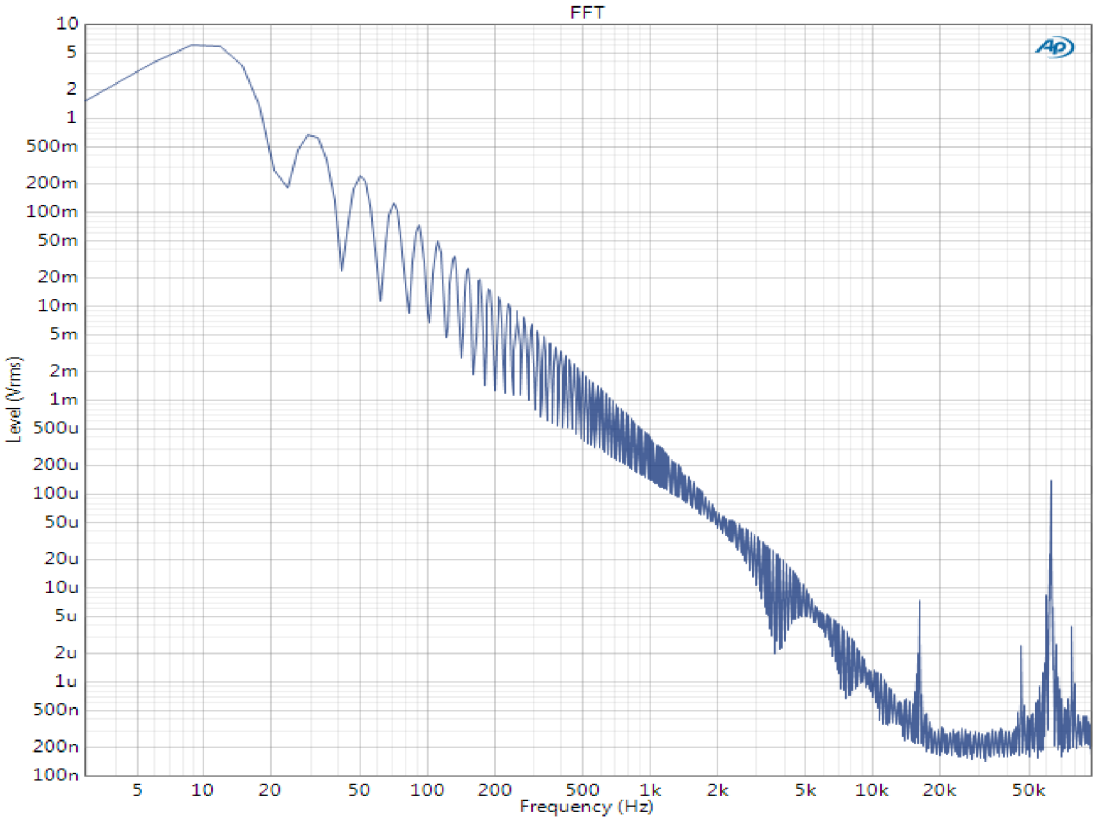
Obr. D. 1. 2: Spektrální analýza čtvercového signálu pro frekvenci 10 Hz z analyzátoru APx525



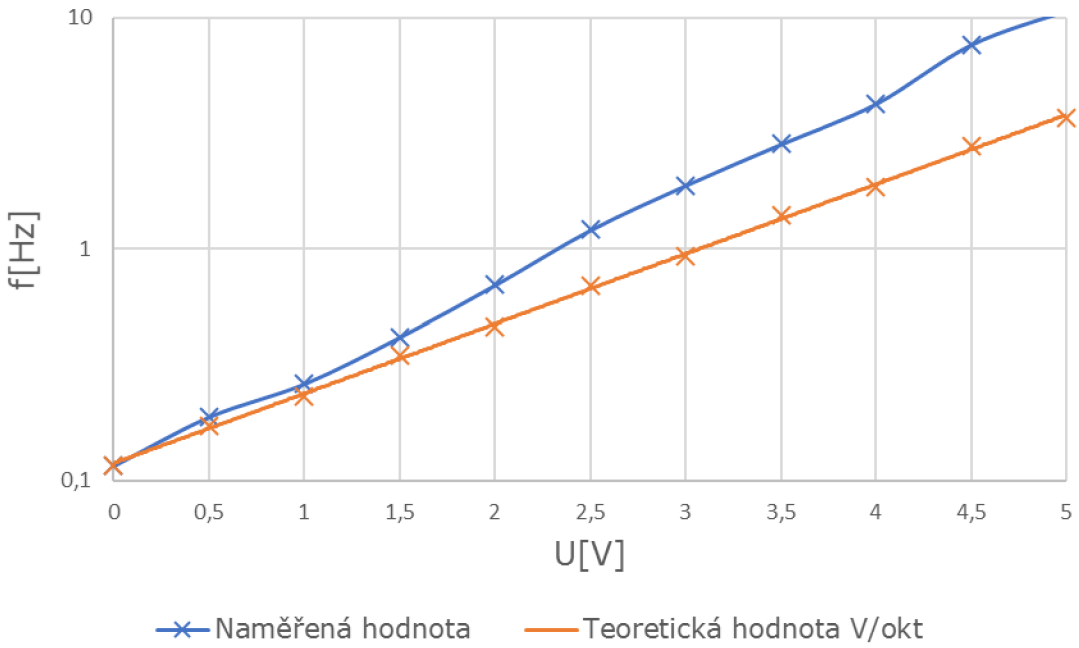
Obr. D. 1. 3: Závislost změny frekvence čtvercového signálu na velikosti vstupního řídícího napětí pro LFO

D.2 Naměřené charakteristiky pro výstupní trojúhelníkový signál

Obr. D. 2. 1: Časový průběh trojúhelníkového signálu na frekvenci 10 Hz z analyzátoru APx525

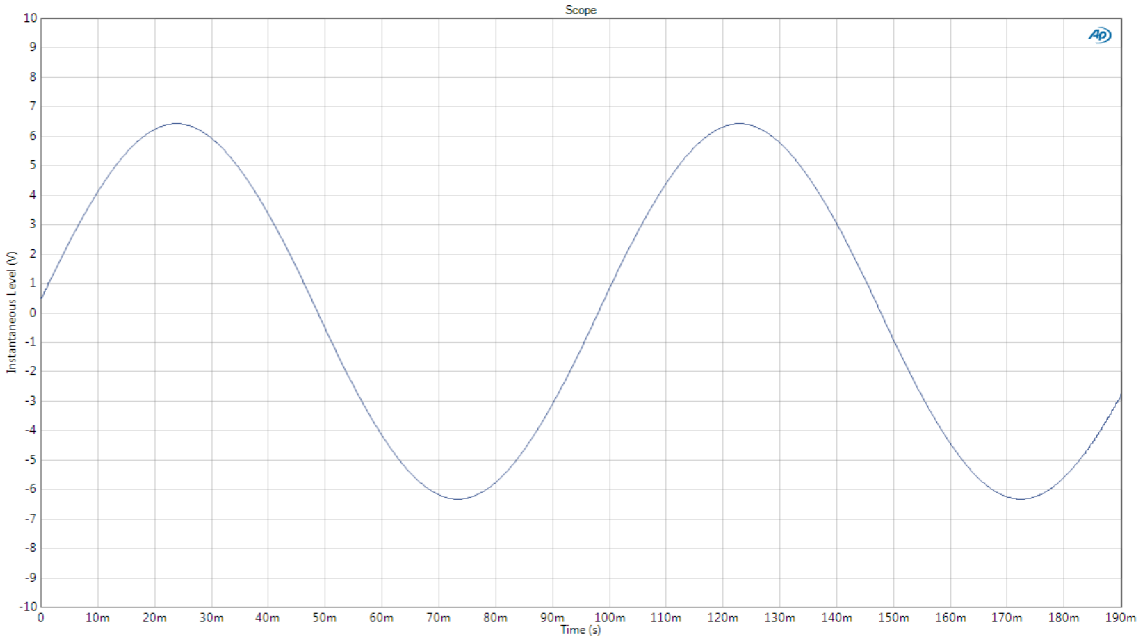


Obr. D. 2. 2: Spektrální analýza trojúhelníkového signálu pro frekvenci 10 Hz z analyzátoru APx525

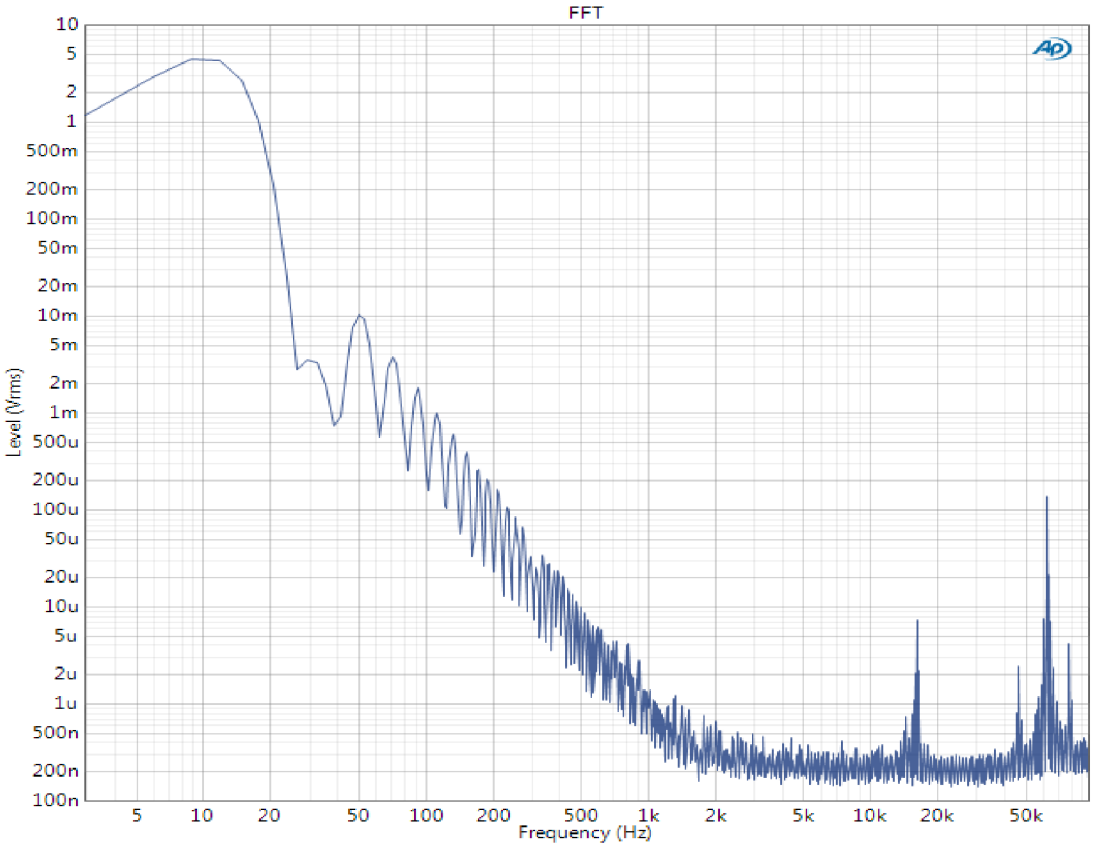


Obr. D. 2. 3: Závislost změny frekvence trojúhelníkového signálu na velikosti vstupního řídícího napětí pro LFO

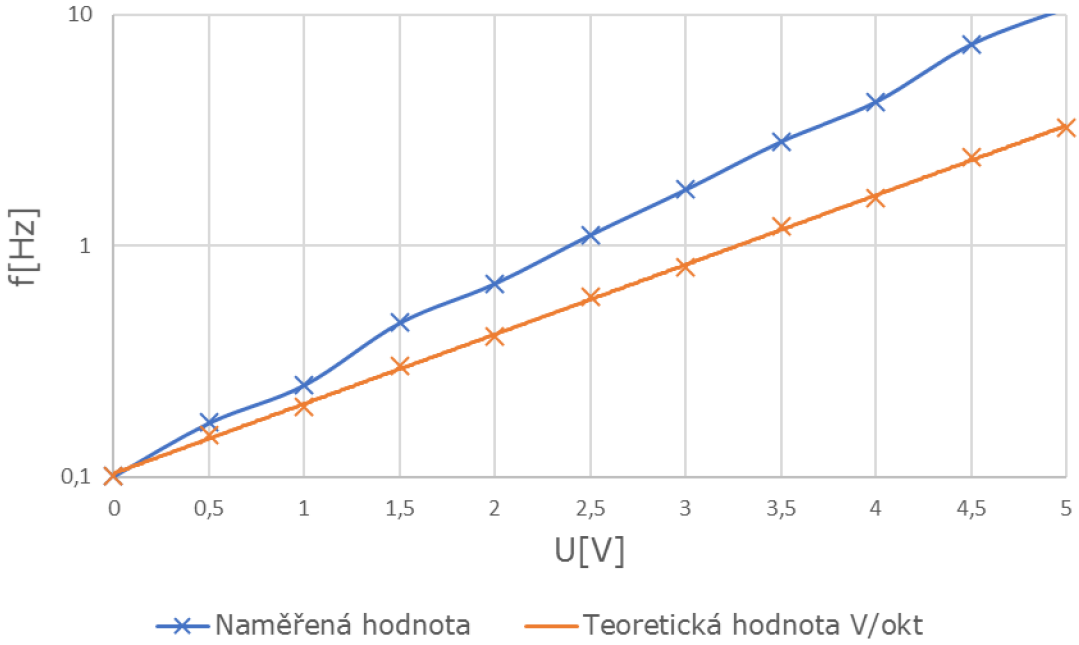
D.3 Naměřené charakteristiky pro výstupní sinusový signál



Obr. D. 3. 1: Časový průběh sinusového signálu na frekvenci 10 Hz z analyzátoru APx525



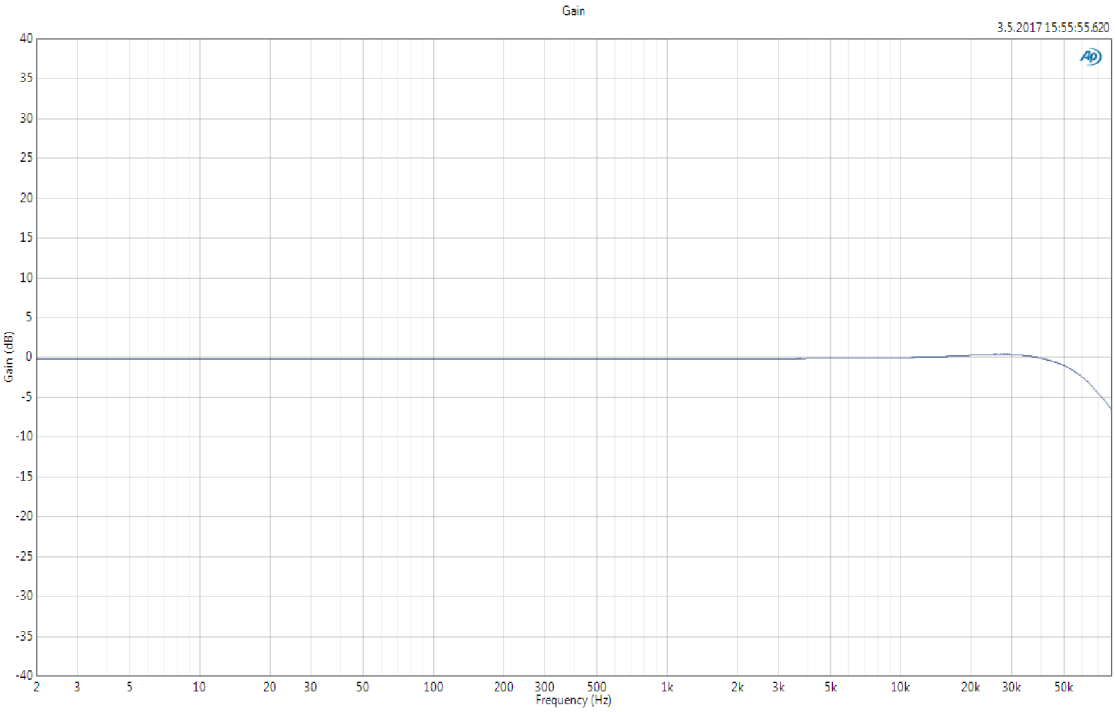
Obr. D. 3. 2: Spektrální analýza sinusového signálu pro frekvenci 10 Hz z analyzátoru APx525



Obr. D. 3. 3: Závislost změny frekvence sinusového signálu na velikosti vstupního řídícího napětí pro LFO

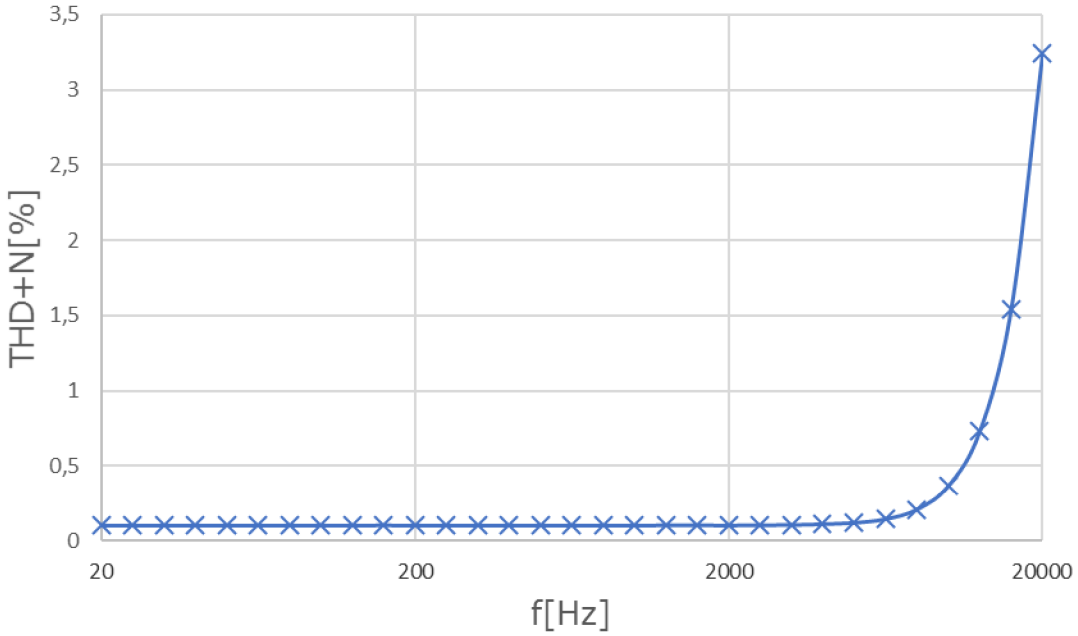
E NAPĚTÍM ŘÍZENÝ ZESILOVAČ

E.1 Frekvenční odezva napětím řízeného zesilovače



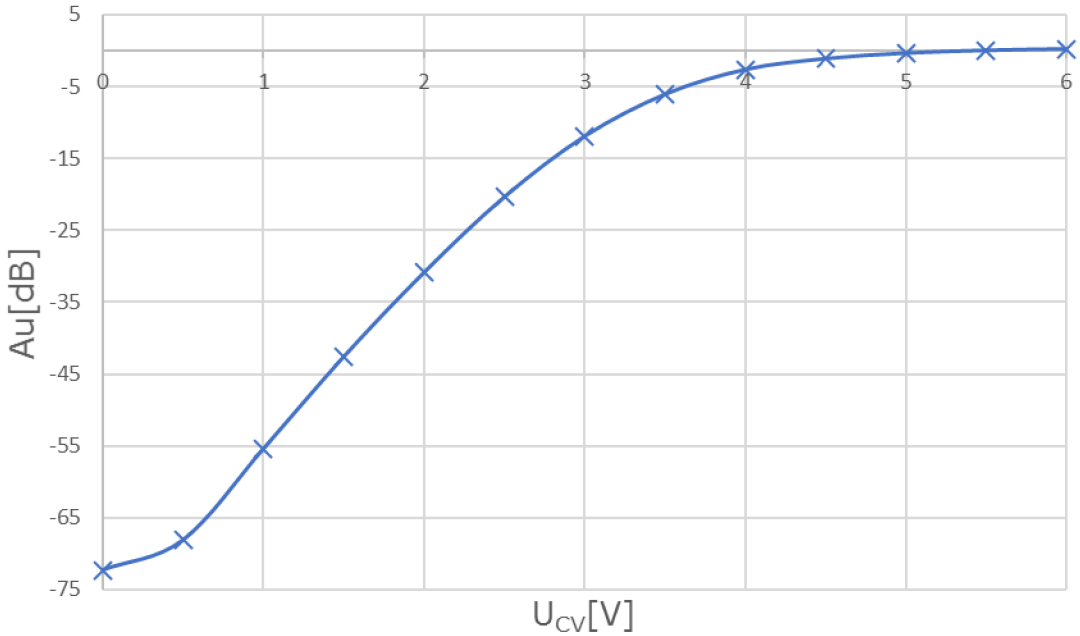
Obr. E. 1: Frekvenční odezva napětím řízeného zesilovače pro napětí 1 V_{RMS} z analyzátoru APx525

E.2 Závislost činitele celkového harmonického zkreslení plus šumu na frekvenci

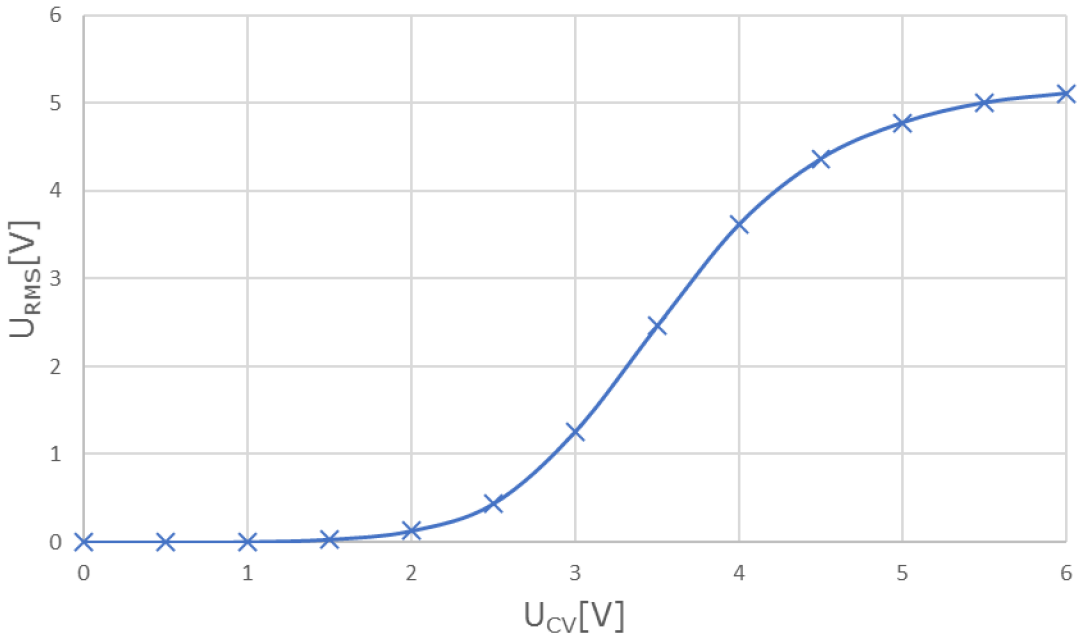


Obr. E. 2: Závislost celkového harmonického zkreslení + šumu THD+N na frekvenci VCA pro vstupní napětí 1 V_{RMS}

E.3 Závislosti změny zesílení a velikosti výstupního napětí na vstupním řídícím napětí



Obr. E. 3. 1: Závislost zesílení na změně vstupního řídícího napětí VCA při frekvenci 1 kHz a vstupním napětí 1 V_{RMS}



Obr. E. 3. 2: Graf výstupního napětí v závislosti na změně vstupního řídícího napětí VCA při frekvenci 1 kHz a vstupním napětí 5 V_{RMS}