

**VŠB – Technická univerzita Ostrava  
Fakulta elektrotechniky a informatiky  
Katedra telekomunikační techniky**

**Návrh kmitočtového konvertoru  
Frequency Converter Desing**

**2013**

**Bc. Michal Láznička**

VŠB - Technická univerzita Ostrava  
Fakulta elektrotechniky a informatiky  
Katedra telekomunikační techniky

## Zadání diplomové práce

Student: **Bc. Michal Lázníčka**  
Studijní program: N2647 Informační a komunikační technologie  
Studijní obor: 2601T013 Telekomunikační technika  
Téma: **Návrh kmitočtového konvertoru**  
**Frequency Converter Design**

Zásady pro vypracování:

1. Popište princip heterodynního rádiového přijímače.
2. Navrhněte kmitočtový konvertor pro převod ultrazvuku do akustického pásma a experimentálně ověřte jeho vlastnosti.
3. Konstrukce a ověření funkčnosti.

Seznam doporučené odborné literatury:

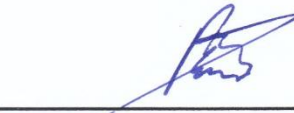
ŽALUD, V. *Moderní radioelektronika*. 1.vyd. Praha : BEN, 2000. 653 s. ISBN 80-86056-47-3.

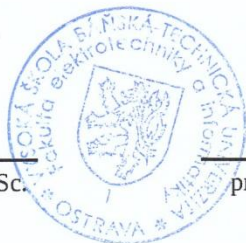
Formální náležitosti a rozsah diplomové práce stanoví pokyny pro vypracování zveřejněné na webových stránkách fakulty.

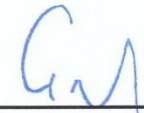
Vedoucí diplomové práce: **Dr.Ing. Libor Gajdošík**

Datum zadání: 18.11.2011

Datum odevzdání: 07.05.2013

  
prof. RNDr. Vladimír Vašínek, CSc.  
vedoucí katedry

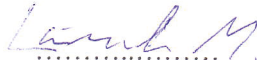


  
prof. RNDr. Václav Snášel, CSc.  
děkan fakulty

## Prohlášení studenta

Prohlašuji, že jsem tuto diplomovou práci vypracoval samostatně. Uvedl jsem všechny literární prameny a publikace, ze kterých jsem čerpal.

Dne: 3.5.2013

  
.....  
podpis studenta

## **Poděkování**

Rád bych poděkoval *Dr. Ing. Liboru Gajdošíkovi* za odbornou pomoc a konzultaci při vytváření této diplomové práce.

## **Abstrakt**

Tato diplomová práce se zabývá návrhem kmitočtového konvertoru pro převod ultrazvuku do slyšitelného pásma. Tento kmitočtový konvertor je realizován na bázi heterodynního přijímače. V úvodních kapitolách je popsán superheterodynní přijímač od vstupních obvodů, preselektoru, následující oscilátorem a směšovačem, až po obvody výstupního zpracování signálu. Jsou zde uvedeny základní vlastnosti, rozdělení, popis a možné způsoby rušení, která mohou postihnout rádiový přijímač. V dalších kapitolách je popsán podrobný návrh jednotlivých bloků konvertoru. Také jsou zde vybrány součástky pro realizaci. Dále je zde popsána konstrukce a postupné oživování jednotlivých bloků na nepájivém poli. Závěr práce se zabývá ověřením funkčnosti sestaveného kmitočtového konvertoru.

## **Klíčová slova**

Kmitočtový konvertor, heterodynní přijímač, zesilovač, oscilátor, směšovač, filtr, ultrazvuk, slyšitelné pásmo, mikrofón, citlivost, selektivita, útlum

## **Abstract**

This thesis deals with frequency converter for converting ultrasound to the audible band. The frequency converter is implemented on the basis of heterodyne receiver. The introductory chapters describe the superheterodyne receiver from the input circuits, preselectors, following oscillator and mixer circuits, to output signal processing circuits. The basic properties, classification, description and possible ways of interference that can affect radio receiver are also characterized there. The following chapters illustrate the design of the individual units of the converter in detail. The selection of components for implementation is discussed there as well. Also described here is a gradual assembly of the blocks on the construction to a functional product. The conclusion deals with functionality verification of the finished frequency converter.

## **Key words**

Frequency converter, heterodyne detector, amplifier, oscilátor, mixer, filter, ultrasound, audio frequency, microphone, sensitivity, selectivity, attenuation

## Seznam použitých symbolů

Symbol	Jednotky	Význam symbolu
<b>A</b>	-	Zesílení
<b>a</b>	dB	Zisk, útlum
<b>B</b>	Hz	Šířka pásma
<b>C</b>	F	Kapacita
<b>F</b>	dB	Šumové číslo
<b>F</b>	Hz	Frekvence
<b>I</b>	A	Proud
<b>L</b>	H	Indukčnost
<b>P</b>	W	Výkon
<b>R</b>	$\Omega$	Odpor
<b>U</b>	V	Napětí

## Seznam použitých zkratek

Zkratka	Anglický význam	Český význam
<b>CF</b>	Constant Frequency	Konstantní frekvence
<b>DP</b>	low-pass filter	Dolní propust
<b>DSB</b>	Dual Side Band	Dvě postranní pásma
<b>DV</b>	Long Wave (LW)	Dlouhé vlny
<b>FDM</b>	Frequency Division Multiplexing	Frekvenční multiplex
<b>FM</b>	Frequency Modulation	Frekvenční modulace
<b>HP</b>	high-pass filter (HPF)	Horní propust
<b>IF</b>	Intermediate Frequency	Mezifrekvenční signál
<b>KV</b>	Short Wave (SW)	Krátké vlny
<b>LO</b>	Local Oscillator	Místní oscilátor
<b>PLL</b>	Phase Lock Loop	Fázově zavěšená smyčka
<b>PP</b>	band-pass filter	Pásmová propust
<b>PZ</b>	band-stop filter	Pásmová zádrž
<b>RF</b>	Radio Frequency	Rádiová frekvence
<b>SMD</b>	surface mount device	součástka pro povrchovou montáž plošných spojů
<b>SSB</b>	Single Side Band	Jedno postranní pásmo
<b>SV</b>	Medium Wave (MV)	Střední vlny
<b>S/N</b>	Signal-to-noise ratio	odstup signál/šum
<b>VCO</b>	Voltage-controlled Oscillator	Napětím řízený oscilátor



## Obsah

1	Úvod.....	1
1.1	Slyšitelné pásmo.....	1
1.2	Ultrazvukové pásmo.....	1
1.3	Způsoby konverze <sup>(1)</sup> .....	2
2	Popis heterodynního rádiového přijímače.....	3
2.1	Obecné vlastnosti <sup>(2)</sup> .....	3
2.2	Princip <sup>(3)</sup> .....	3
2.3	Rozdělení.....	4
3	Superheterodynní přijímač.....	6
3.1	Rušení.....	6
3.1.1	Superheterodyn s vícenásobným směřováním.....	7
4	Bloky heterodynního přijímače.....	8
4.1	Vstupní obvody rádiových přijímačů <sup>(2)</sup> .....	8
4.1.1	Antény.....	8
4.1.2	Mikrofony.....	8
4.1.3	Útlumové články.....	8
4.1.4	Kmitočtové filtry.....	9
4.2	Linearizované vysokofrekvenční zesilovače <sup>(4)</sup> .....	10
4.2.1	Vstupní vysokofrekvenční zesilovač.....	10
4.2.2	Mezifrekvenční zesilovač.....	11
4.3	Směšovač <sup>(5)</sup> .....	11
4.3.1	Rozdělení.....	11
4.3.2	Základní parametry.....	12
4.3.3	Rušivé odezvy <sup>(2)</sup> .....	14
4.4	Oscilátory.....	14
4.4.1	Základní parametry oscilátorů.....	15
4.4.2	Oscilátory se zpětnou vazbou.....	15
4.4.3	Oscilátory se záporným odporem.....	16
4.5	Demodulátor <sup>(2)</sup> .....	16
4.6	Audio zesilovač.....	16
5	Návrh dílčích bloků kmitočtového konvertoru.....	17
5.1	Mikrofon.....	17
5.1.1	Základní vlastnosti.....	17

5.1.2	Typy mikrofonů.....	17
5.1.3	Výběr mikrofonu .....	18
5.2	Dvoustupňový kmitočtový předzesilovač <sup>(8)</sup> .....	19
5.2.1	Návrh a výpočty .....	21
5.3	Oscilátor .....	25
5.3.1	Oscilátor s Wienovým článkem <sup>(5) (10)</sup> .....	26
5.3.2	Návrh a výpočty .....	28
5.4	Směšovač.....	30
5.4.1	Napájení.....	31
5.5	Filtr typu dolní propust.....	32
5.6	Audio zesilovač .....	32
5.7	Napájení.....	33
6	Oživování a ověření funkčnosti.....	34
7	Závěr.....	41
	Použitá literatura .....	42
	Seznam Příloh .....	43

---

# 1 Úvod

Cílem této práce je navrhnout a realizovat kmitočtový konvertor pro převod ultrazvuku do slyšitelného pásma. Tento konvertor bude pracovat na principu heterodynního přijímače. Obecně se tedy jedná o převodník signálu o frekvenci vyšší než 16kHz na signál o kmitočtu do 16kHz.

Samotný převod se bude realizovat ve směšovacím prvku, kde vstupní ultrazvukový signál bude kombinován s jiným signálem, tak aby na výstupu byl přijímaný signál o požadovaném kmitočtu.

Také je třeba vyvarovat se dílčím problémům. Například, aby jednotlivé obvodové prvky signál nijak nedeformovaly, tedy je nutné předcházet různým vlivům rušení.

## 1.1 Slyšitelné pásmo

Zjednodušeně lze říct, že zvuk je mechanické kmitání částic. Slyšitelné frekvenční pásmo se pohybuje zhruba v rozsahu 16Hz až 16kHz. Kmitočty v tomto rozsahu jsou schopné u člověka vyvolat sluchový vjem. Hranice slyšitelného pásma se potom mění s přibývajícím věkem, protože s rostoucím věkem sluch slábne a tím se zmenšuje i slyšitelné frekvenční spektrum. Zvuky pod hranicí slyšitelného pásma se označují jako infrazvuk, naopak zvuky nad touto hranicí jsou definovány jako ultrazvuk.

## 1.2 Ultrazvukové pásmo

Jak jsem zmínil výše, tak ultrazvuk leží nad slyšitelným frekvenčním pásmem. Tedy člověk jej obecně nevnímá. Ovšem řada živočichů toto frekvenční pásmo využívá, jako příklad uvedu netopýry, nebo delfíny.

Netopýři používají kratší vlnovou délku, aby lokalizovali svou kořist, nebo cestu ve tmě, tzv. echolokaci. Tento mechanismus využívá ultrazvukové frekvence, které jsou neslyšitelné pro člověka. Netopýři vysílají krátké pulzy vysoké frekvence, které se odrážejí zpět. Některé druhy jsou schopny vysílat o frekvenci vyšší než 210 kHz, obvykle se však zvuky pohybují v rozmezí frekvencí 10kHz až 200kHz. Mnoho druhů netopýrů používá konstantní frekvenci (CF), ale někteří i frekvenčně modulovanou (FM), kde počáteční je vysoká a ke konci se snižuje. Zvuky netopýrů vychází z hrtanu a jsou směřovány přes speciálně přizpůsobený nos. Zvuky vysílané netopýry mají velkou počáteční energii, že jí sami netopýři nemusí slyšet.

Ultrazvukové vlny se velmi snadno odráží od různých povrchů. Další nevýhodou šíření ultrazvuku je, že se vzrůstající frekvencí, tj. se zmenšující se vlnovou délkou, se zhoršuje průchodnost různými překážkami. S frekvencí roste také útlum a jeho závislost na teplotě a vlhkosti prostředí. Tedy vyšší frekvence jsou více tlumeny atmosférou a mají nižší dosah. Co se týče netopýrů, tak dosah je také ovlivněn prostředím, klimatickými podmínkami, druhu hovoru a druhu netopýra.

Ultrazvuk má ovšem široké využití. Využívá se například v lékařské diagnostice, defektoskopii, čištění, nebo zkoumání mořského dna apod.

---

### 1.3 Způsoby konverze<sup>(1)</sup>

Existují tři základní techniky pro převod ultrazvuku do slyšitelného frekvenčního pásma. Tyto techniky níže stručně popíšu a jednou se budu podrobněji zabývat v dalších kapitolách. Jedná se o:

- **Frekvenční multiplex**

Jedná se o frekvenční dělení, kdy je frekvence asi 10x snížena při zachování časových hodnot. Příchozí signál je nejprve převeden do čtvercové vlny stejné frekvence, která je potom digitálně dělena řádem 32, nebo 64. Výsledkem je filtrovaná požadovaná frekvence. Převedený signál však přesně neodpovídá originálnímu signálu.

- **Časová expanze**

Tento způsob spočívá v nahrání ultrazvuku a pomalejším přehrávání, tudíž dochází k časovému rozšíření, čímž se frekvence přizpůsobuje. Tento způsob je vhodný pro pozdější analýzy a nahrané data jsou většinou v digitální podobě. Jeho nevýhodou je, že potřebuje velkou kapacitu paměti na nahrávání.

- **Heterodynní detekce**

Pracuje na principu podobném rádiovému přenosu. Detektor mísí příchozí signál se signálem místního oscilátoru, čímž vzniká rozdíl mezi oběma frekvencemi. Při vhodném výběru frekvence oscilátoru se výsledek již pohybuje ve slyšitelném frekvenčním spektru. Na tomto principu bude postaven návrh celého kmitočtového konvertoru.

---

## 2 Popis heterodynního rádiového přijímače

V této kapitole se nejprve pokusím stručně popsat obecné vlastnosti rádiových přijímačů a následně se již trochu podrobněji budu zabývat heterodynním rádiovým přijímačem. Budou zde popsány jednotlivé obvodové prvky přijímače a možnosti rušení.

Přijímače lze rozdělit z hlediska zpracovávaného signálu. A to na přijímače s analogovým zpracováním signálu a číslicovým zpracováním signálu. Mezi přijímače s analogovým zpracováním signálu patří detektorové, přímozesilující a superheterodiny.

### 2.1 Obecné vlastnosti <sup>(2)</sup>

Rádiové přijímače jsou určeny k zachycování elektromagnetické energie přenášející žádaný signál. Dále pak mají tuto energii zesílovat a měnit na formu vhodnou k dalšímu zpracování. Nakonec zachycený a upravený signál využívají pro vytvoření žádané formy informace

Z funkcí rádiového přijímače vyplývají požadavky na překrytí požadovaného přenosového pásma, vysokou selektivitu, vysoký činitel přenosu napětí a stálost napětí v celém kmitočtovém pásmu.

- **Citlivost přijímače**

Citlivost přijímače je jeho schopnost přijímat slabé signály. Definovaná je jako úroveň signálu přiváděného na anténní vstup, která zabezpečí na výstupních svorkách signál s nominální výkonovou úrovní a přijatelnou kvalitou. Je udávána citlivost maximální, reálná (užitečná), prahová a SINAD.

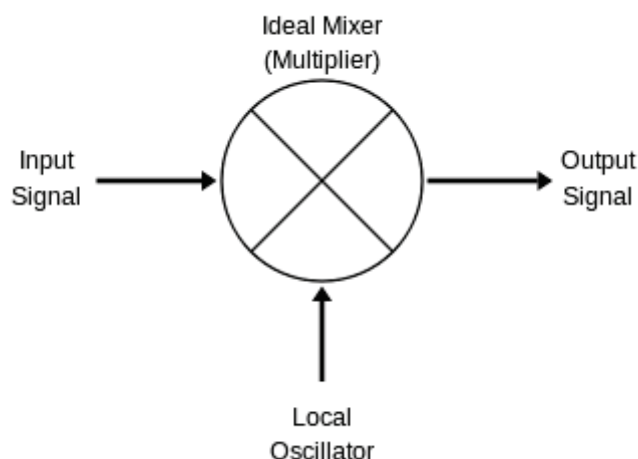
- **Selektivita**

Selektivita přijímače je jeho schopnost vybrat a oddělit užitečný signál z množiny vstupních signálů a ostatní signály potlačit. Selektivitu je možné rozdělit na blízkou a vzdálenou. Blízká je filtrace signálů v bezprostředním okolí a vzdálená je filtrace vzdálených parazitních příjmových cest. Dále se dělí na jednu signálovou (pasivní) selektivitu a dvou signálovou (aktivní) selektivitu, tyto selektivity poskytují údaje o lineárním (nelineárním) chování přijímače.

Mezi další parametry, jež charakterizují chování přijímače, patří dynamický rozsah, šumové číslo, bod zahrazení, rozsah řízeného zesílení, zkreslení a podobně.

### 2.2 Princip <sup>(3)</sup>

Název heterodyn byl zaveden kanadským vynálezcem Reginald Aubrey Fessendenem (6. říjen 1866 – 22. červenec 1932) roku 1901. Jedná se o proces zpracování rádiového signálu smíšením dvou kmitočtů, při kterém vznikne kmitočet v jiném frekvenčním pásmu. Tento jednoduchý proces se nazývá heterodyning a řídí se právními předpisy trigonometrie. Tyto dvě vstupní frekvence se zpracovávají pomocí nelineárních zařízení, jako jsou tranzistory, nebo diody. Tato zařízení se potom nazývají směšovače. Symbol a princip je znázorněn na Obr. 2.1. Výstupem jsou pak dvě heterodynní frekvence, jedna je součtová a jedna rozdílová. Zpravidla jen jedna z nich je užitečný signál, nežádoucí frekvence se následně odfiltruje. Heterodyning se využívá také při modulaci a demodulaci.



Obr. 2.1: Směšovač

Heterodynní přijímače kombinují vstupní signál se signálem místního oscilátoru. Tím je přijímaný signál převeden do mezifrekvenčního pásma, které je zpravidla nižší než vstupní. Koncepce těchto přijímačů je sice složitější, než u přímého zpracování signálu, ovšem výhody výrazně převažují. Většina heterodynnů jsou složitá zařízení s několika filtry a zesilovači.

Mezi výhody patří vyšší citlivost a selektivita, které jsou neměnné při přeladění na jinou stanici. Důvodem je, že pro mezifrekvenční pásmo lze optimalizovat nastavení parametrů.

Hlavní nevýhody jsou naopak již zmiňovaná složitější konstrukce, obtížnější seřízení a především různé druhy rušení, které mohou nepříznivě ovlivňovat zpracovávaný signál.

Heterodynní princip je široce využíván v komunikační technice. Kromě jeho využití v superheterodynních přijímačích nalezl uplatnění u rozhlasových vysílačů, modemů, satelitní komunikace, set-top boxů, radarů, mobilních telefonů, detektorů kovů, atomových hodinách a dalších aplikacích. Využívá se také u frekvenčního multiplexu (FDM).

## 2.3 Rozdělení

Heterodynní přijímače se dělí na homodyny, superheterodiny a up-convertory.

- **Homodyn**

U homodynu se mezifrekvenční signál nachází v nízkofrekvenčním pásmu. Mezi jeho výhody patří, že nemá problémy se zrcadlovými kmitočty a stačí použití filtru typu dolní propust. Homodyny se vyrábějí i jako integrované obvody. Nevýhodou je, že kmitočet oscilátoru je blízký přijímanému signálu, dochází k vyzařování vysokofrekvenčních signálů z oscilátoru anténou. Mívá potíže se stejnosměrnými vazbami u zesilovacích stupňů.

- **Superheterodyn**

Superheterodyn má na rozdíl od heterodynu mezifrekvenční signál nad slyšitelným kmitočtem. Superheterodynní přijímač jsem podrobněji popsal v následující kapitole.

---

- **Up-convertor**

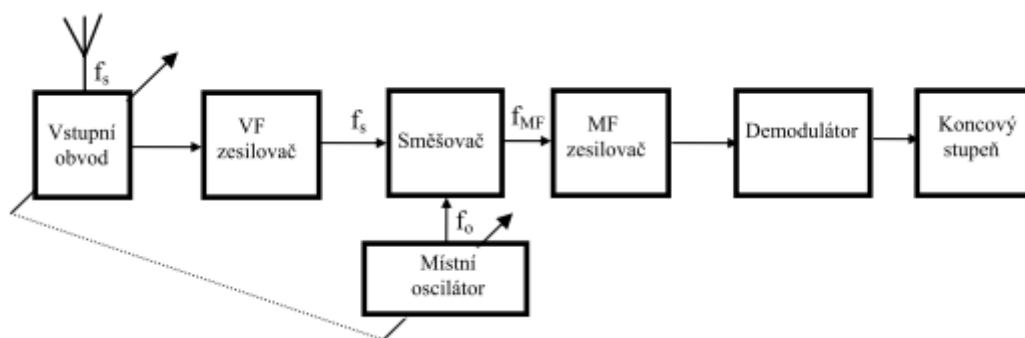
Up-convertor je typ superheterodynu, jehož mezifrekvenční kmitočet leží nad celým přijímaným pásmem. Tím jsou odstraněny problémy se zrcadlovými kmitočty. Zase má ale menší selektivitu a vysoké mezifrekvenční kmitočty se obtížněji zpracovávají.

### 3 Superheterodynní přijímač

Na základě heterodynního principu pracuje superheterodynní přijímač (dále superhet). Slouží k detekování vysokofrekvenčních signálů nízkofrekvenčním přijímačem. Jedná se o přijímač s nepřímým zpracováním signálu, jelikož nezpracovávají signál na všech stupních ve stejném kmitočtu, v jakém je vysílán.

Superhet vynalezl Edwin Armstrong v roce 1918 a původně měl sloužit k detekci nepřátelských lodí během první světové války. Od roku 1930 byly téměř všechny komerční rozhlasové přijímače superheterodynního typu.

Blokové schéma superheterodynního přijímače je na Obr. 3.1.



Obr. 3.1: Blokové schéma superhetu

Signál, který vstupuje do přijímače je zesílen a smíšen se signálem místního oscilátoru, výsledkem je mezifrekvenční signál. Pro mezifrekvenční kmitočet platí (3.1) nebo (3.2) :

$$f_{mf} = f_o - f_s \text{ pro } f_o > f_s \quad (3.1)$$

$$f_{mf} = f_s - f_o \text{ pro } f_o < f_s \quad (3.2)$$

Při změně kmitočtu přijímaného signálu se vhodně mění i kmitočet místního oscilátoru. Takže výsledkem je konstantní mezifrekvence. Jestliže bude mezifrekvenční část složená z filtru soustředěné selektivity FSS (potlačuje blízkou selektivitu) a mezifrekvenčního zesilovače uspořádána tak, že v ní bude z větší části kryto celkové zesílení a blízká selektivita přijímače, tak se nebude citlivost ani selektivita moc měnit při přeladování přijímače.

#### 3.1 Rušení

Možností rušení užitečného signálu bývá mnoho a je třeba se jich co nejvíce vyvarovat. Rušení může nastat cizím přijímačem využívajícím stejný mezifrekvenční kmitočet, rušení zrcadlovými kmitočty, rušení křížovou modulací, problém souběhu ladění vstupního filtru a oscilátoru. Nebo spektrum kmitočtů původního signálu neleží v původním pásmu, to je problém například



---

detektorů živočichů. Co se týče bližšího popisu jednotlivých druhů rušení, případně způsobu jeho potlačení, tak tomu se budu věnovat níže, při popisu jednotlivých bloků superhetu.

### 3.1.1 Superheterodyn s vícenásobným směřováním

Pro superheterodyn je ideální, aby měl co nejvyšší mezifrekvenční kmitočet, tím se zvětšuje vzdálená selektivita. Pro zlepšení blízké selektivity je třeba, aby byl mezifrekvenční kmitočet co nejnižší. Klasický superheterodyn nemůže tyto dva rozdílné požadavky splnit

U superhetu s dvojitým směřováním je první mezifrekvence co nejvyšší (MHz), což potlačuje zrcadlový signál a druhá mezifrekvence bývá co nejmenší (Hz až kHz), což zlepšuje blízkou selektivitu.

---

## 4 Bloky heterodynního přijímače

V této kapitole se budu věnovat jednotlivým stavebním blokům heterodynního přijímače, konkrétně superhetu. Blokové schéma, ze kterého budu vycházet je výše na Obr. 3.1.

Jednotlivé obvody bloky spojené za sebou se vzájemně téměř neovlivňují, jestliže jsou výstupní impedance předchozího bloku vzhledem ke vstupním impedancím následujících obvodů zanedbatelné.

### 4.1 Vstupní obvody rádiových přijímačů <sup>(2)</sup>

Vstupní obvod je obecně čtyřpól, jeho vstup je tvořen například anténou a výstup prvním aktivním stupněm přijímače (vř zesilovač, směšovač). Jedná se o pasivní rezonanční soustavu složenou z prvků se soustředěnými parametry  $L$  a  $C$  (pro metrové a delší vlny) nebo z prvků s rozprostřenými parametry (pro decimetrové a krátké vlny).

Hlavním úkolem vstupního obvodu je přenos užitečného signálu například z antény a současné potlačení parazitních signálů.

#### 4.1.1 Antény

Antény se využívají na výstupu vysílacích obvodů, nebo na vstupu obvodu přijímačích a dělí se na:

- **Vyladěné antény**

Využívají se u přijímačů s úzkým pásmem přeladování. Jedná se především o antény ve VKV a UKV pásmu.

- **Nevyladěné antény**

To jsou antény přijímačů s velkým pásmem přeladění. Jedná se například o drátové nebo magnetické antény přijímačů KV, SV a DV pásma.

Není-li jasné, s jakou anténou bude přijímač pracovat, tak se pro srovnání vlastností použije tzv. standartní anténa.

Dle konstrukce se antény dále dělí na drátové, rámové, feritové parabolické, smyčkové antény a vertikální zářič.

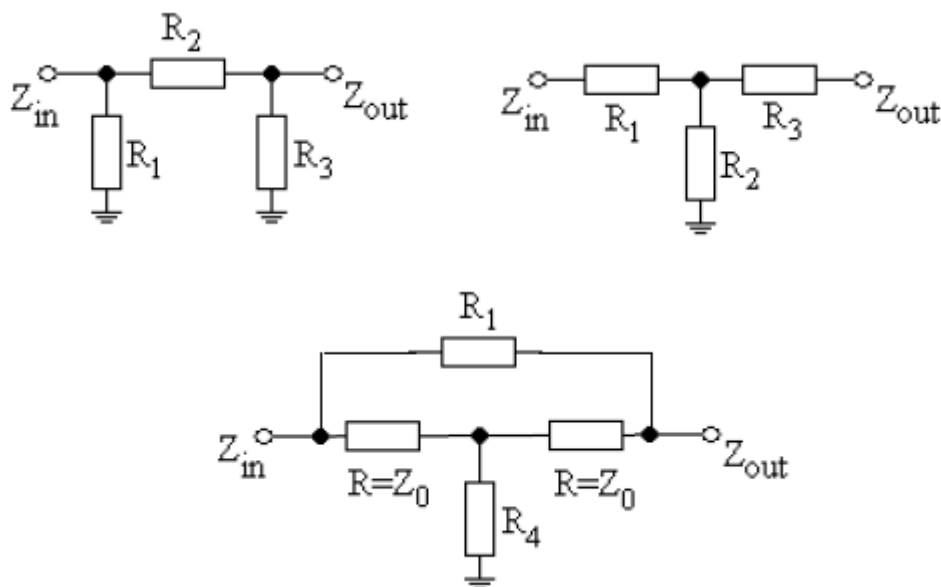
#### 4.1.2 Mikrofony

Mikrofon slouží pro příjem signálu (obecně senzor) a jeho funkce spočívá ve změně akustického signálu na signál elektrický. Popis možných mikrofonů a jeho výběru k dané aplikaci je popsán v praktické části.

#### 4.1.3 Útlumové články

Signál přijatý anténou je nutné dále odfiltrovat, abychom odstranili nežádoucí složky a dále zesílit na úroveň dostatečnou pro další zpracování. K těmto účelům se využívají pásmové propusti, útlumové články a vysokofrekvenční předzesilovač, nazývaný také preselektor, který je také popsán níže.

Útlumové články, též nazývané atenuátory, slouží k zeslabení vstupního signálu na úroveň, kdy je potlačeno intermodulační zkreslení. Příklady zapojení nejčastěji používaných útlumových článků jsou na Obr. 4.1:



Obr. 4.1: Pasivní útlumové články PI, T a přemostěný T-článek

Útlumové články lze řadit za sebou do kaskády. Zařazením přepínačů mezi jednotlivé články je potom možno útlum měnit.

#### 4.1.4 Kmitočtové filtry

Filtry využíváme všude, kde je třeba vymezit pásmo signálu, tudíž zlepšit selektivní vlastnosti. Jsou to lineární součástky, které propouštějí některé kmitočtové složky signálu bez útlumu (propustné pásmo), kdežto jiné kmitočtové složky potlačují (nepropustné pásmo). Jsou hojně využívány v radiotechnice, elektroakustice v měřicí a regulační technice atd.

Při jeho návrhu postupujeme dle toho, k čemu je filtr využíván. Je třeba zvolit řád filtru a některou z aproximací. Mezi základní druhy aproximací patří Čebyševova, Butterworthova, Besselova. Jednotlivé typy aproximací se liší především zvlněním a strmostí.

Podle účelu lze vybrat z filtrů realizovaných pomocí diskrétních prvků, integrovaných bloků, nebo číslicové filtry. Záleží pouze na aplikaci použití filtru. Jako příklad jmenuji třeba RC filtry, RLC, mikrovlnné, ARC, ASC, elektromechanické, filtry s SAW, CCD filtry a tak dále.

Jak již jsem psal, filtry je možno použít k různým účelům. Mezi základní typy patří selektivní filtry, korekční filtry a fázovací obvody. Já jsem ve své práci využíval pouze selektivní vlastnosti filtrů. Tyto filtry se dále dělí podle rozložení propustného a nepropustného pásma na filtry typu DP, HP, PP a PZ.

---

## 4.2 Linearizované vysokofrekvenční zesilovače <sup>(4)</sup>

Zesilovače jsou jedním z nejčastěji se vyskytujících obvodů v radioelektronice. Jejich využití je široké, vyskytují se ve vysílačích a přijímačích rádiových komunikačních systémů. Dále v oblasti radioelektronických měřících přístrojů a bývají součástí spotřební elektroniky i vysokofrekvenčních účelových zařízení.

Tyto zesilovače jsou určeny k zesilování malých signálů a pracují v třídě A v podkritickém režimu. Patří mezi ně preselekční vstupní vysokofrekvenční zesilovače a mezifrekvenční zesilovače.

Vysokofrekvenční zesilovače se dle šířky přenášeného pásma dělí na úzkopásmové a širokopásmové. Úzkopásmové zesilovače mají poměr šířky pásma B ku střednímu kmitočtu  $f_0$  menší než 10% středního kmitočtu (4.1).

$$\frac{B}{f_0} < 0,1f_0 \quad (4.1)$$

Naopak u širokopásmových zesilovačů platí (4.2).

$$\frac{B}{f_0} > 0,1f_0 \quad (4.2)$$

Širokopásmové zesilovače se zpravidla využívají pro fixní kmitočtový rozsah, naopak úzkopásmové se realizují také jako přeladitelné.

Dále se tyto zesilovače dělí podle zpracovaných napětových (výkonových) úrovní na nízkoúrovňové a výkonové zesilovače. Využití nízkoúrovňových zesilovačů bývá například ve vstupních obvodech rádiových přijímačů. Výkonové se naopak využívají v koncových stupních rádiových vysílačů, nebo pro průmyslový ohřev.

Jako aktivní prvky zesilovačů bývají využívány především tranzistory. V oblasti velmi velkých vysokofrekvenčních výkonů jsou však stále využívány vakuové elektronky. V oblasti prahových signálů se používají kvantové zesilovače typu maser. Ovšem neustálý vývoj tranzistorů stále vytlačuje ostatní aktivní prvky do pozadí díky svým parametrům. Zásadní předností polovodičových prvků je extrémně vysoký stupeň integrace díky monolitické technologii integrovaných obvodů.

Základní funkce zesilovače v superheterodynu jsou rozděleny mezi vysokofrekvenční díl a mezifrekvenční zesilovač takto:

### 4.2.1 Vstupní vysokofrekvenční zesilovač

Tyto zesilovače bývají umístěné, jak napovídá název, na vstupech přijímačů. Vysokofrekvenční díl přijímače určuje selektivnost proti zrcadlovému kmitočtu a ostatním parazitním příjmům, šumové vlastnosti přijímače a mezní citlivost (pokud obsahuje zesilovací prvek), zabraňuje pronikání signálu místního oscilátoru do antény a vybírá žádaný kmitočet a přenáší jej do pásma propustnosti MF zesilovače

---

## 4.2.2 Mezifrekvenční zesilovač

Mezifrekvenční zesilovače se umísťují v rádiových obvodech zpravidla za směšovačem. Oproti vstupním zesilovačům zesilují užší pásmo. Tyto zesilovače zpracovávají pouze mezifrekvenční kmitočty, na který je naladěn vstupní signál. Bývá zde soustředěna největší část zesílení přijímače.

Mezifrekvenční zesilovač určuje tvar a šířku přenášeného pásma, selektivnost a potlačení rušivého příjmu ze sousedních kanálů a podílí se na celkovém zesílení signálu před demodulátorem

V mezifrekvenčním zesilovači lze zařadit do kaskády větší množství laděných obvodů a zesilovacích prvků, a tím dosáhnout potřebného zesílení i selektivnosti.

## 4.3 Směšovač <sup>(5)</sup>

Jedná se o nelineární obvod, ve kterém dochází k přeměně vstupního signálu o kmitočtu  $f_s$  na mezifrekvenční kmitočet  $f_{mf}$ . Tento blok, který se také nazývá měnič kmitočtu, se skládá místního (heterodynního) oscilátoru generujícího oscilační signál  $f_o$  a z vlastního směšovače. Přenos směšovače je řízen okamžitou amplitudou oscilátorové injekce. Ve směšovači se ze vstupního a oscilátorem generovaného signálu získává mezifrekvenční signál. Transformace na mezifrekvenční kmitočet probíhá bez změny informace signálu. Požadavkem na tento mezifrekvenční signál je, aby byl konstantní. To znamená, že se změnou signálu  $f_s$  musí současně dojít ke změně signálu  $f_o$ .

Součástí směšovače bývá i výstupní pasivní filtr, potlačující nežádoucí směšovací produkty, případně i další filtry umístěné ve zbývajících branách. Tím je zajištěna vysoká selektivita výstupního signálu. Pro vstupní signál se také používá zkratka RF (Radio Frequency), pro signál lokálního oscilátoru zkratka LO (Local Oscillator) a pro mezifrekvenční signál zkratka IF (Intermediate Frequency).

Výstupní mezifrekvenční signál pak bývá ve tvaru (4.3).

$$IF = mRF \pm nLO \quad (4.3)$$

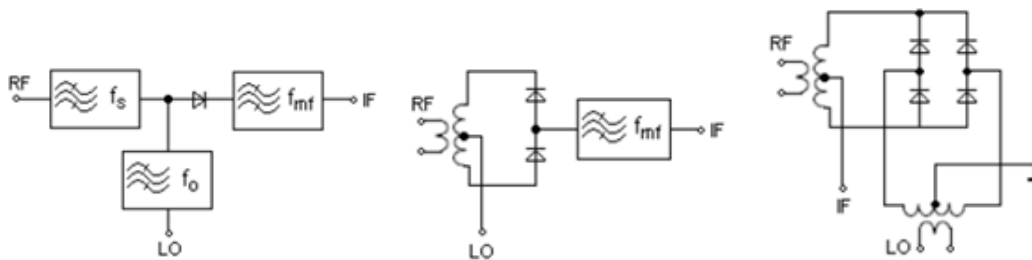
Výstup ze směšovače bývá dán součtem, nebo rozdílem vstupních signálů. Přičemž v prvním případě se jedná o up-convertor (rádiové přijímače) a v druhém o down-convertor (rádiové vysílače).

Jestliže budeme uvažovat (4.3), kde  $m$  a  $n$  jsou koeficienty, tak součet absolutních hodnot koeficientů dává řád směšovacího produktu a seřadíme-li koeficienty se znaménkem, dostaneme vid směšovacího produktu.

### 4.3.1 Rozdělení

Směšovače lze rozdělit dle několika hledisek. Jedním z nich je použitý směšovací prvek. Můžou jim být Diody, diskrétní bipolární tranzistory, tranzistory FET, nebo již zabudované integrované obvody. Každý směšovací prvek má výhodnější vlastnosti pro různé aplikace. Například diodové směšovače jsou výhodné pro použití v oblasti kmitočtů několik desítek GHz a mají velký dynamický rozsah.

Dále se směšovače dělí podle symetrie obvodové konfigurace na asymetrické, vyvážené a dvojitě vyvážené. Příklady zapojení těchto typů jsou na Obr. 4.2:.



Obr. 4.2: Asymetrický, jednoduchý vyvážený a dvojitě vyvážený směšovač

Poslední dělení, které zde uvedu je podle principu, který se uplatňuje při směšování. Z tohoto hlediska se směšovače dělí na aditivní a multiplikativní.

Aditivní směšovače jsou směšovače s nelineárním odporem (varistorem), na který se přivádí součet vstupního a oscilačního signálu. Jedná se o směšovače s jedinou diodou, s jediným bipolárním tranzistorem a s tranzistorem FET. U tohoto druhu směšovačů vzniká řada směšovacích produktů, které se odfiltrují, a vybere se pouze potřebný signál. K vytvoření užitečného signálu je nutné, aby charakteristika směšovacího prvku měla zakřivení alespoň 2. Stupně.

Multiplikativní směšovače jsou tvořené analogovým násobičem. Nejjednodušší směšovače tohoto typu využívají jako směšovací „násobící“ prvek např. dvojhradlový tranzistor FET. K multiplikativním směšovačům potom náleží většina směšovačů s monolitickými integrovanými obvody. U multiplikativních směšovačů bývá výstupní signál méně rušen nežádoucími složkami směšování.

#### 4.3.2 Základní parametry

- Dvojbranové a šumové parametry

Všechny směšovače lze popsat vhodnými malosignálovými dvojbranovými parametry, které se nazývají směšovací parametry. Tyto parametry lze definovat obdobně jako u zesilovačů, pouze na vstupu se uvažuje signál se vstupním kmitočtem  $f_s$  a na mezifrekvenčním výstupu signál s kmitočtem  $f_{mf}$ .

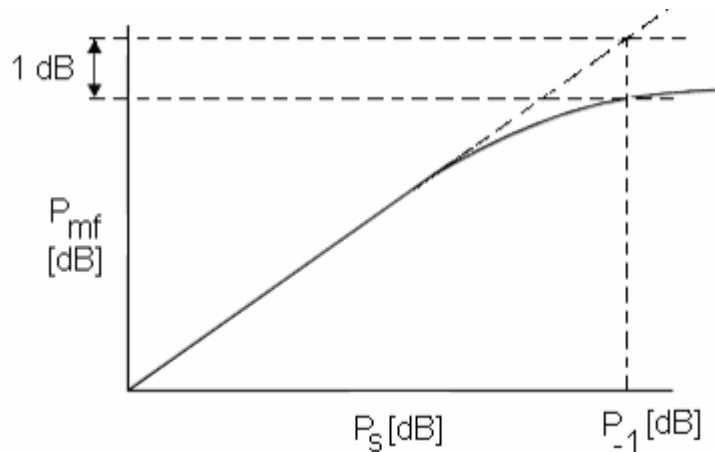
Máme-li k dispozici směšovací čtyřpólové parametry určitého směšovače, je možné pomocí nich vyjádřit jeho základní parametry. Jedná se o směšovací (konverzní) zesílení  $A_{pc}$  (nebo směšovací ztráty  $L_c = 1/A_{pc}$ ), vstupní a výstupní admitance, přenosová admitance apod. Definice a početní vztahy těchto veličin jsou potom obdobné jako u běžných lineárních dvojbranů.

Obdobně jako u lineárních dvojbranů lze šumové parametry směšovače popsat vhodnou soustavou čtyř směšovacích šumových parametrů. Tyto parametry jsou závislé na parametrech samotného směšovače a na úrovni oscilačního signálu. S pomocí těchto parametrů lze vyjádřit směšovací šumový činitel směšovačů  $F_c$ , z něho se lze stanovit směšovací šumové číslo  $F_c$ [dB], efektivní směšovací šumová teplota  $T_{efc}$ , směšovací míra šumu  $M_c$  atd. Je třeba taky uvažovat šum zdroje signálu, který může vnikat do mezifrekvenčního zesilovače nejen kanálem užitečného signálu  $f_s$ , ale i parazitními kanály odpovídajícími především zrcadlovému kmitočtu  $f_z$  a třeba i mezifrekvenci  $f_{mf}$ . Z toho důvodu rozlišujeme u směšovačů jednokanálové šumové číslo  $F_{SSB}$  a dvoukanálové šumové číslo  $F_{DSB}$ .

- Rušivé odezvy a dynamický rozsah

Jak již jsem v této práci zmínil, tak ve směšovacích se kromě samotného užitečného signálu vytváří další nežádoucí produkty směšování, označované též jako nežádoucí rušivé odezvy. Tyto nežádoucí produkty vznikají z harmonických určitých vstupních signálů  $f_s$  a z harmonických oscilátoru  $f_o$ . Jejich kmitočty, nacházející se ve jmenovitém mezifrekvenčním pásmu, lze zjistit ze vztahu (4.3), kde  $m$  a  $n$  jsou celá čísla. Tyto rušivé odezvy lze potlačit použitím filtrů v branách směšovače. Zde jsou výhodné dvojitě vyvážené směšovače, které umí automaticky tyto odezvy potlačit v případě, že koeficienty  $m$  nebo  $n$  (případně oba) jsou sudé. Většina jednoduše vyvážených směšovačů dokáže potlačit pouze některé z těchto odezev. Teoreticky lze realizovat směšovače potlačující rušivé odezvy pro liché koeficienty, ale v praxi se nepoužívají, jelikož přitom obvykle dochází také k potlačení užitečné mezifrekvenční odezvy.

Důležitou charakteristikou směšovačů je dynamický rozsah, který lze vyjádřit grafem, viz. Obr. 4.3. Na vodorovnou osu se vynáší úroveň vstupního vysokofrekvenčního výkonu  $P_s$  a na svislou osu úroveň mezifrekvenčního výkonu  $P_{mf}$ . V grafu je zobrazena především užitečná mezifrekvenční složka  $f_{mf}$ , vznikající z požadovaného vstupního signálu  $f_s$  a oscilačního signálu  $f_o$ . Tato mezifrekvenční složka je při nižších vstupních úrovních vyjádřena lineární závislostí, ale při vyšších úrovních se začíná od lineárního průběhu odchylovat. Hranice mezi oběma oblastmi je dána výkonem  $P_{-1}$ , při němž dochází ke zvětšování konverzních ztrát o 1 dB oproti hodnotě při malých signálech. Tento výkon  $P_{-1}$  ohraničuje dynamický rozsah směšovače shora. Do diagramu je možno zakreslit i šumové pozadí směšovače, tj. jeho šumový výkon v mezifrekvenčním pásmu, který naopak ohraničuje dynamický rozsah směšovače zdola.



Obr. 4.3: Dynamický rozsah směšovače

Vyskytuje-li se na vstupu směšovače kromě užitečného signálu  $f_s$  určitý rušivý signál  $f_r$ , tak se vytváří ve směšovači nežádoucí směšovací produkt 3. řádu, určený relací  $f_h \pm (2f_s \pm f_r)$ . Jestliže se rušivý kmitočet  $f_r$  nachází v blízkosti užitečného kmitočtu  $f_s$ , tak uvažovaná dvojtónová složka třetího řádu padne těsně vedle jmenovité mezifrekvence  $f_{mf}$ , čímž působí rušení.

- Vzájemná izolace bran

Udává se v decibelech a udává poměr mezi výkonem přítomným na jedné bráně, k výkonu na jiné bráně při stejném kmitočtu. V praxi bývá důležité dosáhnout co největší izolace mezi oscilátorovou a mezifrekvenční bránou. A to z toho důvodu, aby relativně velký oscilační signál co

---

nejméně zatěžoval mezifrekvenční zesilovač. Izolace mezi oscilátorovou a vstupní bránou zabraňuje pronikání oscilačního signálu do vstupního zesilovače, nebo i do antény.

#### 4.3.3 Rušivé odezvy <sup>(2)</sup>

Jelikož vlastnosti směšovače nebývají ideální, tak může docházet k rušení vstupními signály o kmitočtech (4.4).

$$f = \frac{xf_0 - f_{mf}}{-y} \quad (4.4)$$

Především o kmitočtech

a)  $x=0, y=1$

Tzn. Na vstupu je signál o mezifrekvenčním kmitočtu, tudíž ho za směšovačem nelze oddělit od užitečného signálu. Jedná se o parazitní příjmovou cestu. Lze jí omezit pouze v tzv. preselektoru.

b)  $x=-1, y=1$

V tomto případě vzniká tzv. parazitní příjmová cesta, jejíž kmitočet je  $f_{ZRC}=f_0+f_{mf}$ . Taktéž ji lze zabránit v preselektoru. Jelikož se její kmitočet mění, tak nelze zakázat.

Tento nežádoucí kmitočet se nazývá zrcadlový kmitočet a bývá od žádaného kmitočtu vzdálen o dvojnásobek mezifrekvence.

c)  $x=-1, \pm 2, \pm 3, \dots, y=x$

Jedná se o příjem subharmonických mezifrekvence.

d)  $X=2,3,4, \dots, y=1$

Příjem na kmitočtech, které vzniknou směšováním vyšších harmonických heterodynu.

e)  $x=1, y=2,3,4, \dots$

Příjem na kmitočtech, které vzniknou směšováním vyšších harmonických signálu silné stanice.

f) Kmitočty, jejichž směšováním vznikají kombinační kmitočty vyšších řádů blízké mezifrekvenci. Na výstupu se objevují tzv. interferenční hvězdy

Zrcadlové příjmové cesty lze potlačit zvětšením selektivity preselektoru, nebo zvětšením mezifrekvence. Preselektor je složen zpravidla z preselekčního vysokofrekvenčního zesilovače a vstupního obvodu.

## 4.4 Oscilátory

Oscilátory jsou aktivní obvody schopné generovat harmonický elektrický signál. V superheterodynních přijímačích slouží ke generování harmonického napětí přiváděného do směšovače. Setkat se můžeme s pevně naladěnými, či přeladitelnými LC oscilátory, s krystalovými oscilátory a s kmitočtovými syntetizátory.



Je složen z řídicího obvodu, automatického regulátoru a ze ss napájecího zdroje. Automatický regulátor předává energii napájecího zdroje řídicímu obvodu.

Oscilátory lze rozdělit podle principu jejich činnosti do dvou skupin. A to oscilátory se zpětnou vazbou a oscilátory se záporným odporem.

#### 4.4.1 Základní parametry oscilátorů

Mezi základní parametry oscilátorů patří stabilita frekvence, přesnost frekvence a fázový šum. Tyto parametry mohou značnou měrou ovlivnit vlastnosti celého přijímače, proto se je pokusím stručně popsat.

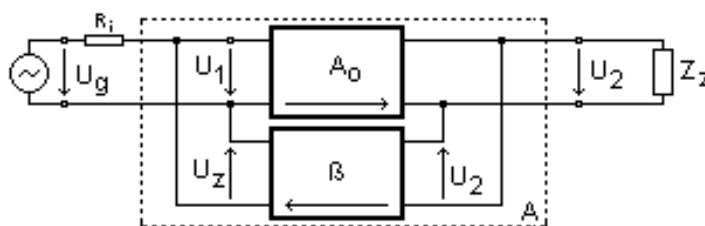
Frekvenční stabilitu lze rozdělit na dlouhodobou a krátkodobou. Obecně je stabilita označována jako velikost její změny v čase. Krátkodobá stabilita je dána různými vnějšími vlivy a jedná se pouze o krátkodobou odchylku frekvence. Jako příčiny lze označit především amplitudový a fázový šum. Dlouhodobá stabilita je závislá na dalších okolních vlivech okolního prostředí.

Fázový šum, též fluktuace fáze, může být na rozdíl od šumu amplitudového značně intenzivní. Tento šum bývá definován v kmitočtové oblasti jako poměr šumového výkonu ve vzdálenosti  $f_m$  od nosné k celkovému výkonu nosné (4.5).

$$\alpha(f_m) = \frac{P_{SSB}(f_m)}{P_S} \quad (4.5)$$

#### 4.4.2 Oscilátory se zpětnou vazbou

Tyto oscilátory jsou tvořeny zesilovačem  $A_0$ , z jehož výstupu je na vstup zavedena kladná zpětná vazba  $\beta$ . Jejich uplatnění je především v nízkofrekvenční a vysokofrekvenční technice, jelikož v těchto oblastech je možné zanedbávat parazitní obvodové prvky.



Obr. 4.4: Oscilátor se zpětnou vazbou

Aby daný obvod pracoval jako oscilátor, je třeba použít kladnou zpětnou vazbu. Také musí být splněny následující dvě podmínky:

- Amplitudová podmínka – zesílení zesilovacího prvku musí kompenzovat tlumení prvku zpětné vazby.
- Fázová podmínka – fázový posun zesilovacího prvku musí kompenzovat fázový posun členu zpětné vazby.

---

Základní typy oscilátorů se zpětnou vazbou jsou pojmenovány podle jejich vynálezců. Patří mezi ně například Meissnerův oscilátor, Armstrongův oscilátor, Hartleyův oscilátor, nebo Colpittsův oscilátor.

#### 4.4.3 Oscilátory se záporným odporem

Tyto oscilátory, které bývají nazývány taky reflexní, jsou tvořeny aktivním jednobranem, jehož impedance obsahuje zápornou činnou složku  $R_i$  a vnějším rezonančním obvodem, který udává rezonanční kmitočet. Tyto oscilátory nacházejí uplatnění na všech kmitočtech, především ve vysokofrekvenční a mikrovlnné oblasti.

Další skupinou oscilátorů jsou tzv. přeladitelné oscilátory. U nich je třeba zajistit, aby se neměnil poměr napětí ve zpětné vazbě. Tím by se narušila podmínka vzniků oscilací a oscilátor by přestal oscilovat. Jako přeladitelné oscilátory jsou známé třeba Clappův, nebo Vackářův.

Krystalové oscilátory bývají laděny na jeden konstantní kmitočet. Místo rezonančního obvodu mají zapojený krystal.

### 4.5 Demodulátor<sup>(2)</sup>

Demodulátory jsou zařízení určené k demodulaci modulovaného signálu. Tímto procesem se v přijímačích získává z přijímaného signálu signál užitečný (modulační). Demodulátory se potom rozlišují podle typu modulace a podle přenosového média.

Co se týče typu demodulace, tak se rozlišují následující typy demodulátorů:

- Demodulátory amplitudově modulovaných signálů

Základní parametry těchto demodulátorů jsou přenos modulovaného a nemodulovaného napětí, nelineární zkreslení, vstupní odpor a filtrace vysokofrekvenčního signálu.

- Demodulátory fázově modulovaných signálů

U těchto demodulátorů se porovnává fáze modulovaného a pomocného signálu. Napětí na výstupu demodulátoru je potom úměrné rozdílu obou fází. Co se týká typů používaných demodulátorů tohoto typu, tak jsou známy například fázový demodulátor s jednou diodou, vyvážený se dvěma diodami. Pro realizaci těchto demodulátorů lze využít i logické obvody, což je výhodné u pravoúhlých průběhů signálu.

- Demodulátory kmitočtově modulovaných signálů

Výstupní napětí těchto demodulátorů se úměrně mění s přijímaným kmitočtem. Hlavním parametrem těchto demodulátorů je jejich střední kmitočet, dále pak strmost demodulační charakteristiky, šířka pásma. Kmitočtových demodulátorů jsou spousty. Většinou nepoužívají přímou demodulaci, ale převedou signál na jiný způsob modulace, který demodulují.

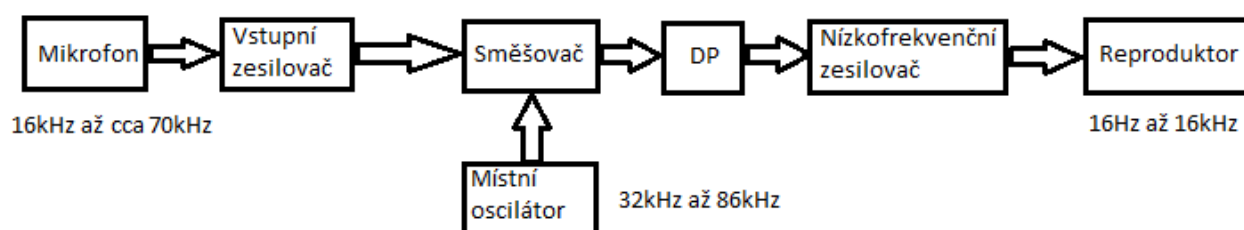
### 4.6 Audio zesilovač

Nízkofrekvenční zesilovač slouží k zesílení požadovaného nízkofrekvenčního signálu na audio výstup. Tento zesilovač zesiluje pouze slyšitelné pásmo kmitočtů, tj. přibližně 20Hz až 20kHz.

## 5 Návrh dílčích bloků kmitočtového konvertoru

Od této kapitoly se již budu věnovat především praktické části práce. V následující části popíšu návrh jednotlivých částí konvertoru a vyberu vhodné součástky pro jeho realizaci (příloha A). Součástky jsem se snažil vybírat v klasickém vývodovém provedení, jelikož SMD součástky bych neodzkoušel na nepájivém kontaktním poli.

Na obrázku Obr. 5.1 je blokové schéma navrhovaného konvertoru. Princip je následující. Ultrazvukový signál bude detekován vhodným mikrofonem. Tento signál bude zesílen k dalšímu zpracování vstupním zesilovačem. Účinnost detektoru je závislá na citlivosti a jeho vnitřním zesílení. Již zesílený signál bude postupovat do směšovače, který jej bude kombinovat se signálem místního oscilátoru. Výstupní signál ze směšovače bude následně filtrován, aby dál postupoval pouze hledaný signál v požadovaném mezifrekvenčním pásmu. Na závěr bude tento signál přes audio zesilovač přiveden na reproduktor.



Obr. 5.1: Blokové schéma konvertoru

### 5.1 Mikrofon

Příjem je realizován ultrazvukovým mikrofonem. Bylo proto třeba vybrat vhodný mikrofon pracující v oblasti kmitočtů nad 20kHz. Tyto mikrofony ovšem nejsou běžně dostupnými součástkami, takže byl výběr komplikovaný.

#### 5.1.1 Základní vlastnosti

Základní parametry mikrofonů jsou citlivost, směrovost, odstup signál-šum a přesnost přenosu.

#### 5.1.2 Typy mikrofonů

Mikrofon použitý v konvertoru musí být schopen vyzdvihnout zvuky o frekvencích přibližně od 15kHz po 120kHz. Pro danou aplikaci byly vzaty v úvahu tyto typy mikrofonů:

- **Piezo-elektrické**

Nevýhodou těchto mikrofonů je, že jsou určeny pro práci při konstantní frekvenci, např. 40kHz. Na ostatních frekvencích mají potom nízkou citlivost. Ovšem je možné změnit frekvenční odezvu přidáním cívky a rezistoru.

---

- **Elektretové (kondenzátorové) mikrofony**

Tyto mikrofony jsou také zpravidla určeny pro frekvence slyšitelné lidským uchem, s vyšším kmitočtem opět klesá citlivost mikrofonu a zhoršuje se odstup signál-šum. Přidáním zesilovače, který by při vyšších frekvencích zvyšoval citlivost, je možné tento nedostatek částečně potlačit.

U těchto kondenzátorových mikrofonů je pro funkci nezbytné elektrické pole vytvářeno nevodivou hmotou (elektretem), která je permanentně elektricky nabitá. Podle pohybu elektretové membrány se mění kapacita kondenzátoru a tím i napětí mezi jeho deskami.

Při použití elektretového mikrofonu bývá potřeba přidat rezistor (1 až 10k $\Omega$ ) ke kladnému pólu mikrofonu, přes který je přiváděno zkreslené napětí na zesilovač. Signál z mikrofonu je potom přiváděn přes kondenzátor dále, tím je zabráněno pronikání napětí signálu mikrofonu do napájení. Změna frekvence způsobuje změnu napětí. Tyto mikrofony bývají všesměrové.

- **Elektrostatické**

Tyto mikrofony mají dobrou citlivost a frekvenční rozsah, ale potřebují vysoké napájecí napětí a jsou směrové.

### 5.1.3 Výběr mikrofonu

Výběr správného mikrofonu byl docela náročný. V úvahu jsem bral různé druhy a hledal ten, který bude mít pro mou aplikaci nejlepší vlastnosti. Bohužel mikrofon, který byl téměř ideální, stáhli z nabídky e-shopu těsně, než jsem ho stihl objednat. Konkrétně se jednalo o typ SPM0204UD5 od KNOWLES ACOUSTICS. Musel jsem proto vybrat některý z již dříve vyhlídnutých mikrofonů. A rozhodl jsem se vyzkoušet následující dva mikrofony:

- **MCE-2500**

První vybraný mikrofon MCE-2500 (Obr. 5.2) má v katalogovém listu uvedenou poměrně plochou frekvenční charakteristiku do frekvence 20kHz, jelikož využití na vyšších frekvencích asi nepředpokládali. Ovšem, co jsem se dočetl, tak zisk je přibližně stejný i na vyšších frekvencích. Takže jeho použití na vyšších kmitočtech by mohlo být reálné. Jinak charakteristiku chování mikrofonu při frekvencích nad 20kHz se mi nepodařilo najít, ovšem dočetl jsem se z (6), že jeho frekvenční rozsah sahá daleko do ultrazvukového pásma. Navíc jsem tam našel tabulku, kde je srovnání některých mikrofonů. Dokonce se tam objevuje i ten, co jsem chtěl původně objednat (SPM0204UD5) a u MCE-2500 je uváděn rozsah od 20Hz do 65kHz, což je téměř stejné jako u předchozího, jen má údajně horší S/N poměr. Jedná se o elektretový typ mikrofonu



Obr. 5.2: MCE-2500

- **UST-40R**

Jako mikrofon jsem také uvažoval použití běžné ultrazvukové vložky, které jsou určeny především pro dálkoměrné aplikace a jejich pracovní kmitočet je ve většině případů dán 40kHz.

Druhý mikrofon co jsem objednal, byl tedy model UST-40R od firmy Monacor (Obr. 5.3:). Tento ultrazvukový přijímač jsem objednal na stránkách GES electronics. Jeho uváděné parametry jsou 40kHz, 5mV/Pa/1kHz, 2400pF, prům.16.0x12mm. Měl by pracovat ve vyšším frekvenčním pásmu.



*Obr. 5.3: UST-40R*

Aby bylo možno mikrofon pro uváděné pásmo přeměřit, bylo třeba sehnat také ultrazvukový vysílač. Ten jsem vybral stejného typu jako předchozí mikrofon. Jedná se o UST-40T, což je vlastně elektroakustický měnič. Pro jeho funkci bylo nutné zkonstruovat generátor kmitočtu 40kHz, který by byl schopen na kapacitní zátěži 2,4nF generovat efektivní napětí 20V pro maximální výkon. K tomu účelu jsem využil zapojení ze zdroje (7), v němž je zapojení integrovaného obvodu NE555 ve funkci multivibrátoru, který svým signálem budí ultrazvukový vysílač..

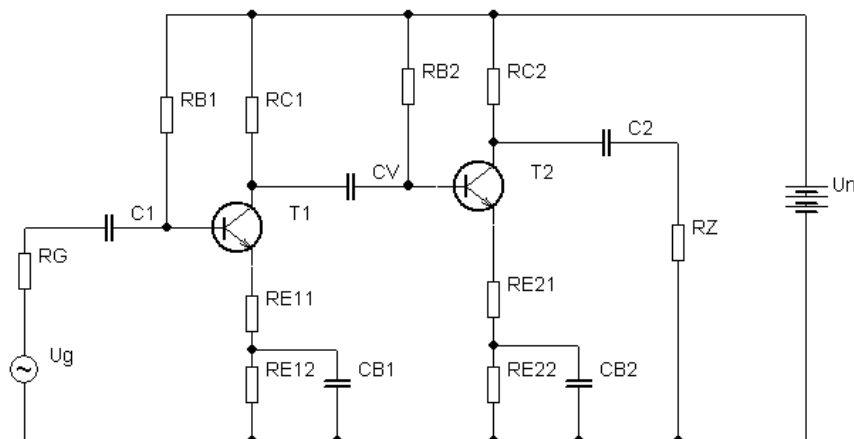
Signál z mikrofonu dále prochází přes kondenzátor C1, který oddělí stejnosměrnou složku. Maximální úroveň signálu se obvykle pohybuje přibližně na hodnotě 10mV, proto je třeba jej zesílit. K tomu účelu je použit dvoustupňový tranzistorový ultrazvukový zesilovač s celkovým zesílením 140, viz následující kapitola.

## 5.2 Dvoustupňový kmitočtový předzesilovač <sup>(8)</sup>

Jako zdroj signálu je použit mikrofon. Vstupní zesilovač by měl zpracovat celý dynamický rozsah mikrofonu, přitom zachovat přijatelné zkreslení a nízký ekvivalentní šumový odpor. Dynamický rozsah musí být volen s ohledem na ostatní komponenty. Zesilovač totiž nemůže zpracovat libovolný signál, hodně slabé signály splývají se šumem a při velkých vstupních signálech dochází k omezení výstupu konečnou hodnotou napájecího zdroje, zapojením aktivních prvků a parametry součástek. Výstupní signál z mikrofonu se pohybuje v jednotkách až desítkách mV, což je pro další zpracování slabá úroveň. Je proto nutné použít zesilovač, jenž signál upraví na požadovanou

úroveň. Potlačení rušivých signálů se dá částečně dosáhnout symetrickým zapojením mikrofonních vstupů.

Pro zesílení signálu jsem vybral dvoustupňový tranzistorový zesilovač, viz. Obr. 5.4: . Zapojení zesilovače se skládá ze dvou tranzistorů v zapojení se společným emitorem. Charakteristické znaky tohoto zapojení jsou velké napěťové a proudové zesílení, převrací fázi napětí o  $180^\circ$  a má vynikající impedanční přizpůsobení. Jedná se o zapojení ve třídě A, tj. pracovní bod je umístěn ve středu lineární části charakteristiky



Obr. 5.4: Zapojení dvoustupňového tranzistorového zesilovače

Zesílení tohoto zesilovače je dáno součinem zesílení obou stupňů, zisk (dB) je dán součtem zisků jednotlivých stupňů. Zesílení prvního stupně se volí zpravidla dvakrát větší než zesílení druhého stupně.

Propojení jednotlivých zesilovačů je řešeno kapacitní vazbou, která kmitočtově omezuje oblasti nízkých kmitočtů a odstraňuje stejnosměrnou složku. Kondenzátory totiž pro střídavý signál chovají jako kmitočtově závislý odpor, tím je zajištěna selektivita vybraného pásma.

Zisk a míra šumu zesilovače by měly být voleny s ohledem na ostatní komponenty, jako je mikrofon, směšovač atd.

#### Popis funkce:

Když není na vstupu zesilovače detekován žádný signál, tak tranzistorem prochází klidový proud, jehož velikost je dána jednotlivými rezistory. Při detekovaném signálu na vstupu se klidový proud závisle začne měnit.

Výstup prvního stupně je invertovaný (s kladným signálem se otevírá a naopak). Výstupní signál druhého tranzistoru již není proti vstupu invertovaný.

Zpětná vazba je realizována emitorovými rezistory. Jedná se o sériovou proudovou zápornou zpětnou vazbu, tzn., že zvýšení hodnoty přiváděné z výstupu na vstup způsobí snížení výstupní hodnoty a zajišťuje stabilitu. Při střídavém klidovém proudu se pro zesílení uplatní pouze rezistor, který není přemostěn kondenzátorem a slouží k nastavení zesílení. Tato zpětná vazba slouží ke stabilizaci kolektorového proudu a rozkmitání zesilovače. Součet napětí na zpětnovazebních

---

rezistorech a přechodu báze-emitor musí být konstantní. Na emitorovém rezistoru vniká protinapětí vzhledem ke změnám vstupního signálu. Tímto napětím se zmenšuje vliv změn vstupního signálu na velikost kolektorového proudu. Emitorový rezistor slouží ke kompenzaci úbytku napětí na přechodu báze-emitor vyvolanou změnou teploty. Se zvětšováním tohoto odporu se zmenšuje zesílení a vliv teplotních změn.

Hlavní nedostatek emitorového rezistoru (snížení zesílení) bývá kompenzován kapacitou zapojenou paralelně k tomuto odporu. Tato kapacita se jeví ke změnám o velmi nízkém kmitočtu jako velký odpor. Při vysokých kmitočtech se naopak jeví jako zkrat., tím je pro signály o vysokých kmitočtech potlačen vliv emitorového rezistoru.

Vazební kondenzátory v obvodu také zabraňují ovlivňování jednotlivých částí, tedy galvanicky oddělují obvody pro nastavení pracovního bodu od signálových obvodů.

### **Analýza obvodu vzhledem ke kmitočtovým charakteristikám <sup>(8)</sup>**

V oblasti dolních kmitočtů je důležité určení dolního mezního kmitočtu. V této oblasti kmitočtů se uplatní vliv vazebních kapacit a emitorových kapacit. Velikost dolního mezního kmitočtu je dána nejmenší časovou konstantou, ať už vstupní, nebo výstupní.

V oblasti středních kmitočtů je důležité zesílení. Neprojevují se zde derivační články, ani akumulární prvky. Argument ani modul přenosu nejsou kmitočtově závislé.

V oblasti horních kmitočtů je důležité zase určení horního mezního kmitočtu. Zde se opět neuplatní kondenzátory, jeví se jako zkrat. Ale projevují se dynamické kapacity.

#### **5.2.1 Návrh a výpočty**

- **Určení zesílení**

Jestliže počítáme se zesílením jako s poměrným číslem, pak je zesílení dáno součinem jednotlivých stupňů. Jestliže je zesílení dáno jako zisk [dB], pak je výsledný zisk dán součtem zisků jednotlivých stupňů. Zisk (zesílení) prvního stupně se volí zpravidla dvakrát větší než zesílení stupně druhého.

V následujících výpočtech budu potřebovat zesílení v podobě poměrného čísla, jenž zjistím z definice zisku(5.1).

$$\alpha = 20 \log A \Rightarrow A = 10^{\frac{\alpha}{20}} \quad (5.1)$$

Zvolím si zisk prvního stupně 29dB a zisk druhého stupně 14dB. Zesílení jednotlivých stupňů dle (5.1) bude pro  $A_1=28$  a  $A_2=5$ .

- **Určení hybridních parametrů:**

Pro realizaci zesilovače jsem zvolil tranzistory BC550C <sup>(9)</sup>. Hybridní parametry jsou parametry, při nichž se tranzistor uvažuje jako lineární dvojbran. Tento dvojbran lze popsat pomocí dvojice rovnic. Pro zapojení tranzistoru se společným emitorem platí (5.2) a (5.3).

$$u_{BE} = h_{11E} * i_b + h_{12E} * u_{CE} \quad (5.2)$$

$$i_C = h_{21E} * i_b + h_{22E} * u_{CE} \quad (5.3)$$

Z výše uvedených rovnic lze zjistit jednotlivé h-parametry. Například parameth  $h_{11E}$ , zjistíme tak, že v první rovnici dosadím  $u_{CE} = 0$ .

Jelikož  $i_C = 3,6\text{mA}$ ,  $u_{BE} = 0,62\text{V}$ ,  $i_b = \left(\frac{i_C}{h_{FE}}\right) * 3 = \left(\frac{0,0036}{330}\right) * 3 = 33\mu\text{A}$ ,  $u_{CE} = 4,5\text{V}$ , potom hybridní parametry vyšly:

$$h_{11E} = 19375\Omega$$

$$h_{12E} = 0,138$$

$$h_{21E} = 109$$

$$h_{22E} = 0,0008\text{S}$$

Hodnoty  $u_{BE}$  a  $h_{FE}$  jsem zjistil z katalogového listu, hodnoty  $i_C$  a  $u_{CE}$  jsem zjistil výpočtem níže.

- **Návrh druhého stupně**

Velikost kolektorového rezistoru  $R_{C2}$  se volí na základě požadovaného výstupního odporu, a to tak, aby byl menší než výstupní odpor. Což je vstupní odpor směšovače. Proto jsem zvolil velikost tohoto odporu  $1\text{k}\Omega$ .

Jelikož znám napájecí napětí, tak jsem zvolil napětí mezi kolektorem a emitorem tranzistoru T2  $U_{CE}$  jako polovinu napětí napájecího.  $U_{CE} = U_{CC}/2 = 4,5\text{V}$ .

Na zpětnovazebních rezistorech se volí napětí odpovídající desetině napájecího napětí, což v mém případě je  $0,9\text{V}$ . Napětí na rezistoru  $R_{C2}$  se zjistí pomocí 2. Kirchhofova zákona a bude mít podle (5.4) velikost  $3,6\text{V}$ .

$$U_{C2} = U_N - \frac{U_N}{2} - \frac{U_N}{10} \quad (5.4)$$

Klidový proud se určí podle Ohmova zákona (5.5), jeho hodnota potom vyjde  $3,6\text{mA}$ .

$$I_{C2} = \frac{U_{C2}}{R_{C2}} \quad (5.5)$$

Rezistor  $R_{E21}$  jsem zjistil ze vztahu pro zesílení (5.6), kde  $R_{CX2}$  je paralelní kombinace rezistoru  $R_{C2}$  a zatěžovacího odporu  $R_Z$ . Velikost odporu potom vyšla  $120\Omega$ .

$$A_2 = \frac{R_{CX2}}{R_{E21}} \quad (5.6)$$

Dále určím napětí na rezistoru  $R_{E22}$  tím, že odečtu napětí na rezistoru  $R_{E21}$  od celkového napětí na zpětnovazebních rezistorech. Toto napětí vyjde dle (5.7)  $0,468\text{V}$ .

$$U_{RE22} = \frac{U_N}{10} - U_{RE21} = 0,9 - R_{21} * I_{C2} \quad (5.7)$$



Velikost odporu rezistoru  $R_{E22}$  bude podle Ohmova  $130\Omega$ . Tento rezistor jsem v zapojení přemostil blokovacím kondenzátorem  $C_{B2}$ . Tím se zajišťuje, že se neuplatní při nastavení zesílení, ale bude pouze stabilizovat pracovní bod.

Napájecí napětí musí být dáno součtem napětí na rezistoru  $R_{C2}$ , tranzistoru a zpětnovazebních rezistorech. Což souhlasí, jelikož  $U_{RC2} + U_{CE} + \frac{U_N}{10} = 3,6 + 4,5 + 0,9 = 9V$ .

Napětí na bázevém rezistoru  $R_{B2}$  se určí dle 2. Kirchhoffova zákona. Tedy od napájecího napětí odečtu napětí na zpětnovazebních rezistorech a napětí na přechodu báze emitor.  $U_{RB2}$  potom vyjde  $7,48V$ .

Proud se vypočítá pomocí proudového zesilovacího činitele  $h_{21a}$  klidového kolektorového proudu (5.8). Jeho hodnota bude  $33\mu A$ .

$$I_{B2} = \frac{I_{C2}}{h_{21}} \quad (5.8)$$

Velikost odporu rezistoru  $R_{B2}$  podle Ohmova zákona bude  $226k\Omega$ . Do báze lze zařadit do série s rezistorem potenciometr, kterým se pak přesně nastaví pracovní bod.

- **Návrh prvního stupně**

Výpočty návrhu prvního stupně jsou obdobné jako u stupně druhého, proto je už moc nebudu rozepisovat.

Zatěžovací odpor prvního stupně tvoří vstupní odpor stupně druhého. Ten je určen paralelní kombinací bázevého odporu  $R_{B2}$  a vstupního odporu tranzistoru, který se vypočítá pomocí parametrů  $h$  tranzistoru druhého stupně.

Vstupní odpor tranzistoru se vypočítá dle vztahu (5.9), kde  $R_{CX2}$  je vypočteno výše a  $\Delta h = h_{22} \cdot h_{11} - h_{21} \cdot h_{12}$ . Po výpočtech vstupní odpor tranzistoru bude  $13,3k\Omega$ .

$$r_{vst2} = \frac{h_{11} + \Delta h R_{CX2}}{1 + h_{22} R_{CX2}} \quad (5.9)$$

Celkový vstupní odpor potom dle (5.10) bude  $12,5k\Omega$ .

$$R_{vst2} = \frac{r_{vst2} * R_{B2}}{r_{vst2} + R_{B2}} \quad (5.10)$$

Pro určení kolektorového proudu rezistoru  $R_{C1}$  so zvolím klidový proud  $I_{C1} = 1,5mA$ . Klidový proud prvního stupně je menší z důvodu menšího rozkmitu signálu než u druhého stupně. Rozložení napětí bude stejné jako u druhého stupně a dle Ohmova zákona (5.11) bude velikost kolektorového rezistoru prvního stupně  $2,4k\Omega$ .

$$R_{C1} = \frac{U_{RC1}}{I_{C1}} \quad (5.11)$$

Výpočet zpětnovazebních rezistorů  $R_{E11}$  a  $R_{E12}$  je obdobný jako u stupně druhého. Velikost  $R_{E11}$  vyjde  $75\Omega$  a  $R_{E12}$  potom bude  $525\Omega$ . Rezistor  $R_{E12}$  jsem opět přemostil blokovacím kondenzátorem.

Napětí bázevého odporu  $R_{B1}$  bude stejné jako napětí na rezistoru  $R_{B2}$ . Proud se opět vypočítá pomocí proudového zesilovacího činitele  $h_{21}$  a klidového kolektorového proudu. Velikost bázevého odporu prvního stupně nakonec vyjde  $560k\Omega$ .

Do báze lze zase zařadit do série s rezistorem potenciometr, kterým se pak přesně nastaví pracovní bod.

- **Návrh blokovacích kondenzátorů  $C_B$**

Obecně by blokovací kondenzátory měly být větší, než  $\frac{h_{21}E}{2*\pi*f_d*(h_{11}E+R_i)}$ , kde  $R_i$  je vnitřní odpor zdroje signálu.

Pro výpočet kapacity blokovacího kondenzátoru  $C_{B1}$  jsem použil vztah (5.12), kde  $h_{21}$  je proudový zesilovací činitel,  $f_d$  je dolní frekvence kmitočtového pásma zesilovače a odpor  $R_1$  je paralelní kombinací bázevého odporu, kolektorového odporu a výstupního odporu určeného z hybridních parametrů tranzistoru.

$$C_{B1} = \frac{h_{21}}{2\pi f_d R_1} \quad (5.12)$$

Nejprve jsem určil výstupní odpor za vztahu (5.13), kde  $R_G$  je vnitřní odpor signálového zdroje a budu jej uvažovat  $600\Omega$ . Hodnoty výstupního odporu vyšla  $22k\Omega$ .

$$R_{výst.1} = \frac{h_{11} + R_G}{\Delta h + R_G h_{22}} \quad (5.13)$$

Odpor  $R_1$  tedy bude dle (5.14)  $2,2k\Omega$

$$\frac{1}{R_1} = \frac{1}{R_{b1}} + \frac{1}{R_{C1}} + \frac{1}{R_{výst.1}} \quad (5.14)$$

Nakonec kapacita kondenzátoru vyšla dle výše uvedeného vzorce (5.12)  $402nF$ . Z řady E12 jsem zvolil hodnotu  $C_{B1} = 470nF$ .

Při výpočtu blokovacího kondenzátoru  $C_{B2}$  jsem postupoval obdobně jako v předchozím případě. Jenom hodnota odporu  $R_G$  je výstupní odpor prvního stupně, neboť se pro druhý stupeň chová jako signálový zdroj. Hodnota  $C_{B2}$  vyšla  $959nF$ , podle řady E12  $1\mu F$ .

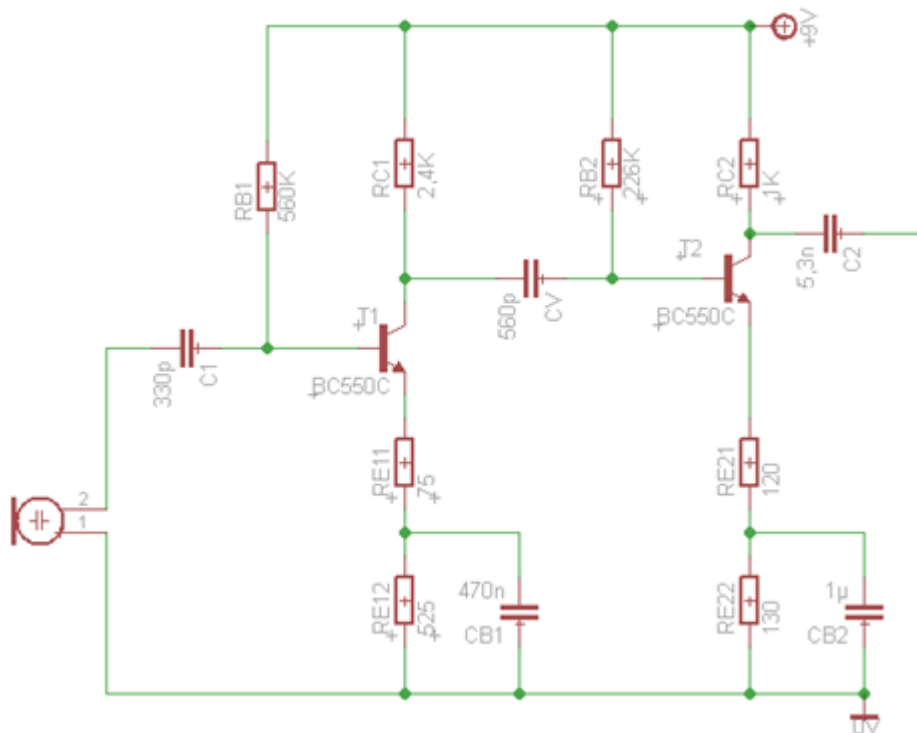
- výpočet vazebního kondenzátoru  $C_V$

Pro vazební kondenzátory platí vztah (5.15)

$$C_V = \frac{1}{2 * \pi * f_d * R} \quad (5.15)$$

Odpor  $R$  je dán součtem výstupního odporu prvního stupně a vstupního odporu druhého stupně. Vstupní odpor jsem již vypočetl výše a výstupní odpor prvního stupně se vypočítá jako paralelní kombinace výstupního odporu tranzistoru a kolektorového odporu  $R_{C1}$ . Velikost vazebního kondenzátoru  $C_V$  bude po dosazení do (5.15) 542pF. Z řady E12 byla vybrána hodnota 560pF.

Výsledné schéma zapojení i s hodnotami jednotlivých součástek je na Obr. 5.5: Navrhnutý zesilovač níže.



Obr. 5.5: Navrhnutý zesilovač

### 5.3 Oscilátor

Lokální oscilátor je nastaven tak, aby se jeho výstupní kmitočet pohyboval v blízkosti vstupního ultrazvukového signálu. Tedy kmitočet lokálního oscilátoru by měl být proměnlivý a současně měl stálou amplitudu.

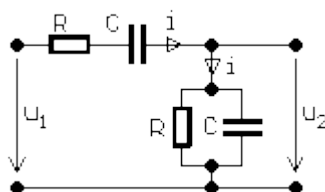
Je třeba navrhnout oscilátor, aby jeho mezifrekvenční kmitočet byl pod hranicí 16kHz. Bude se tedy jednat o RC oscilátor o kmitočtu 30kHz až 100kHz s pevnou amplitudou.

Co se týče výběru oscilátoru, uvažoval jsem zase několik alternativ. Jednou byl napětím řízený oscilátor (VCO) ve fázovém závěsu (PLL) v podobě integrovaného obvodu 74HC4046, nebo LM567.

Další bylo zapojení dvou operačních zesilovačů jako generátoru trojúhelníkových kmitů. První zesilovač byl zapojen jako Schmittův klopný obvod a druhý jako integrátor, jenž převáděl obdélníkový signál na trojúhelníkový. Na závěr byla zařazena dolní propust pro potlačení vyšších harmonických. Nakonec jsem ale zvolil zapojení oscilátoru s Wienovým článkem.

### 5.3.1 Oscilátor s Wienovým článkem <sup>(5)</sup>(10)

Wienův článek je pásmová propust 2. řádu a má nejmenší velikost napěťového přenosu vzhledem k ostatním RC článkům. Z toho důvodu se taky používá ve zpětné vazbě zesilovačů při realizaci oscilátorů. Wienův člen (Obr. 5.5) je obecně čtyřpól, jehož přenos je přenosem impedančního děliče. Jedna impedance je tvořena sériovou kombinací RC a druhá zase paralelní kombinací RC prvků.



Obr. 5.6: Wienův člen

Jedná se o oscilátor složený z řízeného zesilovače a pásmové propusti RC realizovanou Wienovým článkem. Ten je charakteristický kmitočtově závislým přenosem a fázovým posuvem. Oba dva bloky oscilátoru po spojení splňují komplexní oscilační podmínku., kterou lze rozložit na amplitudovou a fázovou podmínku. Dalšími důležitými bloky bývají detektor amplitudy a filtr typu DP, jehož výstupní signál řídí zesílení zesilovače pro splnění amplitudové podmínky a stabilizaci amplitudy. S rostoucí amplitudou klesá zesílení zesilovače a pracovní bod regulace se nastaví na zesílení, při kterém je splněna amplitudová podmínka vzniku oscilací. Mezní kmitočet DP musí být 100krát menší než kmitočet oscilační, což zajistí setrvačné řízení amplitudy a zabrání zkreslení signálu.

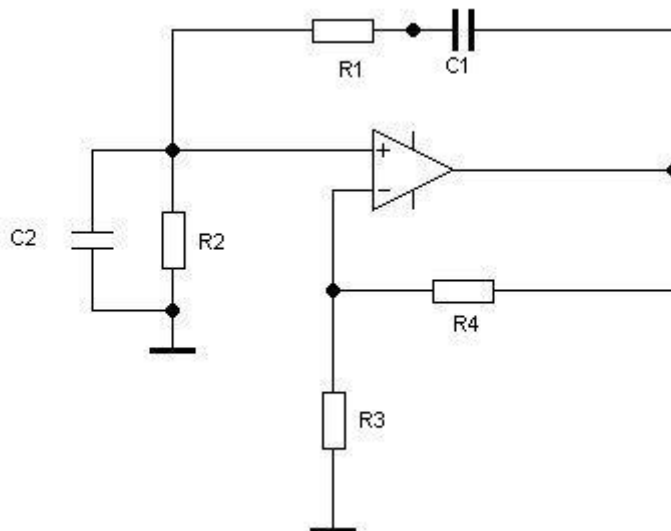
Největší přenos ( $A=1/3$ ) má tento člen na kmitočtu (5.16). Na ostatních kmitočtech se přenos zmenšuje. Wienův člen je zapojen v kladné větvi OZ, v záporné větvi je obvod stabilizace amplitudy, jehož zesílení je nastaveno na hodnotu blízkou  $A=3$ . Tímto zesílením je kompenzován útlum Wienova článku. Zesílení je třeba nastavit s co největší přesností, jinak se oscilátor nerozkmitá, nebo bude signál značně zkreslen. Zpětná vazba tudíž musí být závislá na velikosti signálu. Při malém signálu se zvětší zesílení OZ a s ním i amplituda kmitů, při velkém výstupním signálu se naopak zesílení zmenší.

$$f = \frac{1}{2\pi RC} \quad (5.16)$$

Se zesílením stoupá hodnota činitele jakosti  $Q$  a po překročení mezního zesílení  $A_0$  (meze oscilací, nekonečné  $Q$ ) se obvod rozkmitá. Další zvyšování zesílení vede na klesající zápornou hodnotu  $Q$  a odpovídající vzestup amplitudy, jenž je omezen nelineární limitací zesilovače.

Pro obvody s nižším zkreslením se využívají doplňkové obvody pro stabilizaci amplitudy. Stabilizace amplitudy se jinak používá převážně u přeladitelných obvodů, jelikož dochází k nestabilitě hodnot ladících prvků.

Na Obr. 5.7 je potom zjednodušené schéma oscilátoru s Wienovým článkem. Především obvod stabilizace amplitudy je tady pro názornost zjednodušen.



Obr. 5.7: Zjednodušené schéma oscilátoru s Wienovým článkem

Kmitočet oscilátoru je dán vztahem (5.17)

$$\omega = \frac{1}{RC} \quad (5.17)$$

Vztah pro odpory kladné zpětné vazby je dán vztahem (5.18)

$$R_4 = 2 * R_3 \quad (5.18)$$

Jestliže není splněn vztah odporů zpětné vazby, tak budou mít kmity klesající, nebo vzrůstající amplitudu. Rezistor R3 se proto v praxi nahrazuje složitějším obvodem. Obvodů stabilizace amplitudy je mnoho druhů, proto uvedu alespoň ty nejzákladnější:

- JFET
- Termistor
- Žárovka = nejznámější a nejjednodušší
- Fotoodpor řízený diodou LED
- Integrované řízené zdroje proudu – OTA
- Dvojice antiparalelně zapojených diod

Důležité při výběru oscilátorů je také jejich harmonické zkreslení. Toto zkreslení bývá dáno v základní oblasti nelinearitou obvodu pro regulaci zesílení. U nízkých kmitočtů dochází ke zvýšení

---

zkreslení vlivem klesající účinnosti filtrace regulačního signálu. Při vyšších kmitočtech dochází k růstu zkreslení aktivních prvků.

### 5.3.2 Návrh a výpočty

Hlavní část obvodu je tvořena operačním zesilovačem TL071<sup>(11)</sup>, na jehož kladné zpětné vazbě je připojen obvod Wienova članku.

Na záporné zpětné vazbě je obvod stabilizace amplitudy pomocí dvou antiparalelně zapojených diod. Zesílení je nastaveno vhodnou kombinací odporů RS3 a RS4. K rezistoru RS3 jsou připojeny antiparalelně zapojené diody, vlivem jejich nelinearity je dosaženo stálé amplitudy výstupního signálu a malého nelineárního zkreslení.

Napájení obvodu je nesymetrické. Pomocí rezistorů R1, R2 a operačního zesilovače je nastavena a vyvážena virtuální nula. OZ jsem zvolil LF356<sup>(12)</sup> zapojený jako neinvertující zesilovač se zesílením 1. Na kladný vstup je přivedeno napětí procházející děličem R1 a R2, jejichž hodnoty jsou shodně 10kΩ. Stejně napětí je pak i na výstupu OZ, tzv. virtuální nula, ale má lepší vlastnosti, jelikož OZ se chová jako tvrdý zdroj napětí. Kondenzátor C3 o hodnotě 1μF, který je paralelně k R2, slouží k blokování virtuální nuly.

Pro ladění je použit tandemový potenciometr, jehož změnou se nastavuje rezonanční kmitočet dle vztahu (5.17).

- Wienův člen

Jak již jsem výše zmiňoval, pro nastavení frekvence oscilátoru slouží tzv. Wienův šlen zapojený v kladné větvi operačního zesilovače. Frekvence oscilací je dána vzorcem (5.19), jenž je odvozen z výše uvedeného vztahu (5.17).

$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC} \quad (5.19)$$

Pro střed pásma  $f_0 = 68\text{kHz}$  zvolím  $R = 10\text{k}\Omega$ , potom kapacita dle (5.20) bude 234pF.

$$C = \frac{1}{2\pi f_0 R} \quad (5.20)$$

Kapacitu jsem zvolil vyšší a to  $C=390\text{pF}$ . Pro dolní konec frekvenčního pásma  $f_0 = 29\text{kHz}$  je odpor dle (5.21) roven hodnotě 14kΩ.

$$R = \frac{1}{2\pi f_0 C} \quad (5.21)$$

Pro horní konec frekvenčního pásma  $f_0 = 100\text{kHz}$  je odpor opět dle (5.21) 4kΩ.

Na základě vypočítaných hodnot zvolím potenciometr nastavitelný do 10kΩ v sérii s rezistorem 3,9kΩ. Potenciometr jsem vybral lineární. Při jeho otáčení roste napětí na běžci

naprázdno přímo úměrně úhlu natočení. Při nastavení potenciometru na  $0\Omega$  bude odpor  $3k9$  a frekvence dle (5.19) na hodnotě  $104kHz$ , naopak při hodnotě potenciometru  $10k\Omega$  bude celkový odpor  $13,9k\Omega$  a rezonanční kmitočet  $29kHz$ :

Pro rozsah ladění potenciometrem je nutné splnit podmínku (5.22), kde  $R_p$  je hodnota potenciometru a  $R_s$  hodnota odporu v sérii s potenciometrem.

$$\frac{f_h}{f_a} = 1 + \frac{R_p}{R_s} \quad (5.22)$$

Jestliže  $R_p$  mám  $10k$  a  $R_s$  si zvolím  $3k9$ , potom

$$\frac{104k}{29k} = 1 + \frac{10k}{3,9k} \rightarrow 3,59 \cong 3,56$$

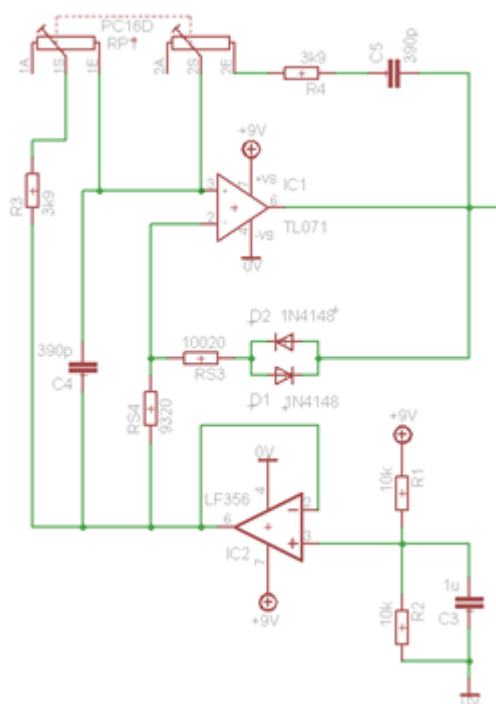
Tudíž podmínka je splněna.

- **Stabilizace amplitudy**

Jako stabilizaci amplitudy jsem nakonec vybral dvojici antiparalelně zapojených diod. Princip stabilizace amplitudy je vzhledem ke zvolenému způsobu následující.

Kritické je nastavení zesílení kladné zpětné vazby nastavené rezistory  $RS3$  a  $RS4$ . Z toho důvodu jsou k rezistoru  $RS3$  připojeny antiparalelně zapojené diody. Při zvýšení výstupního napětí nad kladnou, nebo zápornou úroveň dochází k otevření jedné z diod. Tím se začne vzhledem k signálu projevovat její malý vstupní dynamický odpor, tím dojde ke změně hodnoty celkového zpětnovazebního odporu, což způsobí změnu zesílení.

Vlivem nelinearity diod je tedy dosaženo stálé amplitudy výstupního signálu. Výsledné schéma zapojení oscilátoru je níže na Obr. 5.8.

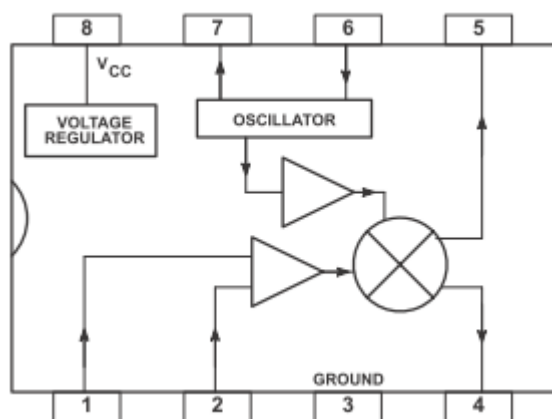


Obr. 5.8: Zapojení oscilátoru

## 5.4 Směšovač

K realizaci směšovacího prvku jsem vybral dvojité vyvážený monolitický směšovač SA612A od firmy Philips<sup>(13)</sup>, jehož blokové schéma je na Obr. 5.9 a popis jednotlivých pinů níže. Součástí tohoto obvodu je také oscilátor a napěťový regulátor. Zpracovává vstupní signál do kmitočtu 500MHz a oscilační frekvenci až 200MHz. Tento obvod je schopen přijímat signály -119dBm s poměrem S/N 12dB.

Oscilátor může být konfigurován pro krystal, nebo pro laděný provoz. Dále se vyznačuje nízkým šumovým číslem, nízkou spotřebou, vynikající citlivostí a ziskem. Je vhodný pro krystalové (keramické) filtry.

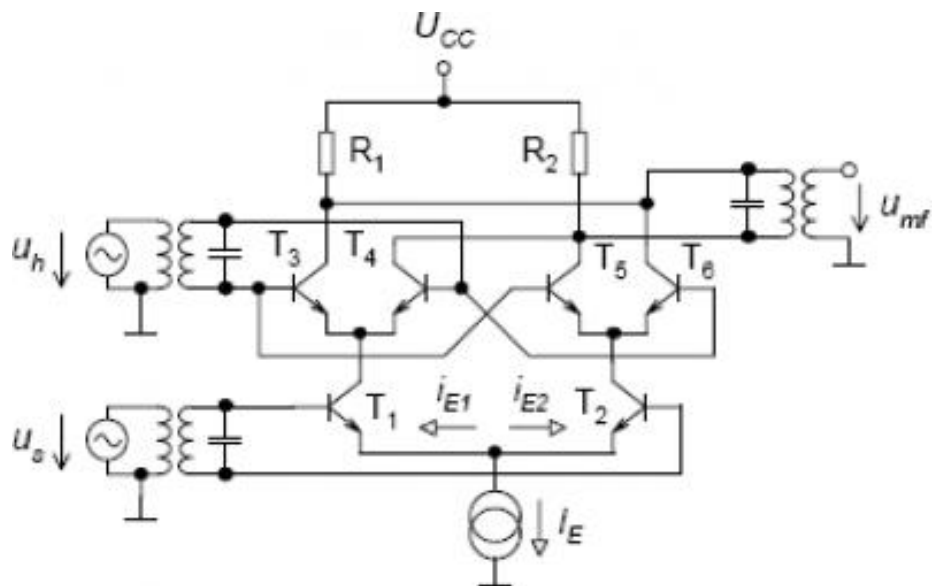


Obr. 5.9: Blokový diagram vnitřní struktury obvodu SA612A

- 1 a 2: diferenciální vstup
- 3 : mínus napájení
- 4 a 5: diferenciální výstup
- 6 a 7: vývody vnitřního oscilátoru (s vnějším krystalem)
- 8 : plus napájení

Vnitřní struktura směšovače je na principu Gilbertovy buňky a poskytuje zesílení až 14dB i více. Schéma Gilbertovy buňky je na obrázku Obr. 5.10. Toto zapojení se vyznačuje tím, že potlačuje nosnou a modulační signál a přenáší na výstup jejich součet a rozdíl, protože se během mixování odečtou. Na výstupu bývá oproti jiným směšovačům velmi čisté spektrum.





Obr. 5.10: Gilbertova buňka

Gilbertova buňka se skládá ze zdroje konstantního proudu a tranzistorů T1 až T6 tvořících násobič. Vstupy i výstupy jsou realizovány jako symetrické vůči zemi. Vstupní signál bývá obvykle přiváděn v protifázi na báze tranzistorů T3 až T6. Signál z místního oscilátoru se potom přivádí v protifázi na báze tranzistorů T1 a T2. Výstupní proudy tranzistorů T1 a T2 se stávají emitorovými proudy rozdílových zesilovacích stupňů. Z toho důvodu je výstupní proud těchto částí lineárně závislý na emitorových proudech a příslušném vstupní napětí. Výstupní proud je dán roznásobením obou vstupů. Toto zapojení ruší nežádoucích produktů směšování. Tím je potom výstupní signál méně rušený.

#### 5.4.1 Napájení

Integrovaný obvod SA612 potřebuje ke své funkci napájecí napětí v rozsahu 4,5 až 8V. Z toho důvodu je třeba napájecí napětí snížit a stabilizovat. K tomu účelu poslouží zapojení rezistoru se Zenerovou diodou.

Zenerovu diodu jsem vybral na základě požadované velikosti napájecího napětí, tak aby bylo co nejbližší jeho hodnotě. Tudíž  $U_Z=5,6V$ . Maximální proud diodou jsem zvolil 2,6mA, protože by měl být větší než  $I_{2min}$  integrovaného obvodu.

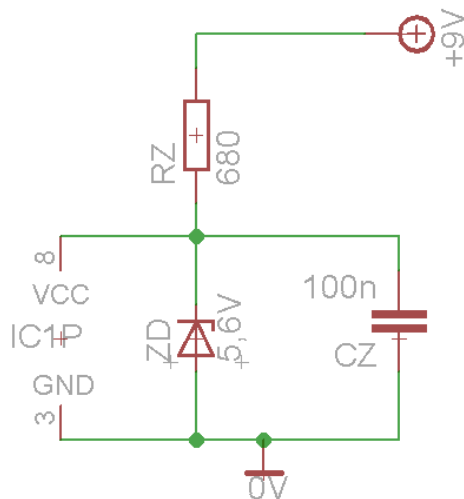
Maximální ztrátový výkon zenerovy diody potom bude dle (5.23) na hodnotě 14,56mW.

$$P_{ZD} = U_Z * I_Z \quad (5.23)$$

Velikost rezistoru jsem vypočítal dle vzorce (5.24). Hodnota tohoto odporu je 680Ω.

$$R = \frac{U_N - U_Z}{I_Z + I_2} \quad (5.24)$$

Zapojení stabilizátoru napětí integrovaného obvodu SA612 je zobrazeno na Obr. 5.11.



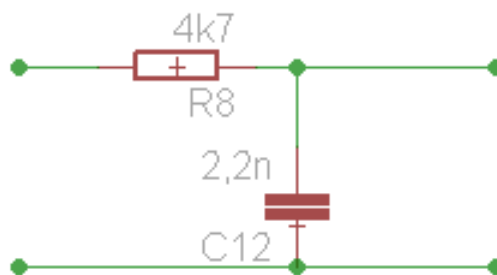
Obr. 5.11: Stabilizátor napětí se Zenerovou diodou

Výhodou dvojitě vyváženého směšovače je, že na výstup nepropouští signály z LO, nebo vstupní signál RF. Tím se usnadňuje filtrování na výstupu. Problém tohoto mixéru však bývá příliš velké zesílení. Snadno se přesyťí silným signálem a výstup je potom deformovaný.

## 5.5 Filtr typu dolní propust

Za směšovačem je realizována dolní propust – integrační článek, viz. Obr. 5.12, který odfiltruje součtovou složku. Jedná se o jednoduchou dolní propust RC. Zlomový kmitočet je dán vztahem (5.19).

Odpor R jsem zvolil 4k7 a zlomovou frekvenci 16kHz, potom kapacita vyšla přibližně 2,2nF.



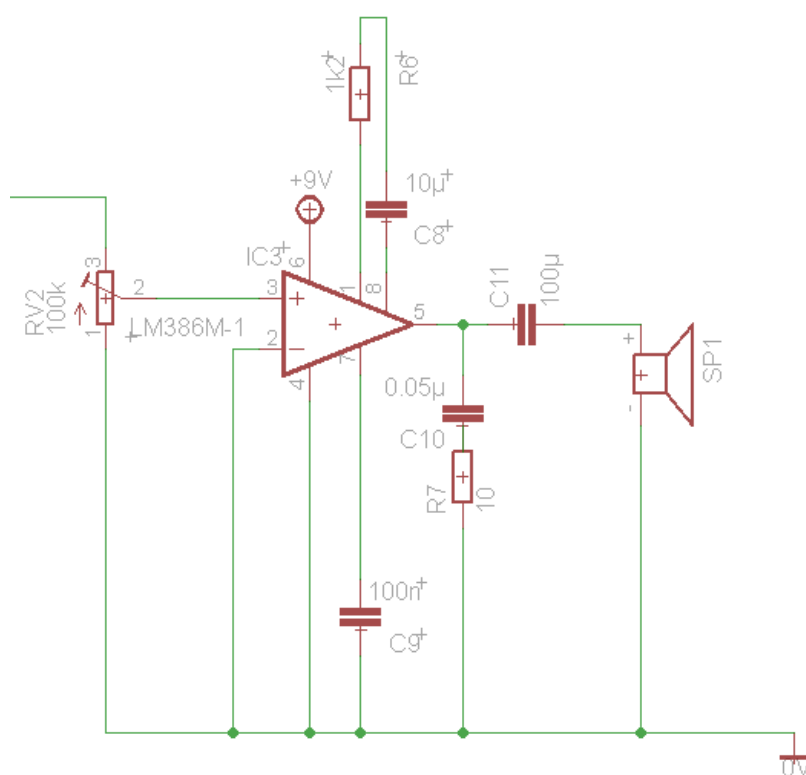
Obr. 5.12: Filtr typu DP

## 5.6 Audio zesilovač

Tento prvek slouží k upravení signálu pro audio výstup. Tedy zesiluje frekvence v pásmu přibližně 50Hz až 16kHz.

Jako nízkofrekvenční zesilovač jsem zvolil obvod LM386<sup>(14)</sup>. Tento obvod jsem vybral, jelikož je vhodný pro bateriové napájení. Dále by měl mít malé zkreslení a zisk se pohybuje mezi 20 a 200.

Zapojení (Obr. 2.1) jsem zvolil dle doporučení katalogového listu. Potenciometr  $R_{V2}$  slouží k regulaci hlasitosti. Nastavuje se jím citlivost zesilovače na vstupní signál. Kondenzátor zapojený mezi piny 1 a 8 zvyšuje zisk zesilovače. Na výstupu slouží součástky C6 a R4 k realizaci tzv. Boucherotova korekčního členu, jenž kompenzuje komplexní charakter zátěže a zajišťuje kmitočtovou stabilitu zesilovače. Reproduktor vykazuje výrazný induktivní charakter. Boucherotův člen je kmitočtově závislý a tlumí impedanci zátěže, aby byla přibližně konstantní. Současně zvyšuje odolnost zesilovače proti kmitání. Na pin 7 je připojen tzv. bypass kondenzátor, který blokuje vliv nestability napájecího napětí.



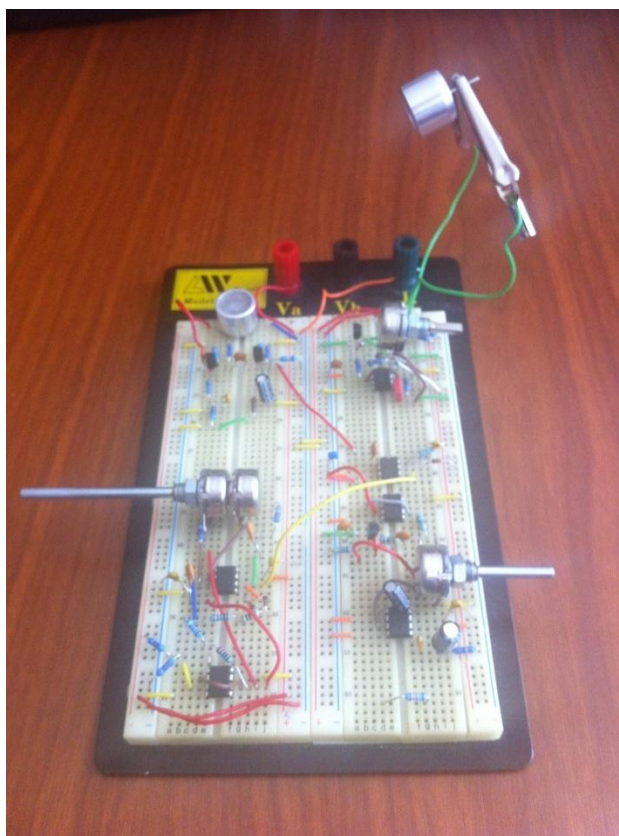
Obr. 5.13: Zapojení obvodu LM386

## 5.7 Napájení

Snažil jsem se zapojení optimalizovat pro bateriové napájení z důvodu možnosti bezproblémového přenosu. Podle toho jsem také vybíral jednotlivé součástky.

## 6 Oživování a ověření funkčnosti

Proces oživování navrhnutého obvodu jsem začal odzkoušením na kontaktním nepájivém poli Obr. 6.1. Pominu-li závadné nepájivé pole, které jsem zakoupil, tak proces probíhal následovně.



Obr. 6.1: Ukázka zapojení na nepájivém kontaktním poli

K zapojení jsem využil napěťový zdroj, oscilátor a generátor signálu. Pomocí multimetru jsem si nastavil na zdroji přesné výstupní napětí 9V. Dále jsem zkontroloval jednotlivé měřící přístroje a kabely. Na generátoru jsem nakonec nastavil výstupní sinusový signál o frekvenci 20kHz a amplitudu výstupního napětí na hodnotu 20mV.

Co se týče součástek, tak většinu jsem sehnal v olomoucké prodejně Rygel elektro. Mikrofon a ostatní součástky, jenž byly složitější k sehnání, jsem objednával na webových obchodech, převážně u GM.

### Zesilovač

Nejprve jsem začal se vstupním tranzistorovým zesilovačem. Zde bylo nutné udělat pár změn, jelikož pracovní bod se nenacházel ve správné poloze třídy A. Bylo tedy nutné správně nastavit napětí na přechodu báze-emitor na 0,65V a napětí na kolektorovém odporu na hodnotu rovnou polovině napájecího napětí. Tento problém jsem doladil u prvního stupně změnou kolektorového rezistoru na 1k $\Omega$ . U druhého stupně jsem na bázi tranzistoru zapojil napěťový dělič. Tím došlo k poklesu úbytku napětí na kolektorovém rezistoru. Jakmile jsem potom na generátoru nastavoval napětí v rozmezí od 10mV po 80mV tak se na oscilátoru objevoval rozkmit 1,2V až 7,04V v závislosti na vstupu.

## Mikrofon

Abych odzkoušel mikrofon, bylo nutné si sehnat ještě zdroj ultrazvukového signálu. Tady jsem vybral dostupný ultrazvukový vysílač. UST-40T. Ultrazvukové vlny se u tohoto vysílače vznikají piezoelektrickým jevem. Pomocí křemenné destičky, na kterou se přivádí střídavé napětí, dochází ke smršťování a roztahování destičky v rytmu střídavého vstupního signálu. V závislosti na pozici vysílače ultrazvuku se potom signál přijímaný mikrofonem měnil. Ultrazvukový vysílač byl buzený signálem přibližně obdélníkového průběhu o frekvenci 40kHz

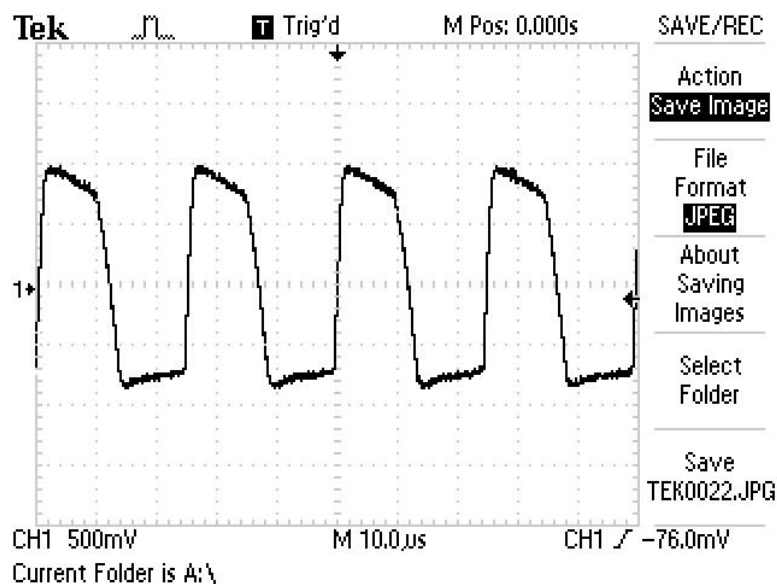
- UST-40

Při zkoušení tohoto typu ultrazvukového přijímače se signál na vstupu pohyboval na hodnotě kolem 700mV, což bylo až překvapivě vysoká hodnota. Když jsem však vysílač ultrazvuku přiblížil až téměř na přijímač UST-40, tak již zesílený signál jevil menší známky přebuzení.

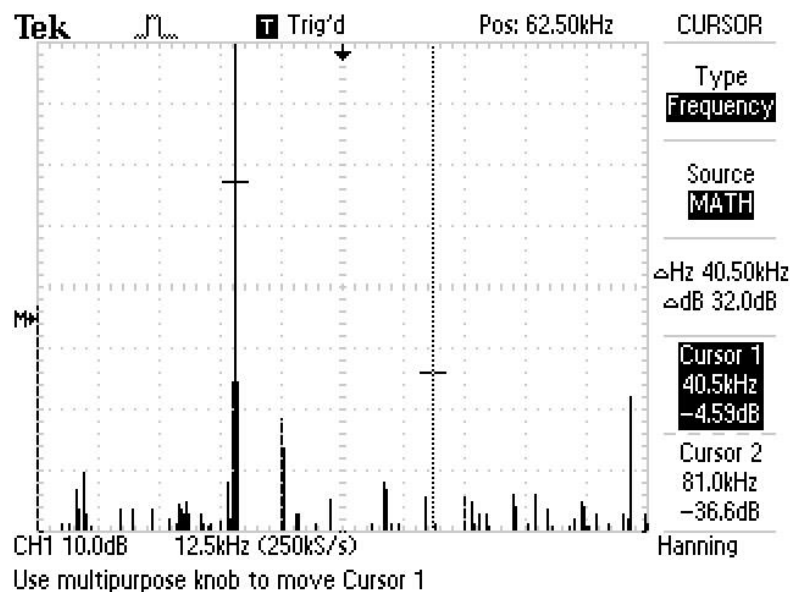
Ultrazvukový vysílač UST-40r vysílá pouze na svoji nominální frekvenci, od které se maximálně odlišuje v rámci svoji odchylky. Tento vysílač spolu s přijímačem řady UST-40 se používají především na měření vzdálenosti pomocí ultrazvuku. Proto mají na frekvenci 40kHz ideální funkčnost, ovšem s klesající, či stoupající frekvencí se kvalita signálu značně zhoršuje. Pro ověření funkčnosti to sice stačí, ale bohužel s tím není možné přeměřit celý rozsah zpracovaný mikrofonem.

- MCE-2500

U tohoto elektretového mikrofonu již přijímaný signál neměl zdaleka takovou vysokou hodnotu jako v předchozím případě. Ovšem po zesílení se na výstupu zesilovače objevil téměř stejný průběh (Obr. 6.2: Zesílený signál mikrofonu) jako u předchozího mikrofonu. Kmitočtové spektrum signálu z mikrofonu je potom na Obr. 6.3

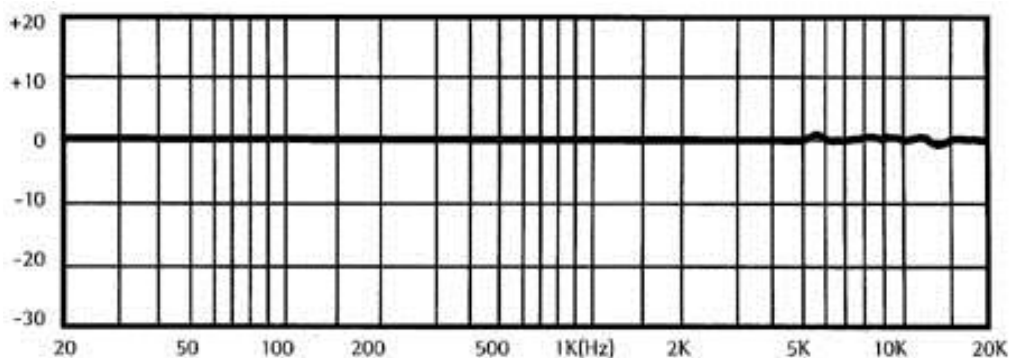


Obr. 6.2: Zesílený signál mikrofonu



Obr. 6.3: Frekvenční spektrum signálu ze zesilovače

Co se týče rozsahu mikrofonu, tak jsem jej mohl ověřit jen v rozmezí 32kHz až 46kHz. Důvodem bylo omezení vysílacího pásma ultrazvukového vysílače. Přesto bych doporučil mikrofon MCE-2500, jelikož potvrdil předpoklady, že zvládne přijímat i vyšší frekvence, než na které je primárně určen. Citlivost mikrofonu v závislosti na frekvenci přijímaného signálu je na Obr. 6.4.



Obr. 6.4: Citlivost mikrofonu MCE-2500

### Oscilátor

Jako další krok jsem pokračoval oscilátorem. Ten však po zapojení fungoval jen v rozsahu kmitočtů 28kHz až asi 40kHz. Když jsem chtěl snížením odporu potenciometru nastavit vyšší kmitočet oscilací, tak na oscilátoru výstupní kmitočet již nebyl stabilní. Uvažoval jsem, že bude nutné přepínat kapacity pro změny rozsahů. Ovšem oscilátor by měl měnit rozsah pomocí potenciometru v oblasti 1 dekády. Jednotlivé dekády se pak musí měnit přepínáním kapacit. Jelikož požadovaný rozsah je v oblasti jedné dekády, tak jsem hledal jiné řešení. Nakonec pomohla změna operačního zesilovače. Jelikož původně vybraná 741 neměla dobré vlastnosti pro danou aplikaci, tak jsem vyzkoušel ještě další dva. A to LF356 a TL071, viz. Tabulka 3.1.

<b>R=3,6kΩ, C=220pF</b>	
<b>Typ OZ</b>	<b>Rozsah přeladění</b>
741	62kHz až 112kHz
TL071	37kHz až 99kHz
LF356	26kHz až 58kHz

*Tabulka.3.1: Přeladitelnost OZ*

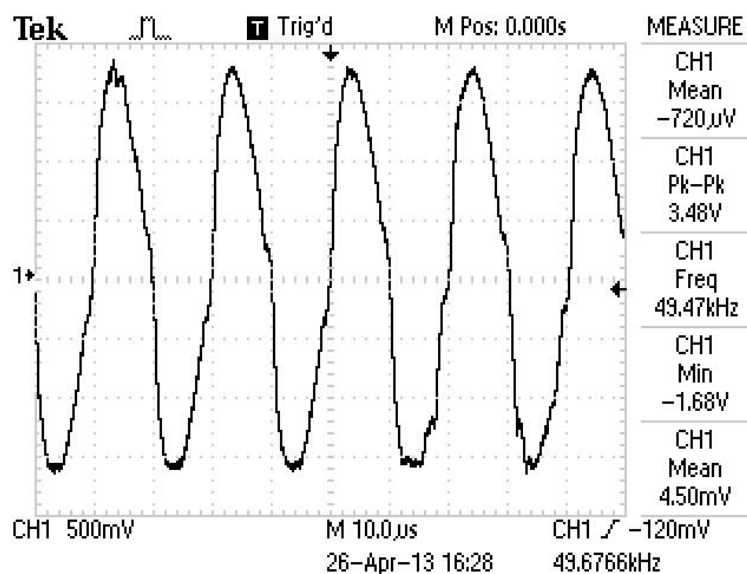
Z výsledků nejvíce vyhovoval OZ TL071, jehož rozsah přeladitelnosti splňoval požadavky. Chyba rozsahu přeladění byla dána zřejmě rychlostí přeběhu, tj. rychlost změny výstupního napětí jakou dokáže OZ reagovat na skokovou změnu vstupního napětí. Čím je tato hodnota vyšší, tím se zvětšuje šířka pásma a zmenšuje nelineární zkreslení. Rychlost přeběhu se udává ve voltech za mikrosekundu (V/μs). Vypočítaný rozsah Wienova článku by platil pouze za předpokladu nekonečně rychlého zesilovače. Každé zpoždění ve smyčce natahuje stupnici, takže končí na nižším kmitočtu. Zpoždění také zvětšuje zpětná vazba.

Také obvod stabilizace amplitudy bylo nutné přepracovat. Původně jsem uvažoval stabilizaci JFET tranzistorem. Musel jsem obvod oscilátoru zjednodušit na náhradní zjednodušené schéma (Obr. 5.7), aby se vůbec rozkmital.

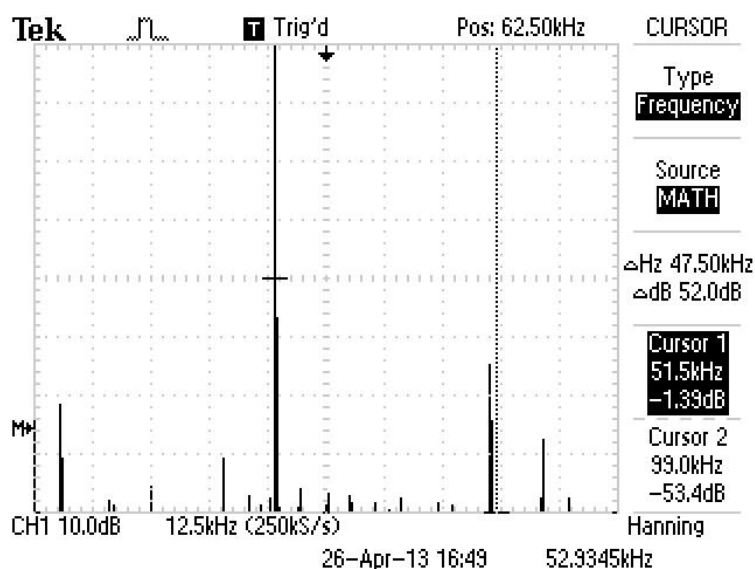
Nakonec jsem však pro stabilizaci amplitudy zvolil kombinaci antiparalelně zapojených diod a rezistorů RS3 a RS4. Pro stabilizaci amplitudy přeladitelných oscilátorů se stabilizace diodami sice moc nehodí. Z důvodu malého zkreslení musí být vliv diod na zesílení malý, z toho důvodu bývá malý i rozsah regulace amplitudy. V tomto případě nebyl se stabilizací antiparalelně zapojenými diodami problém.

Vhodnou kombinaci rezistorů jsem zjistil pomocí proměnných rezistorů, jež jsem nastavoval do té doby, než byl výstupní signál nejvíce podobný sinusovému průběhu. Virtuální nulu jsem vyvážil OZ se zápornou zpětnou vazbou, jelikož signál z odporového děliče nebyl dobrý. OZ v tomto zapojení se chová jako tvrdý zdroj napětí a má malý vnitřní odpor, signál byl z toho důvodu znatelně lepší. Oscilátor potom splňoval dané požadavky.

Výsledný průběh oscilátoru je na Obr. 6.5. Oscilátor pracuje v rozmezí kmitočtů 26kHz až 96kHz. Jeho frekvenční spektrum je pak znázorněno na Obr. 6.7.



Obr. 6.5: výstup oscilátoru



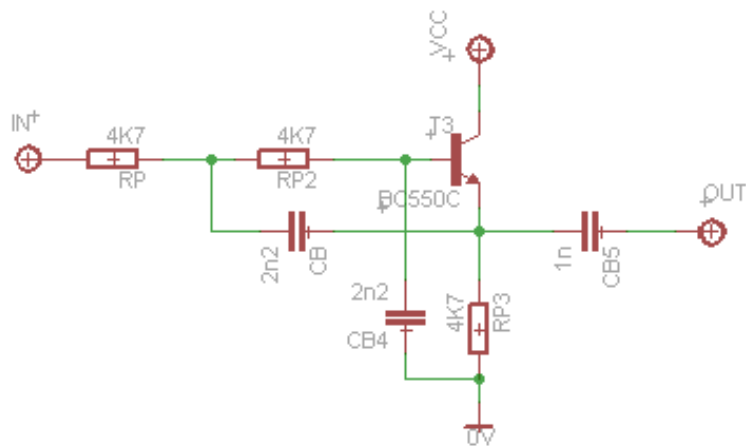
Obr. 6.6: FFT analýza Oscilátoru

### Směšovač

Při oživování směšovače nebyl žádný větší problém. Směšovač jsem napájel usměrněným napětím 5,5V. Na generátoru jsem si nastavil frekvenci 40kHz a rozkmit 25mV, oscilátor jsem naladil na frekvenci 57kHz. Směšovač jsem zapojil s nevyváženými vstupy a na výstupu se objevovala spousta nežádoucích signálů. Po zapojení jednoduché DP na výstup se již rýsoval hledaný signál, ale stále ho značně rušily parazitní kmitočty.

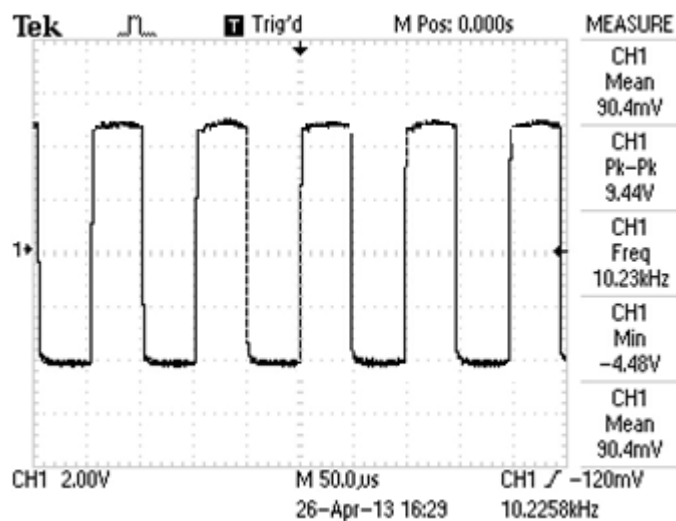
Z toho důvodu jsem místo RC článku zařadil dolní propust se zesilujícím prvkem. Konkrétně jsem použil Butterworthovu dolní propust 2. řádu, kde jsem jako aktivní prvek zařadil tranzistor, viz.Obr. 6.7: Butterworthova dolní propust 2.řádu. Dělicí kmitočet se určí opět podle vztahu (5.19). Útlum tohoto filtru je dán -40dB na dekádu.



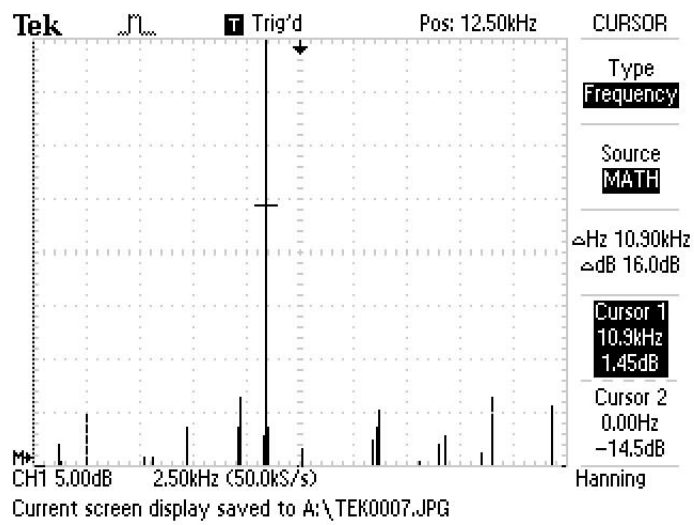


Obr. 6.7: Butterworthova dolní propust 2.řádu

Na závěr jsem zapojil nízkofrekvenční zesilovač realizovaný obvodem LM386. Při vstupním zesíleném signálu přijímaném mikrofonom (Obr. 6.2) o frekvenci přibližně 40kHz a oscilátoru nastaveném na 50kHz se na výstupu za DP a zesilovačem již objevil výstupní signál (Obr. 6.8), který se již pohyboval ve slyšitelném frekvenčním pásmu. Frekvenční spektrum konvertoru je potom na Obr. 6.10: Frekvenční spektrum na výstupu konvertoru.



Obr. 6.9: Průběh na výstupu obvodu



Obr. 6.10: Frekvenční spektrum na výstupu konvertoru

---

## 7 Závěr

V průběhu návrhu, sestavování i ožívování jsem se potýkal s mnoha komplikacemi. Především při vlastním ožívování se výsledky od teoretických, vypočítaných a odsimulovaných výstupů odlišovali. Hodně času jsem tudíž musel trávit zprovozněním jednotlivých částí a následně konvertoru jako celku. To znamenalo mnoho experimentování s různými obvody a součástkami. Co se týče konstrukce, tak tu jsem realizoval pouze na nepájivém poli, což za účelem odzkoušení chování konvertoru stačilo

Co se týče ověření funkčnosti jako celku, tak jsem byl omezen vysílacím rozsahem ultrazvukového vysílače, který se pohyboval jen v okolí kmitočtu 40kHz. Z toho důvodu nemohu říct, jak se bude mikrofon chovat při jiných frekvencích. Jinak konvertor fungoval dle předpokladů. Při buzení vysílače kmitočtem 40kHz a vhodně nataveném výstupním kmitočtu oscilátoru se již na výstupu objevoval požadovaný signál o frekvenci ve slyšitelném pásmu.

Svým přínosem diplomové práci bych označil především návrh a zprovoznění kmitočtového konvertoru z běžně dostupných součástek a proti komerčně dostupným zařízením podobného typu za zlomek ceny.

Během návrhu a realizace konvertoru jsem nacházel stále jiné řešení a možnosti návrhu a sestavení tohoto zařízení. Některé se jeví lépe a některé hůř. Nicméně stále se dá experimentovat a hledat nová řešení realizace jednotlivých bloků, která budou mít výhodnější vlastnosti.

Na závěr musím dodat, že jsem se hodně nového naučil a zopakoval během zhotovování diplomové práce. Především jsem musel pochopit různá obvodové řešení daných problematik a vliv konkrétní součástky na funkci obvodu.

---

## Použitá literatura

1. **Berber, Johnatan.** Build a Dat Detector. *Nuts and Volts*. June, 2011.
2. **Nerud, Václav.** *Rádiové vysílače a přijímače*. 1. vyd. Brno : Univerzita obrany, 2008. str. 117. ISBN 978-80-7231-576-5.
3. Heterodyne. *Wikipedia: the free encyclopedia*. [Online] Wikimedia Foundation, 4. březen 2013. <http://en.wikipedia.org/wiki/Heterodyne>.
4. **Barták, Stanislav, Michal, Jaroslav a Philipp, Zdeněk.** *Mezifrekvenční zesilovače*. 1. vyd. Praha : Státní nakladatelství technické literatury, 1963. str. 225. ISBN 04-565-63.
5. **Žalud, Václav.** *Moderní radioelektronika*. 1. vyd. Praha : BEN, 2000. str. 656. ISBN 80-86056-47-3.
6. **Raes, dr.Godfried-Willem.** Holosound ii2010 a doppler sonar based gesture sensing and measurement . *logosfoundation*. [Online] Ghent University, Ghent University College & Logos Foundation, 16. březen 2010.
7. Ultrazvukový spínač. *Pandatron.cz - Elektrotechnický magazín*. [Online] 24. únor 2009. [http://pandatron.cz/?657&ultrazvukovy\\_spinac](http://pandatron.cz/?657&ultrazvukovy_spinac). ISSN 1803-6007.
8. **Doleček, Jaroslav.** *Moderní učebnice elektroniky: Přenosy v lineárních obvodech a úvod do zesilovačů*. Praha : Ben, 2006. str. 295. ISBN 80-730-0185-3.
9. Katalogový list tranzistoru BC550C. [Online] <http://www.ges.cz/cz/bc550cg-blk-GES04913432.html>.
10. **Doleček, Jaroslav.** *Moderní učebnice elektroniky: Kmitočtové filtry, generátory signálů a převodníky dat*. 1. vyd. Praha : BEN, 2009. str. 271. ISBN 978-80-7300-240-4.
11. Katalogový list OZ TL071. [Online] [http://www.ges.cz/sheets/t/tl071\\_74.pdf](http://www.ges.cz/sheets/t/tl071_74.pdf).
12. Katalogový list OZ LF356. [Online] <http://www.ges.cz/sheets/l/lf356.pdf>.
13. Katalogový list mixéru SA612. [Online] <http://www.ges.cz/sheets/s/sa612an.pdf>.
14. Katalogový list nf zesilovače LM386. [Online] <http://www.ges.cz/sheets/l/lm386n.pdf>.
15. Electret microphone MCE-2500 | GES-ELECTRONICS. [Online] <http://www.ges.cz/de/mce-2500-GES07000044.html>.

---

## Seznam Příloh

Příloha.A: Seznam součástí.....	I
Příloha.B: Kompletní schéma navrhnutého kmitočtového konvertoru.....	II

Příloha A: Seznam součástek

Použití	Název	Hodnota	množství
<b>Mikrofón:</b>	UST - 40T, MC-2500		
<b>preselektor:</b>			
rezistory 0,25W 5% axial carbon film.	RB1, RB2, RB3	560k $\Omega$	3
	RC1, RC2	1k $\Omega$	2
	RE11	75 $\Omega$	1
	RE12	510 $\Omega$	1
	RE21	120 $\Omega$	1
kondenzátory	RE22	130 $\Omega$	1
	C1	330pF	1
	CV	560pF	1
	C2	10nF	1
	CB1	470nF	1
Tranzistory	CB2	1 $\mu$ F	1
	T1, T2	BC550C	2
<b>Oscilátor:</b>			
Rezistory	R1, R2	10k $\Omega$	2
	R3, R4	4,7k $\Omega$	2
	RS3	10020 $\Omega$	1
	RS4	9320k $\Omega$	1
lin. dvojitý potenciometr	10k/N		1
Kondenzátory	C3	1 $\mu$ F	1
	C4, C5	390pF	2
Dioda D1, D2	1N4148		2
OZ	TL071, LF356		1
<b>Směšovač:</b>	SA612A		1
Rezistor	RZ	560 $\Omega$	1
ZD	5,6V		1
Kondenzátory	CZ	10nF	1
	C6	470nF	1
<b>DP:</b>			
Rezistor	RP, RP2, RP3	4,7k $\Omega$	3
Kondenzátor	CP1, CP2	2,2nF	2
	CP3	1nF	1
Tranzistor	BC550C		1
Potenciometr	100K/G	0 až 100k $\Omega$	1
<b>Audio zesilovač</b>	LM386		1
Rezistory	R6	1,2k $\Omega$	1
	R7	10 $\Omega$	1
Kondenzátory	C8	10 $\mu$ F	1
	C9	100nF	1
	C10	47nF	1
	C11	100 $\mu$ F	1
<b>Reproduktor</b>			1

Příloha B: Kompletní schéma navrhnutého kmitočtového konvertoru

