

**Jihočeská univerzita v Českých Budějovicích**

**Přírodovědecká fakulta**

**Bakalářská práce**

# **Analogový spektrální analyzátor**

**Pavel Bušek**

školitel: Ing. Ladislav Ptáček

**České Budějovice 2012**

Bušek P. 2012: Analogový spektrální analyzátor

[Analog spectrum analyzer] – 60 pages, Faculty of Science, The University of South Bohemia, České Budějovice, Czech Republic

Anotace:

Úkolem této bakalářské práce bylo sestavit a změřit jednoduchý analogový analyzátor. Analyzátor pracuje s aktivními kmitočtovými filtry. Práce obsahuje úvod do teorie kmitočtových filtrů a základních pojmů, se kterými se v oblasti kmitočtových filtrů pracuje. Druhá část je věnována stavbě vlastního osmipásmového frekvenčního analyzátoru a měření jeho parametrů.

Annotation:

The task of this bachelor thesis was to build and measure a simple spectrum analog analyzer. Analyzer works with active frequency filters. The first part of the thesis introduces principles of the theory of frequency filters. The second part deals with development of eight-pass frequency analyzer and measurement of its parameters.

Prohlašuji, že svoji bakalářskou práci jsem vypracoval samostatně pouze s použitím pramenů a literatury uvedených v seznamu citované literatury.

Prohlašuji, že v souladu s § 47b zákona č. 111/1998 Sb. v platném znění souhlasím se zveřejněním své bakalářské práce, a to v nezkrácené podobě – v úpravě vzniklé vypuštěním vyznačených částí archivovaných Přírodovědeckou fakultou - elektronickou cestou ve veřejně přístupné části databáze STAG provozované Jihočeskou univerzitou v Českých Budějovicích na jejích internetových stránkách, a to se zachováním mého autorského práva k odevzdanému textu této kvalifikační práce. Souhlasím dále s tím, aby toutéž elektronickou cestou byly v souladu s uvedeným ustanovením zákona č. 111/1998 Sb. zveřejněny posudky školitele a oponentů práce i záznam o průběhu a výsledku obhajoby kvalifikační práce. Rovněž souhlasím s porovnáním textu mé kvalifikační práce s databází kvalifikačních prací Theses.cz provozovanou Národním registrem vysokoškolských kvalifikačních prací a systémem na odhalování plagiátů.

*Datum: 11.12.2012*

.....

Pavel Bušek

## OBSAH

1	Úvod	1
2	Kmitočtové filtry	2
3	Základní dělení filtrů	3
3.1	Selektivní filtry	3
3.2	Korekční filtry	5
3.3	Fázovací (zpožďovací) obvody	5
4	Způsob realizace kmitočtového filtru	6
4.1	Rozdělení dle stavebních prvků	6
4.2	Základní pojmy filtrů	9
4.2.1	Činitel jakosti	9
4.2.2	Mezní kmitočet	10
4.2.3	Šířka pásma	10
4.2.4	Řád filtru	11
4.2.5	Skupinové zpoždění	11
5	Přenosové vlastnosti a charakteristiky základních filtrů	11
5.1	Dolní propust 1. řádu	11
5.2	Dolní propust 2. řádu	13
5.3	Přenosové funkce filtrů vyšších řádů	15
5.3.1	Toleranční pole	16
5.4	Aproximace	17
5.4.1	Besselova aproximace	17
5.4.2	Butterworthova aproximace	18
5.4.3	Čebyševova aproximace	18
6	Frekvenční spektrum signálu	20
6.1	Frekvence	20
6.2	Spektrum signálu	20

7	ARC filtry	22
7.1	Základní principy funkce filtrů ARC	22
7.1.1	Obecný pohled na obvod ARC 2. Řádu	22
7.1.2	Náhrada cívky v obvodu	23
7.1.3	Blok ARC s přenosovou funkcí 2. řádu	23
7.2	Stavební prvky filtrů ARC a základní vlivy jejich reálných vlastností	24
7.2.1	Vliv reálných odporů a kondenzátorů na parametry filtrů ARC	24
7.2.2	Aktivní prvky	25
8	Analogový spektrální analyzátor	26
8.1	Vstupní zesilovač audiosignálu	29
8.2	Regulátor napětí diod LM317	29
8.3	Indikátor vybuzení LM3915	30
8.3.1	Popis pinů LM3915	31
8.4	Pásmové propusti	32
8.4.1	Pásmová propust 1kHz	32
9	Měření analogového spektrálního analyzátoru	35
9.1	Diskuze ohledně naměřených výsledků	36
9.2	Charakteristiky sinusového signálu	39
9.3	Charakteristiky obdélníkového signálu	47
9.4	Buzení bílým šumem	55
9.5	Buzení růžovým šumem	56
10	Závěr	58
11	Literatura	59
12	Přílohy	60

# 1 Úvod

První část práce by se dala nazvat základní teorií analogových kmitočtových filtrů. Zaměřuje se na základní typy filtrů, více se věnuje problematice ARC filtrů použitých v práci dále, vysvětlení důležitých pojmů, které se ve světě analogových kmitočtových filtrů objevují, jako je frekvence, frekvenční spektrum, přenosové charakteristiky a vlastnosti filtrů, s tím např. související aproximace.

Ve druhé části se v práci zabývám konkrétním analyzátozem, kde se věnuji popsání důležitých částí obvodu. Je zde vysvětlen postup výběru součástí konkrétní pásmové propusti, která je srdcem celého analyzátozu.

Část třetí je nazvána jako „Měření analogového spektrálního analyzátozu“. Pod tímto jasným názvem se skrývají výsledky, které vyšly po sestavení přípravku. Byly měřeny sinusové a obdélníkové signály před a za každou pásmovou propustí pro vyhodnocení chování analyzátozu. Dále jsou měřeny šумы a srovnávány s frekvenční analýzou v programu Cool Edit Pro, konkrétně bílý a růžový, které odhalují kvalitu a funkčnost návrhu analyzátozu. Dalším, tentokrát vizuálně testovaným produktem analyzátozu je průchod hudebního záznamu analyzátozem.

## 2 Kmitočtové filtry

Kmitočtové filtry jsou lineární elektrické obvody, používané v mnoha oblastech elektrotechniky a elektroniky, Jejich hlavním úkolem je výběr (selekce) kmitočtových složek procházejícího signálu podle jejich kmitočtů. Filtry obvykle některé kmitočtové složky signálů propouštějí bez útlumu (oblast se nazývá propustným pásmem), jiné kmitočtové složky potlačují (pásmo potlačení, útlumu, nebo nepropustné pásmo). Tyto vlastnosti obvykle vyjadřujeme modulovou (amplitudovou) kmitočtovou charakteristikou (závislost modulu napěťového přenosu na kmitočtu).[1]

Kmitočtové filtry patří mezi základní stavební prvky pro zpracování signálů. V radiotechnice je časté použití pásmových propustí pro výběr přijímaných signálů (vstupní obvody přijímačů, mezifrekvenční filtry), dolních propustí a horních propustí jako výhybek pro rozdělení kmitočtových pásem v anténních obvodech a předzesilovačích, pásmových zádrží pro rejekci (potlačení) rušících signálů, dolních propustí pro různé typy demodulátorů atd. Moderní komunikační systémy s rozloženým spektrem vyžadují také jako jeden z důležitých bloků přijímače filtr typu pásmový propust. Obdobné je využití filtrů v telekomunikacích, při přenosu dat apod.[1]

V elektroakustice se velmi často využívají korekční filtry (nastavitelné korektory hloubek, výšek, pásmové korektory, korektory kmitočtových charakteristik dynamických přenosů, magnetofonových hlav), různé typy filtrů v systémech omezení šumu (Dolby apod.). Dolní, horní a pásmové propusti tvoří kmitočtové výhybky pro reproduktorové soustavy (pasivní i aktivní). V oblasti elektronické hudby se využívají filtry pro zabarvení zvuku a realizaci zvláštních zvukových efektů.[1] Převážná většina těchto efektů je založena na kombinaci zpožďovacích článků a filtrů.

Kmitočtové filtry se využívají také v oblasti měřicí techniky. Velmi často jsou to filtry pro výběr měřeného kmitočtového pásma, obzvláště pak v různých typech selektivních měření (selektivní voltmetry, měřiče harmonického a dalších typů zkreslení, různá vysokofrekvenční měření). Pro akustická měření se využívá několika typů váhových filtrů (třetinooktávové filtry atp.) pro měření úrovně akustického signálu (modeluje se vnímání lidského ucha). Často se využívá korektorů kmitočtových vlastností snímacích čidel. I přes rozvoj číslicových kmitočtových filtrů je výhodné u slabých a hodně

zarušených signálů provést přes A-D převodem analogovou předfiltraci pro podstatné zvýšení dynamického rozsahu systému.[1]

## 3 Základní dělení filtrů

Kmitočtové filtry mohou být rozděleny podle různých hledisek a vlastností. Jsou děleny do třech základních skupin podle funkce filtru a tvaru kmitočtových charakteristik – selektivní filtry, korekční filtry a zpožďovací obvody.

### 3.1 Selektivní filtry

Selektivní filtry potlačují přenos kmitočtových složek signálu v nepropustném pásmu. Ideálně má v propustném pásmu přenos konstantní hodnotu, v nepropustném pásmu by měla být hodnota přenosu nulová. Selektivní filtry se nadále dělí dle rozložení propustného a nepropustného pásma:

#### 3.1.1 Dolní propust (DP)

Propouští pouze takovou složku signálu, která má kmitočet nižší, než je hodnota mezního kmitočtu.

#### 3.1.2 Horní propust (HP)

Propouští pouze takovou složku signálu, která má kmitočet vyšší, než je hodnota mezního kmitočtu  $F_0$ .

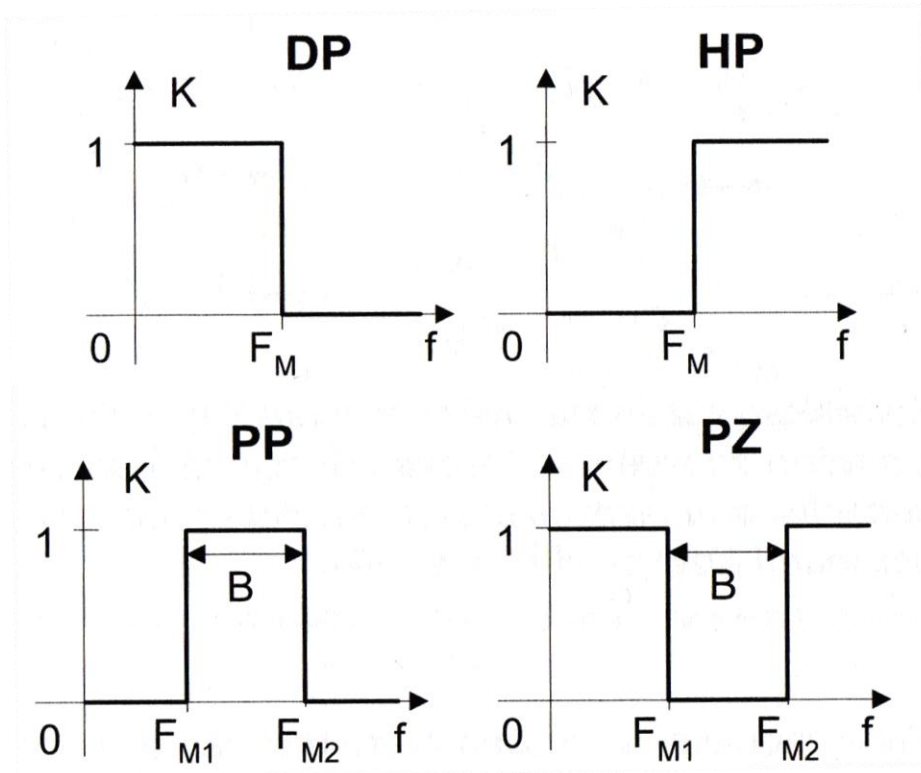
#### 3.1.3 Pásmová propust (PP)

Propouští pouze takovou složku signálu, která má kmitočet mezi dolní mezní frekvencí  $F_{m2}$  a horní mezní frekvencí  $F_{m1}$ .

#### 3.1.4 Pásmová zádrž (PZ)

Nepropouští pouze takovou složku signálu, která má kmitočet mezi dolní mezní frekvencí  $F_{m2}$  a horní mezní frekvencí  $F_{m1}$ .

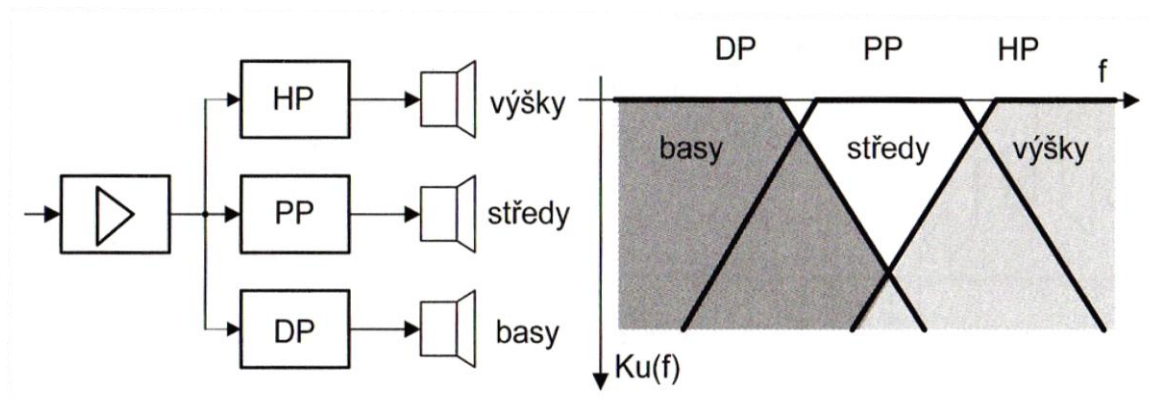




Obr. 1: Ideální modulové charakteristiky základních typu selektivních filtrů[1]

### 3.1.5 Základní užití selektivních filtrů

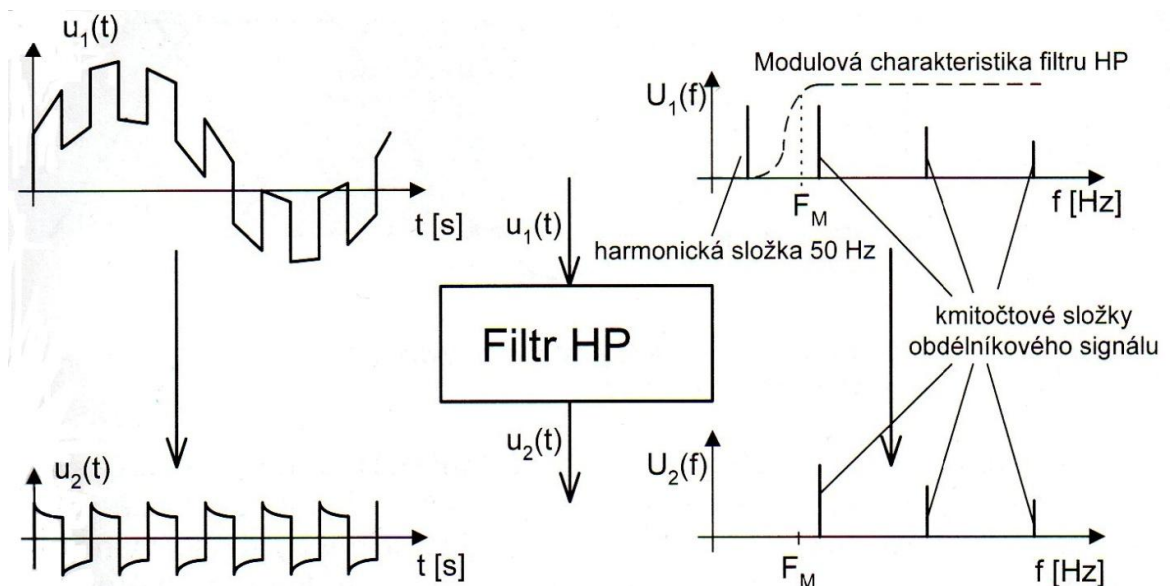
Na obr. 2 je znázorněna reproduktorová výhybka, která vybírá (selektuje) frekvence, které propouští do jednotlivých částí reproduktoru. Dolní propust je použita pro basový reproduktor, pásmová propust pro reproduktor střední a pro výškový reproduktor je použita horní propust.



Obr. 2: Příklad použití filtrů v kmitočtových výhybkách reproduktorových soustav[1]

Modelovou situací využití kmitočtového filtru, například filtru horní propust může být obr. 3. Signál na obrázku v levé horní části je vstupní frekvenční složkou vcházející do filtru. Jeho kmitočtové složky signálu a modulová charakteristika filtru HP jsou zobrazeny vpravo nahoře.

Po průchodu signálu filtrem HP, jež bude nastaven na potlačení nízkofrekvenční rušivé složky, kterou může být například kmitočet sítě 50Hz, je výsledný signál znázorněn v levé dolní části a vpravo dole je znázorněno kmitočtové spektrum jednotlivých harmonických složek signálu, které filtr vyseletoval.



Obr. 3: Příklad selekce kmitočtových složek signálu filtrem HP[1]

### 3.2 Korekční filtry

Hlavním cílem u korekčních filtrů je taková kmitočtová závislost přenosu  $K_2$ , která sleduje a koriguje přenos bloků přenosového řetězce  $K_1$  tak, aby modul přenosu celé soustavy  $K$  byl konstantní.

### 3.3 Fázovací (zpožďovací) obvody

Pro fázovací obvody je nejdůležitější kmitočtově závislá fázová charakteristika. Jejich modulová charakteristika je kmitočtově nezávislá (též se někdy tyto obvody označují jako všepropustné). Používají se především tam, kde potřebujeme dosáhnout

různého fázového (časového) posuvu v závislosti na kmitočtu beze změny modulu přenosu.[1]

## 4 Způsob realizace kmitočtového filtru

Kmitočtové filtry mohou být v praxi realizovány mnoha způsoby. Při výběru použité realizace je důležité vybrat filtr, který má správné provozní vlastnosti. Způsoby realizace lze rozdělit do tří hlavních oddílů:

### Realizace z diskrétních prvků

Filtr je realizován z elementárních obvodových součástek – odpor, kondenzátor, cívka, operační zesilovač a další. Z těchto prvků je možné sestavit filtr dle představ a požadavků.

### Realizace integrovaným blokem

Na rozdíl od realizace z diskrétních prvků je tato realizace zpravidla menší, levnější a technologicky lépe zvládnutá. Zároveň díky integraci do bloku odpadá možnost jakkoli zasáhnout do vlastností filtru koncovým uživatelem. Čili obvod se musí přizpůsobovat filtru, nikoli naopak.

### Realizace s číslicovými filtry

Tato realizace spočívá v číslicovém zpracování signálu, kdy je matematicky upravena číslicová interpretace signálu tak, aby měla na výstupu filtru minimálně shodné, lépe lepší vlastnosti, jako po průchodu jiným kmitočtovým filtrem.

#### 4.1 Rozdělení dle stavebních prvků

1. **RC filtry** – jsou to velice jednoduché filtry, které jsou sestaveny pouze z rezistorů a kondenzátorů. Praktické využití je omezeno na filtry prvního a druhého řádu, kde není vyžadován vysoký činitel jakosti ( $Q < 0,5$ )

2. **RLC filtry** – teoreticky je jimi možné realizovat libovolný typ filtru. Největší slabinou tohoto typu je použití cívek, jejich negativních vlastností, především vlastními ztrátami. Při nízkých kmitočtech jsou vysoce ztrátové a rozměrné. Obvykle se využívají v aplikacích v kmitočtovém rozsahu od 100kHz do 300MHz. Přes 300MHz se výrazněji projevují parazitní vlastnosti elementárních prvků.
3. **Mikrovlnné filtry** – jsou realizací RLC filtrů v oblasti mikrovln ( $f > 300\text{MHz}$ ), kde již nelze použít prvky se soustředěnými parametry (R, L, C), ale používá se odpovídající realizace s rozloženými parametry, jako jsou vlnovody, mikropásková vedení, koaxiální vedení apod. [1]
4. **ARC filtry** – aktivní RC filtry. V principu nahrazují filtry RLC. Při realizaci ARC filtrů se nevyskytují cívky, obsaženy jsou rezistory, kondenzátory a aktivní prvky – nejčastěji operační zesilovače. Kmitočtové pásmo je omezeno vzhledem k vlastnostem aktivního prvku jeho maximální možnou využitelností bez ztrát přenosu. Tato realizace má samozřejmě výhody i nevýhody. Mezi výhody lze jednoznačně vyzdvihnout jednoduchou přeladitelnost změnou hodnot odporů. Mezi nevýhody se může řadit nutnost napájení aktivních prvků.
5. **ASC filtry** – filtry se spínanými kapacitami jsou modifikací filtrů ARC. Místo odporů jsou v zapojení používány přepínané kondenzátory. Jejich výhodou spočívá v poměrně snadné monolitické integraci v porovnání s ARC filtry. Mezní kmitočet určuje spínací kmitočet, čili je možná je snadno přeladit. Tento typ filtrů je však kmitočtově omezen více, než ARC filtry.
6. **Elektromechanické filtry** – jedná se o nejstarší „integrované“ filtry. Elektrický signál je převeden na mechanický, dále využívá některé formy mechanické rezonance a poté je signál převeden zpět do elektrické formy. Dělí se podle typu, jak je vyřešena mechanická rezonance. Nejčastěji je použit piezokeramický filtr. Zvláštní typ elektromechanického filtru je filtr krystalový. Odpovídá v podstatě složenému rezonančnímu obvodu s vysokým činitelem jakosti, který je řádově  $10^4$  a má vysokou stabilitu rezonančního kmitočtu. Nejčastěji se vyskytuje ve stabilních oscilátorech. Jeho největší nevýhodou je nenastavitelný činitel jakosti a nenastavitelný rezonanční kmitočet.
7. **Filtry s PAV** – jsou založené na principu vyzařování, šíření a fázového, kmitočtově závislého skládání povrchových akustických vln. Realizují se tak, že se

nanese na nosnou keramickou destičku soustava vysílacích a přijímacích piezoelektrických zářičů, jejichž tvar a funkci lze přirovnat k dvěma Yagiho anténám. V porovnání s elektromechanickými filtry mohou realizovat podstatně širokopásmovější obvody. Proto se s výhodou využívají např. jako obrazové mezifrekvenční filtry v televizorech a mnoha dalších aplikacích pro vysoké kmitočty[1]

8. **Filtry CCD** (charge coupled devices – nábojově vázané obvody) jsou dalším speciálním typem aplikace s časově diskretním charakterem. Využívá se u nich technologie známá např. z CCD televizních kamer a princip spočívá v postupném posuvu a fázově závislém sčítání jednotlivých „nábojových vzorků“. [1]

Filtry: f[Hz]	$10^{-1}$	$10^0$	$10^1$	$10^2$	$10^3$	$10^4$	$10^5$	$10^6$	$10^7$	$10^8$	$10^9$
RC	■	■	■	■	■	■	■	■	■	■	
RLC						■	■	■	■	■	
mikrovlnné										■	■
ARC	■	■	■	■	■	■	■				
ASC		■	■	■	■	■					
piezokeramické							■	■	■		
krystalové						■	■	■	■		
PAV								■	■	■	
číslicové	■	■	■	■	■	■	■	■			

Tab. 1: Orientační znázornění použitelnosti typů filtrů podle frekvenčních pásem

## 4.2 Základní pojmy filtrů

### 4.2.1 Činitel jakosti

Činitel jakosti je ve fyzice a technice bezrozměrný parametr, který popisuje, nakolik je oscilátor, nebo rezonanční obvod tlumen, případně charakterizuje šířku pásma rezonančního obvodu, vzhledem k jeho střední frekvenci. U oscilátoru znamená nižší míru tepelných ztrát ve vztahu k uložené energii. Lze předvést na příkladu:

Soustava oscilátoru, např. kyvadélko, zavěšené ve vzduchu, má činitel jakosti  $Q$  vyšší, než v případě, když kyvadélko bude kmitat v oleji.

Sinusově poháněné rezonanční obvody s vyšším činitelem jakosti  $Q$  rezonují s větší amplitudou (při rezonanční frekvenci), ale rozsah frekvence okolo rezonančního kmitočtu, zvaný šířka pásma bude užší. Činitel jakosti u rezonančního obvodu má tedy podíl na selektivnosti, filtrování signálu. Oscilátory s vysokým činitelem jakosti  $Q$  s menším rozsahem frekvencí se chovají stabilněji, než při nižším  $Q$ .

#### Definice činitele jakosti $Q$

Činitel jakosti  $Q$  akumulčních prvků je definován podílem reaktivní a aktivní složky výkonu, určených z okamžitých hodnot střídavých průběhů proudu a napětí.

$$Q = 2\pi f_r \frac{\text{uložená energie}}{\text{ztracená energie}}$$

Uložená energie v elektrických systémech znamená součet uložených energií v bezeztrátových cívkách a kondenzátorech, ztracenou energii představují odpory.

V mechanických systémech odpovídá uložené energii součet potenciální a kinetické energie v určitém časovém okamžiku, energie ztracená je vyjádřena prací, kterou vykonají externí síly k udržení velikosti amplitudy. Činitel jakosti  $Q$  je možné definovat také takto:

$$Q = \frac{f_r}{\Delta f} = \frac{\omega}{\Delta\omega}$$

kde  $f_r$  - rezonanční frekvence,  $\Delta f$  - šířka pásma,  $\omega$  - úhlový rezonanční kmitočet,  $\Delta\omega$  - úhlová rychlost

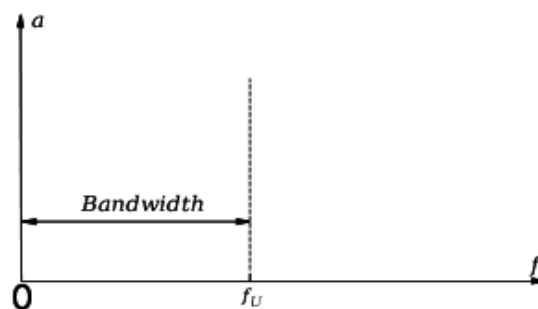
### 4.2.2 Mezní kmitočet

Mezní kmitočet je takový kmitočet, při němž nastane zmenšení zisku o -3dB. To znamená, že v tomto okamžiku na výstupu filtru je napětí  $(1/\sqrt{2})x$  menší, než je napětí vstupní. Od hodnoty mezního kmitočtu (-3dB) se přenos mění se strmostí -20dB/dek.

### 4.2.3 Šířka pásma

Šířka pásma udává frekvenční pásmo mezi horní a dolní mezní frekvencí. Je udávána v Hertzích [Hz]. Na obrázku obr. 4 je ukázána šířka pásma dolní propusti. Frekvence  $f_U$  je horní mezní kmitočet, takže šíře pásma pro tento příklad je:

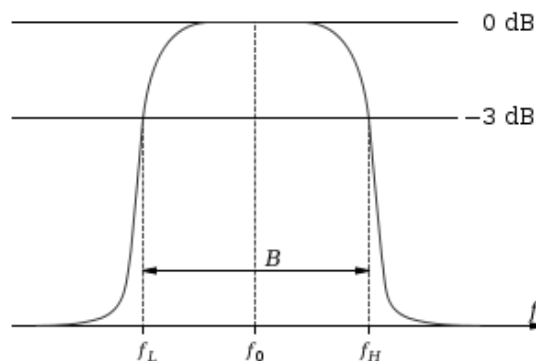
$$\Delta f = f_U - 0$$



Obr. 4: Znárodnění šířky pásma DP

Na obrázku obr. 5 je znázorněna charakteristika pásmové propusti. V tomto případě šířka propustného pásma odpovídá rozdílu obou mezních kmitočtů:

$$\Delta f = f_H - f_L$$



Obr. 5: Znárodnění šířky pásma PP[8]

#### 4.2.4 Řád filtru

Řád filtru určuje s jakou přesností (strmostí) se mění přenosová funkce filtru z nepropustného pásma do propustného a naopak. Čím strmější, přesnější chceme mít filtr, tím vyšší musí být jeho řád. S rostoucím řádem filtru se blížíme k charakteristice ideálního filtru, zároveň však stoupá složitost a náklady na filtr. Z tohoto důvodu je snaha o navržení co nejjednoduššího filtru, co nejnižšího řádu, který umožní potlačení přenosu v nepropustných pásmech a zároveň bude aplikaci vyhovovat jeho strmost.

#### 4.2.5 Skupinové zpoždění

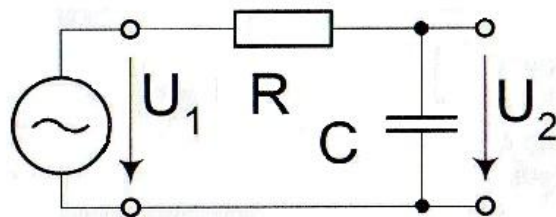
Skupinové zpoždění je doba vyjadřující skutečné zpoždění jednotlivých frekvenčních složek signálu při jeho průchodu daným zařízením. Pro kvalitní přenos je žádoucí, aby tato charakteristika byla v pásmu přenášených frekvencí konstantní. To znamená, že všechny složky signálu s různými frekvencemi jsou zpoždovány stejně a nenastává tvarové zkreslení signálu. Číselně je skupinové zpoždění dáno zápornou derivací fáze podle úhlové frekvence, tj.: [12]

$$\tau = -\frac{d\varphi}{d\omega}$$

## 5 Přenosové vlastnosti a charakteristiky základních filtrů

### 5.1 Dolní propust 1. řádu

Nejjednodušší a nejlevnější variantou filtru typu dolní propust (DP) 1. řádu je zapojení na obr. 6, kde akumulární prvek je obsažen za přítomnosti kondenzátoru. Ten je vhodnější volbou nežli cívka právě kvůli jednoduchosti a ceně.



Obr. 6: Dolní propust 1. řádu [1]



Na obrázku obr. 6 je uvedeno nejčastější zapojení filtru typu dolní propust 1. řádu. Základní funkci RC obvodu, která je daná přenosem napětí, lze vyjádřit z přenosu pro nulový a nekonečný kmitočet. Modul impedance kondenzátoru vyjádříme takto:

$$Z_C = 1/\omega C.$$

Z tohoto vzorce lze vyčíst, že v teoretickém případě nulové frekvence je impedance na kondenzátoru nekonečná a díky nulovému úbytku na rezistoru R je přenos systému jednotkový. Naopak, při nekonečné frekvenci je modul impedance roven nule, takže kondenzátor se chová jako zkrat a přenos systému je nulový. Platí tedy základní teze dolní propusti, kdy obvod přenáší nízké frekvence a vysoké filtruje.

Komplexní přenos lze dle [1] spočítat a výslednou přenosovou funkci upravit do tvarů:

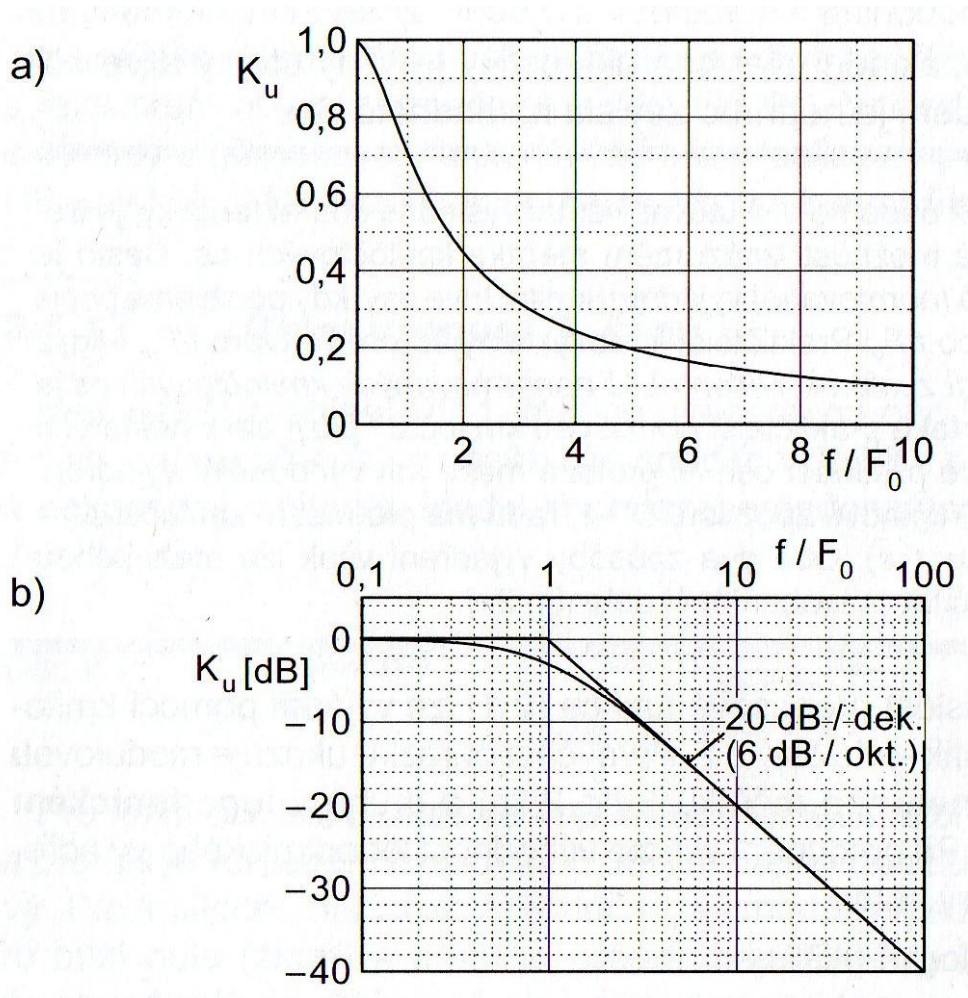
$$K(j\omega) = \frac{1/j\omega C}{R + 1/j\omega C} = \frac{1/RC}{j\omega + 1/RC} = \frac{\Omega_0}{j\omega + \Omega_0}$$

kde  $\Omega_0 = 1/RC = 1/\tau$  ( $\tau$  je časová konstanta) a  $F_0 = 1/(2\pi RC)$ .

Kmitočtovou závislost přenosové funkce lze vyjádřit pomocí kmitočtových charakteristik – viz obr. 7. První část a) ukazuje modulovou charakteristiku v lineárním měřítku a druhá b) v logaritmickém měřítku. Při porovnání vidíme výhodnost logaritmického vyjádření přenosu, pro který platí: [1]

$$K_{db} = 20 \log K [dB]$$

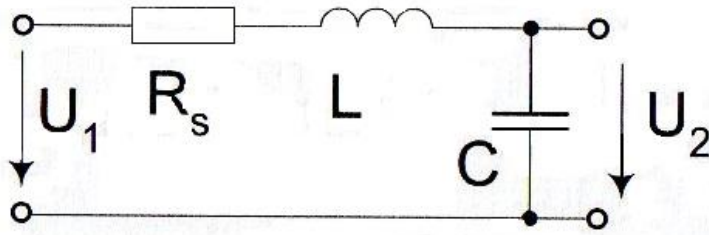
Na modulové charakteristice je velice důležité povšimnout si mezního kmitočtu  $f/F_0 = 1$ , kde nastává pokles o 3 dB oproti přenosu, tedy signál přechází z propustného pásma filtru do nepropustného.



Obr. 7: Charakteristiky DP 1. řádu, a) modulová charakteristika v lineárním, b) v logaritmickém měřítku[1]

## 5.2 Dolní propust 2. řádu

Příklad zapojení dolní propusti 2. řádu se sériovým rezonančním obvodem RLC je na obr. 8. Její funkce je v principu stejná jako u DP 1. řádu. Použití dvou kmitočtově závislých prvků však umožňuje dosáhnout větší strmosti kmitočtové modulové charakteristiky v přechodném či nepropustném pásmu. Jde v podstatě o jednoduchý, kmitočtově závislý dělič napětí, u kterého se impedance cívky a kondenzátoru pro přenos napětí na nízkých kmitočtech neuplatňuje, kdežto pro vysoké kmitočty je přenos zmenšen jak vysokou impedancí cívky v sérii, tak i zkratem výstupu nízkou impedancí kondenzátoru.



Obr. 8: Dolní propust 2. řádu[1]

Kmitočtové vlastnosti DP 2. řádu popisuje přenosová funkce, kterou lze získat analýzou obvodu z obr. 2.9 60 str. Je možno jí vyjádřit v obecném tvaru: [1]

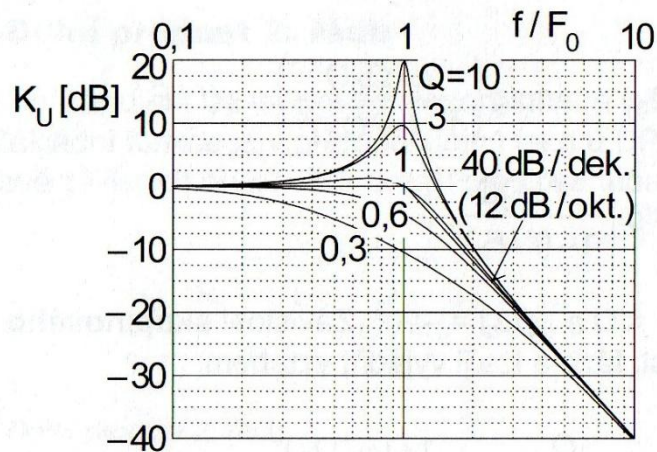
Dle [1] platí:

$$K(p) = \frac{1/LC}{p^2 + pR_s/L + 1/LC} = \frac{\Omega_0^2}{p^2 + p\Omega_0/Q + \Omega_0^2}$$

kde

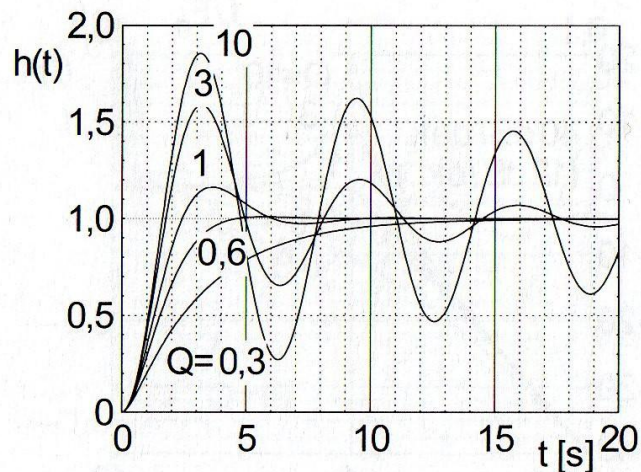
$$\Omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad \text{nebo} \quad F_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad \text{a} \quad Q = \frac{\Omega_0 L}{R}$$

Odpovídající modulová kmitočtová charakteristika je zobrazena pro různé činitele jakosti Q na obr 9. Je zřejmé, že tvar modulové charakteristiky závisí na činiteli jakosti, a to především v oblasti rezonance. Lze využít poznatek, že pro rezonanční kmitočet je roven modul hodnoty přenosu hodnotě Q. V praxi se často setkáváme s Q o hodnotě 0,7 až 1. Pro vyšší Q se v oblasti rezonance dolní propust začíná chovat jako pásmová a využívá se obvykle jako stavební prvek filtrů vyšších řádů. Ve srovnání s DP 1. řádu má tato dolní propust dvojnásobnou strmost asymptoty v nepropustném pásmu (40dB/dek). [1]



Obr. 9: Kmitočtová modulová charakteristika DP 2. řádu pro různé  $Q[1]$

Vyšší činitel jakosti tudíž zajišťuje rychlejší odezvu systému, ale negativní důsledky takového  $Q$  jsou čitelné z obr. 10., kde je patrné, že vyšší  $Q$  znamená větší překmity a delší dobu ustálení signálu. Z grafu je čitelné, že při hodnotě  $Q = 0,6$  je signál nejrychleji ustálen, má nejmenší překmit a nejrychlejší odezvu.



Obr. 10: Odezva na jednotkový skok DP 2. řádu[1]

### 5.3 Přenosové funkce filtrů vyšších řádů

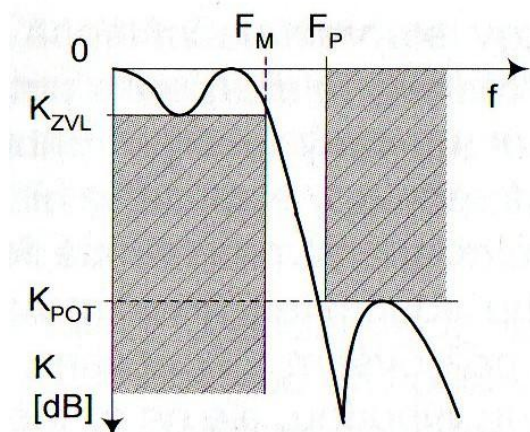
Z předchozí části, soustředěné na přenosové funkce 1. a 2. řádu, lze dobře vidět, že vliv parametrů  $F_0$  a  $Q$  lze jednoznačně aplikovat na tvary charakteristik. Díky tomu je možné volit optimálně jejich hodnoty, tím i hodnoty součástí tak, aby veškeré charakteristiky daného filtru odpovídaly našim představám.

V případě filtrů vyšších, nežli je druhý řád, je však velice obtížné určit vliv jednotlivých parametrů přenosové funkce na tvar charakteristik. Postup návrhu proto toto odvětví je dle [1] následující:

1. Obvykle si stanovíme výchozí požadavky formou přípustného tolerančního pole pro modulovou charakteristiku, v němž musí ležet modulová charakteristika výsledné přenosové funkce, splňující naše požadavky.[1]
2. Protože přenosových funkcí splňující zadané toleranční pole pro modulovou kmitočtovou charakteristiku existuje teoreticky nekonečné množství, musíme v dalším kroku nalézt takové funkce, které vedou k nejnižšímu řádu (a tudíž obvykle i k nejjednodušší a nejlevnější realizaci).  
Tuto druhou fázi návrhu nazýváme aproximační úlohou. [1]

### 5.3.1 Toleranční pole

Při zadávání požadavků na filtr je nejčastěji využíváno toleranční pole pro modulovou charakteristiku. Na obr. 11 je zobrazeno toleranční pole pro filtr DP. V propustném pásmu definujeme toleranční rozmezí mezi hodnotami útlumu 0 a  $K_{ZVL}$  (hodnota maximálního možného zvlnění v propustném pásmu) a hodnotou  $F_M$ , tedy mezní frekvencí. Nepropustné pásmo je určeno hodnotou meze potlačení  $K_{POT}$  a frekvenci meze potlačení  $F_P$ .



Obr. 11: Toleranční pole modulové charakteristiky DP s příkladem aproximace modulové charakteristiky[1]



Uvedenými požadavky vymezujeme toleranční pole, které musí splňovat přenosová funkce z hlediska modulové kmitočtové charakteristiky, která leží vně tolerančního pole.[1]

## 5.4 Aproximace

Aproximace slouží k popisu průběhu charakteristiky filtru. Aproximace představuje náročný matematický problém. Z toho důvodu se využívá již dříve vypočítaných aproximačních úloh, které jsou ověřeny praxí.

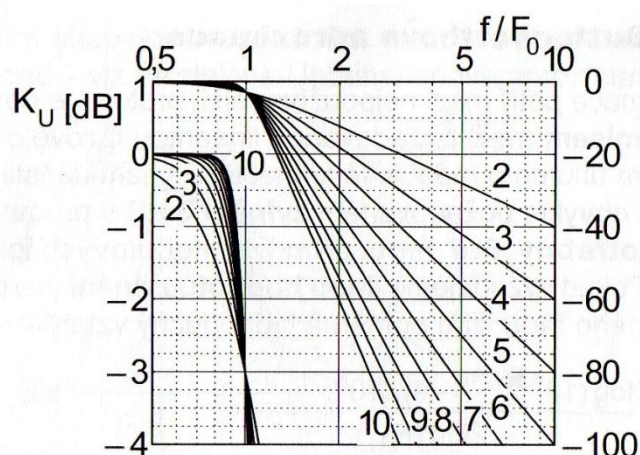
Při návrhu filtrů jsou využívány tyto tři aproximace:

- Besselova aproximace
- Butterworthova aproximace
- Čebyševova aproximace

### 5.4.1 Besselova aproximace

Tato aproximace má maximálně plochý, monotónní průběh. Původně tato aproximace vychází z požadavků konstantního skupinového zpoždění v propustném pásmu s proměnnou hodnotou  $F_M$ , ale v praxi je obvykle upravena do normovaného modulovaného tolerančního pole se zvlněním 3dB v propustném pásmu. Besselova aproximace je používána v aplikacích, kde záleží na zachování tvarů průchozího signálu.

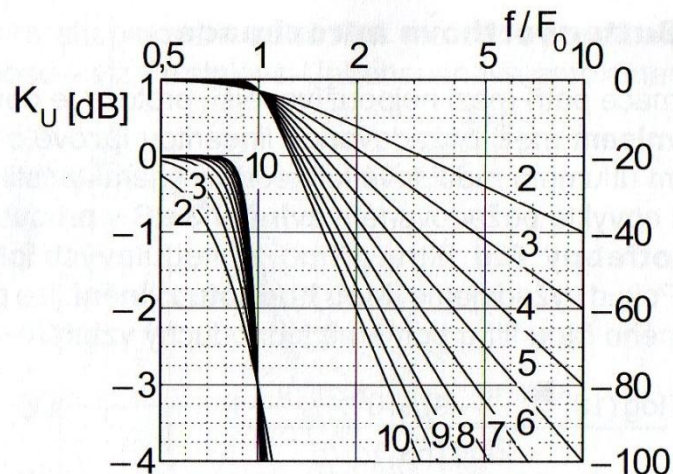
Modulové charakteristiky s odpovídajícím řádem filtru je vidno na obr 12.



Obr. 12: Modulová charakteristika Besselovy aproximace pro 2. až 10. řád filtru[1]

### 5.4.2 Butterworthova aproximace

Tato aproximace patří mezi nejpoužívanější, protože je obvykle přijatelným kompromisem mezi požadovanou linearitou fázové charakteristiky a dosažitelným útlumem modulové kmitočtové charakteristiky při nízkém řádu filtru. Při obvykle požadovaném zvlnění 3 dB v propustném pásmu lze nalézt potřebný řád filtru přímo z modulových charakteristik na obr. 13. [1]

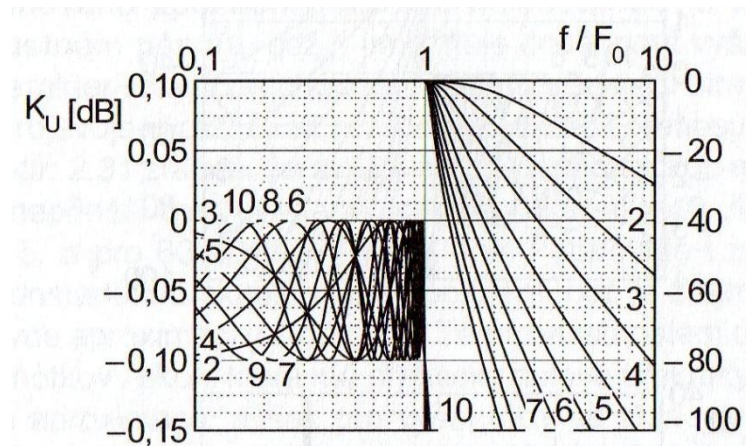


Obr. 13: Modulová charakteristika Butterworthovy aproximace pro 2. až 10. řád (levá část grafu ukazuje ve zvětšeném měřítku charakteristiky v propustném pásmu) [1]

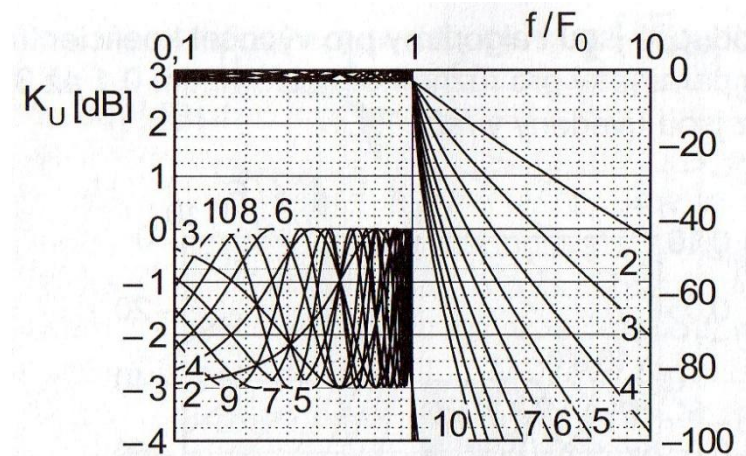
### 5.4.3 Čebyševova aproximace

Tato izoextremální (zvlněná modulová charakteristika v propustném pásmu) umožňuje dosáhnout prakticky nejstrmější charakteristiky v přechodném pásmu s velkým potlačením přenosu v nepropustném pásmu (tj. dostatečné potlačení přenosu při poměrně nízkém řádu filtru). Nevýhodou Čebyševovy aproximace je však větší nelinearita fázové charakteristiky a odpovídající větší odchylky skupinového zpoždění. V případě volby malého zvlnění modulové charakteristiky (téměř konstantního přenosu v propustném pásmu) se částečně sníží strmost, ale na druhou stranu se zlepší fázové vlastnosti a odezva na jednotkový skok.

Porovnání mezi volbou standardního zvlnění 3dB a menšího zvlnění 0,1dB je na obr. 14 a 15



Obr. 14: Modulové charakteristiky Čebyševovy aproximace se zvlněním 0,1 dB pro 2. až 10. řád (levá část grafu ukazuje ve zvětšeném měřítku charakteristiky v propustném pásmu) [1]



Obr. 15: Modulové charakteristiky Čebyševovy aproximace se zvlněním 3 dB pro 2. až 10. řád (levá část grafu ukazuje ve zvětšeném měřítku charakteristiky v propustném pásmu) [1]



## 6 Frekvenční spektrum signálu

### 6.1 Frekvence

#### Definice frekvence:

Signál má kmitočet  $f = 1 \text{ Hz}$ , když vykoná jeden kmit za jednu sekundu, to znamená, když perioda kmitu  $T$  je jedna sekunda. [2]

Vztah mezi frekvencí  $f$  a periodou  $T$  je vyjádřen vzorcem:

$$f = \frac{1}{T}$$

Pro výpočty v elektrotechnice je výhodné používat pro výpočty úhlovou frekvenci  $\omega$ , která má rozměr  $\text{rad}\cdot\text{s}^{-1}$ . Úhlovou frekvenci lze vyjádřit vztahem:

$$\omega = 2\pi \frac{1}{T} = 2\pi f$$

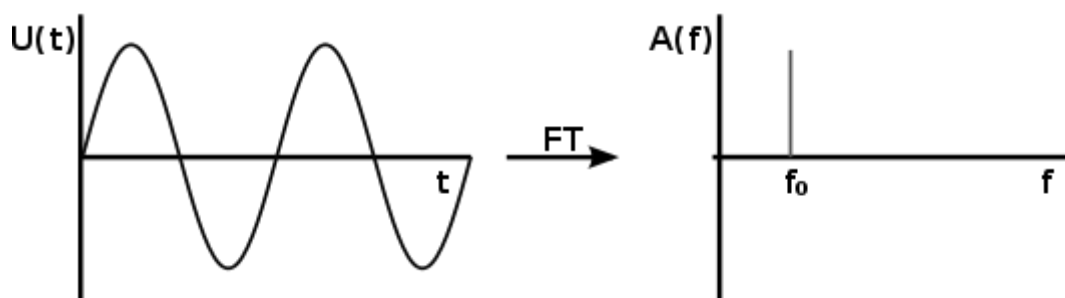
### 6.2 Spektrum signálu

Každý periodický harmonický průběh lze rozložit na konečný počet sinusových průběhů. Stejně tak je možné velkou většinu zvuků, objevujících se v přírodě, rozložit na jednotlivé sinusové složky. Matematický popis tohoto rozkladu vychází z Fourierovy transformace (FT). Její principy jsou nad rámec našeho učiva, a proto zde budu pouze využívat všeobecné výsledky plynoucí z FT a nebudu se zabývat jejími základy.

Rozložením signálu na jednotlivé sinusové složky získáme jeho spektrum. FT je možné využít pouze na periodické signály. Akustické signály (zvuky) ale nejsou vždy periodické. To lze „obejít“ tak, že ze signálu je vybrána pouze část, která je následně „prohlášena“ za periodickou. Nebo lze prohlásit za periodický celý průběh signálu.

Na vybranou část je pak aplikována FT, čímž je získáno spektrum. V dalším kroku je vybrána další část signálu a opět vypočteno spektrum. Tyto kroky se opakují tak dlouho, dokud není analyzován celý signál.

Jednoduchý sinusový průběh je znázorněn na obr. 16:

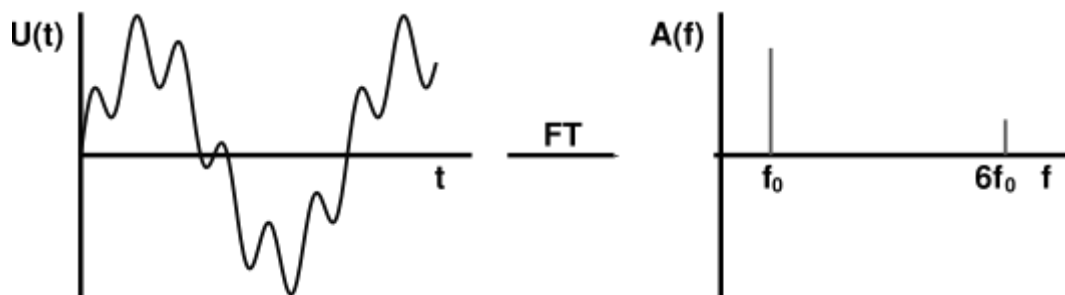


Obr. 16: Vlevo sinusový průběh signálu, vpravo odpovídající frekvenční spektrum[6]

V levé části je znázorněn sinusový průběh signálu, který obsahuje pouze jednu frekvenci. Pravá část obrázku znázorňuje právě spektrum frekvencí, které jsou v signálu nalevo obsaženy. Průběh této sinusové vlny lze vyjádřit vztahem

$$U(t) = \sin(f_0 t)$$

Spektrum signálu, který je složen z více sinusových složek je znázorněn na obr. 17



Obr. 17: Průběh složeného signálu vlevo, vpravo obsažené spektrum frekvencí[6]

Jeho průběh je dán vztahem:

$$U(t) = \sin(f_0 t) + \frac{\sin(6f_0 t)}{4}$$

Využitím Fourierovy transformace lze ze signálu spočítat a graficky vyjádřit jeho frekvenční spektrum.

Konkrétně lze vidět, že silnější frekvenční složka je  $f_0$  a slabší frekvenční složka je vyšší harmonická, zde šestá harmonická  $6f_0$ , která má šestkrát vyšší frekvenci, nežli  $f_0$ . A naopak je možné tímto způsobem zpětně vytvořit jakýkoli periodický signál, například signál obdélníkový, nebo trojúhelníkový.

## 7 ARC filtry

### 7.1 Základní principy funkce filtrů ARC

Při realizaci filtrů RLC představuje největší problém využití cívek kvalita, rozměry a cena. Proto se pro nízké kmitočty s výhodou nahrazují RLC filtry aktivními filtry RC (filtry ARC). Jejich základní princip spočívá v „náhradě“ cívky pomocí zapojení aktivního prvku (operační zesilovač, tranzistor) se dvěma rezistory a kapacitami.[1]

Nahradit cívku můžeme v zásadě dvěma základními způsoby. První spočívá v použití obvodu, který přímo nahrazuje cívku jako dvojpól a vykazuje mezi určitými svorkami příslušnou indukčnost. Druhý princip nahrazuje cívku nepřímou, pomocí transformace výchozího RLC obvodu na ekvivalentně se chovající strukturu RCD, která prvek neobsahuje, ale na druhou stranu potřebuje syntetický prvek D – dvojný kapacitor (kmitočtově závislý negativní rezistor)[1]

#### 7.1.1 Obecný pohled na obvod ARC 2. Řádu

Obvod lze rozdělit na 2 části:

1. Dva funkční kapacitory a dva funkční rezistory ( $R_1$ ,  $R_2$ ,  $C_1$ ,  $C_2$ ) určují svými hodnotami rezonanční kmitočet a poměry svých hodnot činitele jakosti  $Q$ .
2. Zbytek obvodu, tzn. jeden nebo více aktivních prvků (OZ, tranzistor), případně další rezistory a kapacitory, které mohou mít funkci dalšího nastavení činitele jakosti  $Q$ , nebo například násobnou konstantu pro rezonanční kmitočet.

Obvod ARC 2. řádu je tudíž určitým ekvivalentem rezonančních obvodů RLC a RCD.

### 7.1.2 Náhrada cívky v obvodu

Aktivní filtry ARC, které vycházejí z filtrů RLC a využívají k tomu přímou či nepřímou náhradu cívek, mají velké množství různých variant zapojení. Objasnění jejich funkce představuje i řadu různých pohledů na činnost filtru. V oblasti návrhu ARC filtrů převažují 2 hlavní přístupy. Velmi názorný je takový přístup, kdy vytváří obvody, vykazující na vstupních svorkách induktivní impedanci. Ty lze využít jako přímou náhradu indukčnosti ve filtru RLC. Zřejmě nejčastěji je ale takový pohled, kdy vytváříme celý obvod ARC s přenosovou funkcí 2. řádu jako ekvivalenci obvodu LRC 2. řádu, přičemž přímá náhrada cívky v obvodu nemusí být na první pohled zřejmá.

### 7.1.3 Blok ARC s přenosovou funkcí 2. řádu

Obvod Saleena a Keye je ukázán na obr. 18a jako typický příklad filtru typu dolní propust 2. řádu. Obvod obsahuje jeden OZ, dva rezistory R a dva kapacitory C. Jeho přenosová funkce je dle [1] ve tvaru:

$$K(p) = \frac{1/(R_1 R_2 C_1 C_2)}{p^2 + p(R_1 + R_2)/(C_1 R_1 R_2) + 1/(R_1 R_2 C_1 C_2)} = \frac{\Omega_0^2}{p^2 + p\Omega_0/Q + \Omega_0^2}$$

Tento výraz je shodný s přenosovou funkcí RLC dolní propusti 2. Řádu na obr. 8.

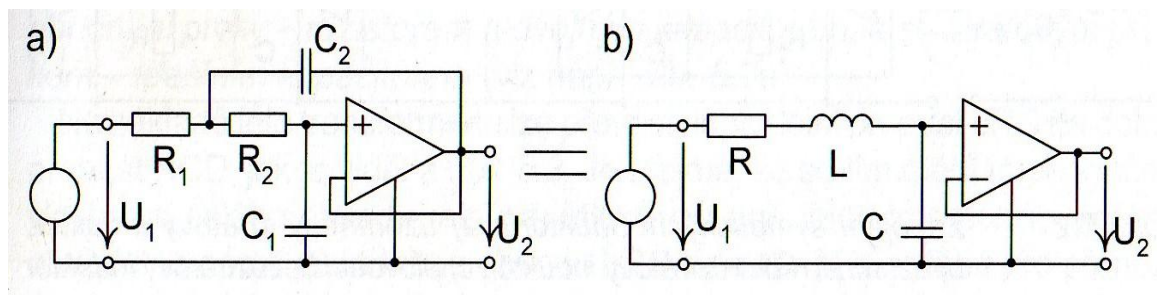
Rezonanční kmitočet a hodnotu činitele jakosti lze vyjádřit vztahy:

$$F_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}}$$
$$Q = \frac{\sqrt{R_1 R_2}}{R_1 + R_2} \sqrt{\frac{C_2}{C_1}} = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{C_2}{C_1}}$$

Obecný vztah pro Q je upraven pro častý a optimální případ shodných hodnot  $R_1$  a  $R_2$ .

Zapojení aktivního prvku (OZ) spolu s pasivními součástkami (R, C) tedy realizuje obvod, který je z hlediska přenosové funkce ekvivalentní s obvodem RLC. Z tohoto hlediska tedy OZ s rezistory  $R_1$  a  $R_2$  a kondenzátorem  $C_2$  představuje (simuluje) vlastně ztrátovou cívku. Proto lze nakreslit ekvivalentní schéma na shodnou přenosovou funkci (obr. 18b).

Zapojení na obr.18a neslouží však jen k simulaci cívky L, ale funguje i jako oddělovací zesilovač. Dosáhneme tím malé hodnoty výstupního odporu celého filtru a přenosová funkce není závislá na impedanci zátěže, na rozdíl od obvodu RLC z obr. 8. Tím je jednoduše dosaženo možnosti jednoduchého kaskádního spojování takovýchto filtrů.



Obr. 18: a) Dolní propust ARC 2. řádu, b) ekvivalence RLC s OZ k a) [1]

## 7.2 Stavební prvky filtrů ARC a základní vlivy jejich reálných vlastností

### 7.2.1 Vliv reálných odporů a kondenzátorů na parametry filtrů ARC

Vzhledem k tomu, že kondenzátory ( $C_1$  i  $C_2$ ) vytvářejí se zbytkem obvodu rezonanční obvod RLC, lze vliv jejich ztrát modelovat sériovým či paralelním spojením ideálního kapacitoru s rezistorem. Tento vliv lze posuzovat v principu shodně jako u filtrů RLC. Při ideálních vlastnostech zbývající části obvodu určuje hodnotu činitele jakosti celkového obvodu činitel jakosti reálného kondenzátoru  $Q_c = 1/\tan \delta$ . Jeho hodnota musí být proto podstatně vyšší, než výsledná funkční hodnota činitele jakosti celého obvodu (alespoň 10x). Při nižších hodnotách je třeba tento vliv brát v úvahu, pokud je to možné, kompenzujeme jej snížením vnějšího ztlumení tak, aby výsledné  $Q$  odpovídalo požadovaného. Je potřebné si uvědomit, že ztráty kondenzátorů může obdobně zvýšit i sériové či paralelní spojení kondenzátorů s parazitními odpory, jako je např. vnitřní odpor zdroje, parazitní vstupní a výstupní odpor aktivních prvků apod. [1]

Použité kondenzátory musí být dostatečně stabilní vůči změně kapacity (běžná hodnota je  $\Delta C/C < 10^{-3}$ ). Při návrzích jsou vybírány kondenzátory z vyráběných tolerančních řad (E6 nebo E12) tak, aby nemusely být skládány z více prvků. Důvodem je

vyšší cena a rozměry oproti odporům. Pokud bychom vybírali kondenzátory z hlediska stability, tak velmi vhodné jsou kondenzátory s umělohmotnými dielektriky, případně keramické ze stabilní keramiky. Méně vhodné je použití kondenzátorů s papírovým dielektrikem. Zcela nevhodné je použití elektrolytických kondenzátorů.

Použití reálných rezistorů se může jevit na první pohled jako bezproblémové. To ale neplatí pro funkční rezistory (např.  $R_1$  a  $R_2$  na obr.07a). Zde je hlavním problémem ta skutečnost, že uvedené rezistory vytváří se zbytkem obvodu (dvojný kapacitor) rezonanční obvod RD a jakákoliv parazitní kapacita je v tomto případě ztrátový prvek, snižující činitele jakosti. [1]

Méně závažným problémem je volba hodnot odporu rezistorů, jelikož vyráběné rezistory jsou většinou dostatečně stabilní a přesné. Pokud není potřebná hodnota k sehnání, lze jí poměrně snadno realizovat sériovým, nebo paralelním spojením dvou, či více rezistorů.

## 7.2.2 Aktivní prvky

Jako aktivní prvek lze použít různá zapojení zesilovačů, která umožňují spolu s napájecím zdrojem energetickou kompenzaci ztrát obvodů RC. Zesilovače mohou být realizovány jako diskrétní, ale dnes je nejběžnější použití integrovaných obvodů. Jsou to např.: [1]

- jedno či vícestupňové tranzistorové zesilovače,
- operační zesilovače s napěťovou zpětnou vazbou (historicky nejstarší a nejpoužívanější běžné typy OZ a některé nové s vysokým mezním kmitočtem),
- operační zesilovače s proudovou zpětnou vazbou (nové typy OZ pro oblasti vysokých kmitočtů),
- transkonduktanční zesilovače,
- speciální bloky (např. proudové konvejory).

Lze říci, že pro oblast pracovních kmitočtů do 1MHz je pro většinu případů nejvýhodnější použití OZ s napěťovou zpětnou vazbou. Jsou plně vyhovující, levné a běžně dostupné.

Aktivní prvky jsou nejsložitějším prvkem filtrů ARC a logicky se u nich projevuje nejvíce reálných vlivů omezujících vlastnosti filtrů, obzvláště pak v oblasti vysokých kmitočtů.

Nejvýraznější parazitní vliv OZ na filtry 2. řádu má kombinace hodnot tranzitního kmitočtu  $F_T$  a výstupního odporu  $R_0$ . Tento efekt podstatně vzrůstá pro rezonanční kmitočty blížíící se hodnotě  $F_T$ . Proto se často používá hodnocení vlivu OZ na filtry ARC 2. řádu poměr  $F_0/F_T$ , kdy je pro běžné hodnoty výstupního  $R_0$  potřebné, aby  $F_0/F_T < 0,001$  až  $0,1$ . Ostatní vlivy mají obvykle menší význam a je potřebné je uvažovat jen při přesnějším rozboru. [1]

Pro oblast kmitočtů do 100kHz jsou ve většině případů plně dostačující operační zesilovače typu TL 080 až 84, případně druhá varianta TL 074 až 74. Mezi oběma variantami OZ není prakticky velký rozdíl. Výhody těchto typů je vysoký vstupní odpor, malý proudový offset a šum. Nevýhody nacházíme v relativně nízkém tranzitním kmitočtu, relativně vysokém napěťovém offsetu a napěťovém šumu.

## 8 Analogový spektrální analyzátor

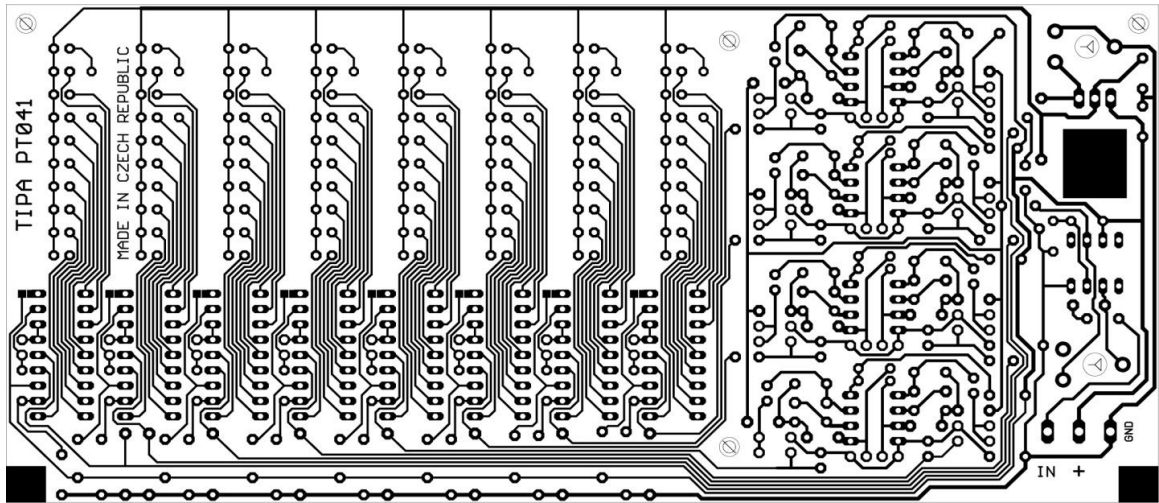
V této části mé práce se budu věnovat praktické realizaci zařízení, nazvané jeho autorem *Spektrální analogový analyzátor*. Popíši zde jednotlivé stavební prvky a celkovou funkci. Po dohodě s vedoucím práce byl pro realizaci využit balíček dodávaný firmou TIPA, spol. s.r.o., zakoupený v eshopu[9]. Ten obsahuje již hotovou (neosazenou) desku plošného spoje (DPS) a potřebné součástky.

Konkrétní zapojení je na obr. 20, jeho části budou diskutovány níže. Zapojení se dá rozdělit do čtyř částí:

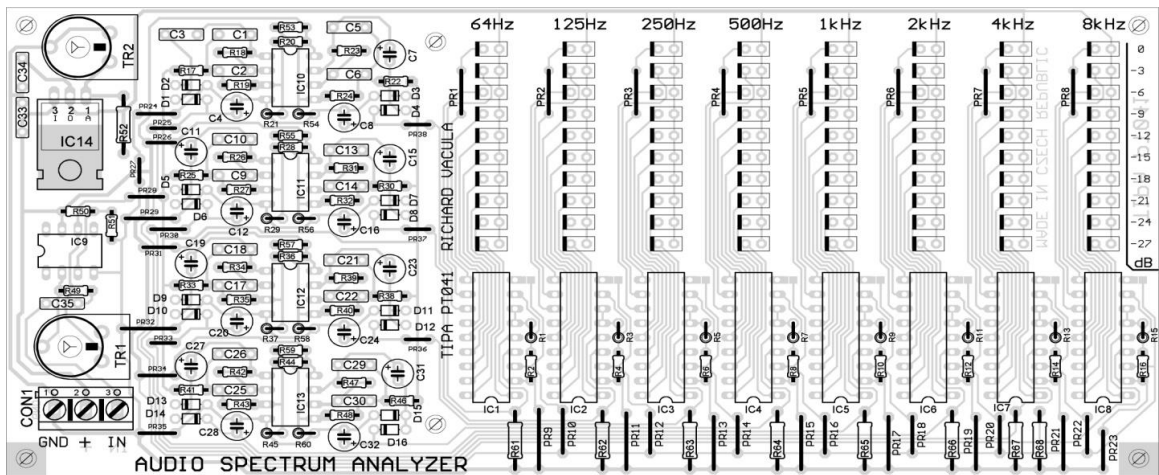
- Vstupní zesilovač audiosignálu
- Regulátor napětí diod LM317
- indikátor vybuzení LM3915
- Pásmové propusti

Jedná se o jednoduchý indikátor vybuzení osmi frekvenčních pásem. Popis zařízení lze nalézt na stránkách[8] včetně jednoduchého návodu k sestavení a obecného principu funkce.

Na obr. 19 je znázorněná deska plošného spoje ze strany spojů pro analyzátor. Její rozměry jsou 184mm x 83mm a deska plošného spoje z pohledu osazení součástkami je na obr. 20.

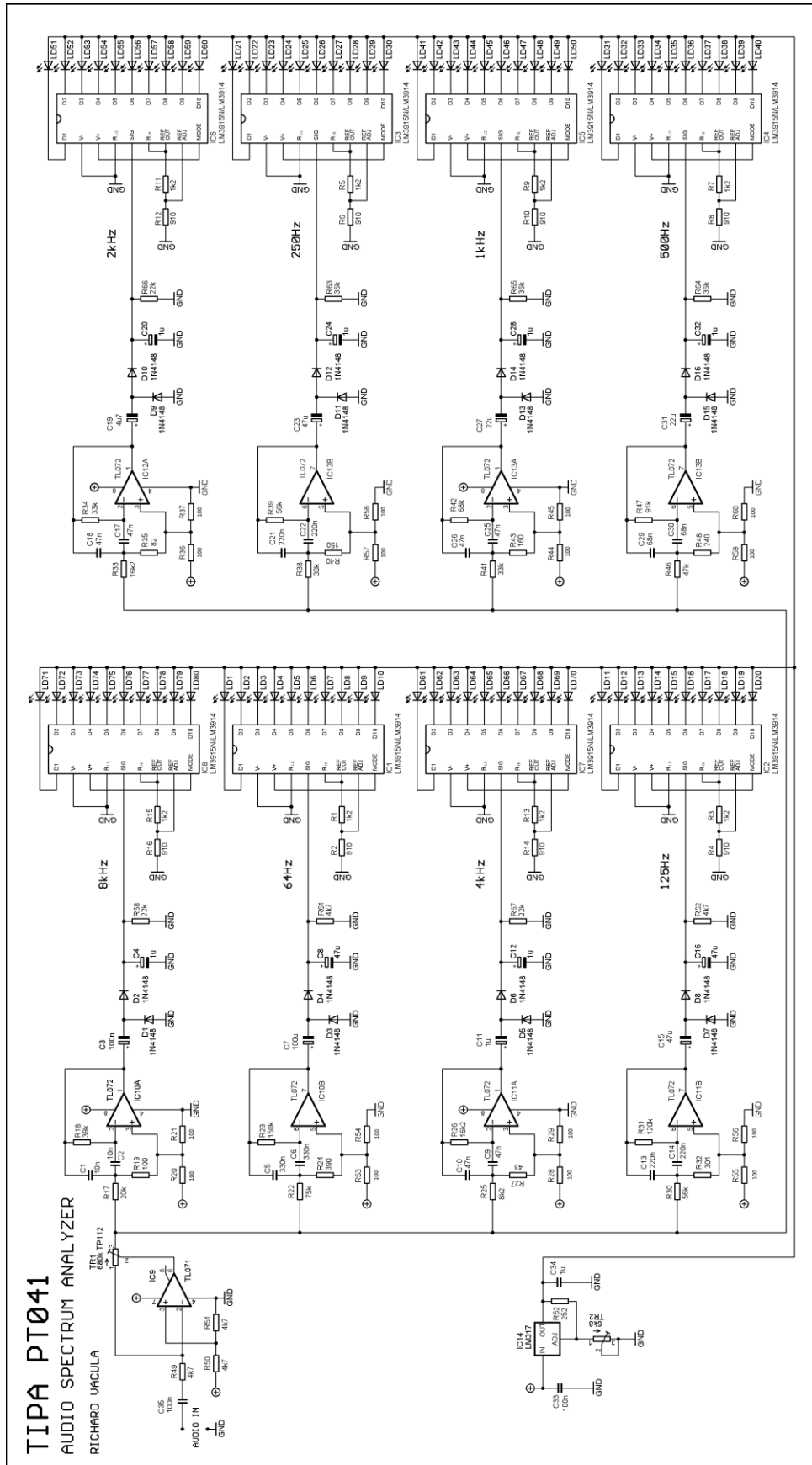


Obr. 19: Deska plošného spoje z pohledu cest[8]



Obr. 20: Deska plošného z pohledu součástek[8]





Obr. 21: Zapojení spektrálního analogového analyzáru[8]

## 8.1 Vstupní zesilovač audiosignálu

Signálový vstup analyzátoru je realizován jako operační zesilovač v invertujícím zapojení. Toto zapojení s operačním zesilovačem patří k jednoduchým realizacím s OZ. Hlavním rysem invertujícího zapojení s OZ je jeho obrácení polarity napětí na výstupu vzhledem ke vstupu o  $180^\circ$ . Přenosová funkce pro ideální operační zesilovač je dle [3]:

$$U_0 = -U_i \frac{R_{zv}}{R_p}$$

kde  $U_0$  je výstupní napětí,  $U_i$  je vstupní napětí,  $R_{zv}$  je hodnota rezistoru zapojeného ve zpětné vazbě a  $R_p$  je hodnota rezistoru v přímé větvi.

Hodnota zesílení v zapojení na obr. 21 je tedy spočitatelná ze vztahu:

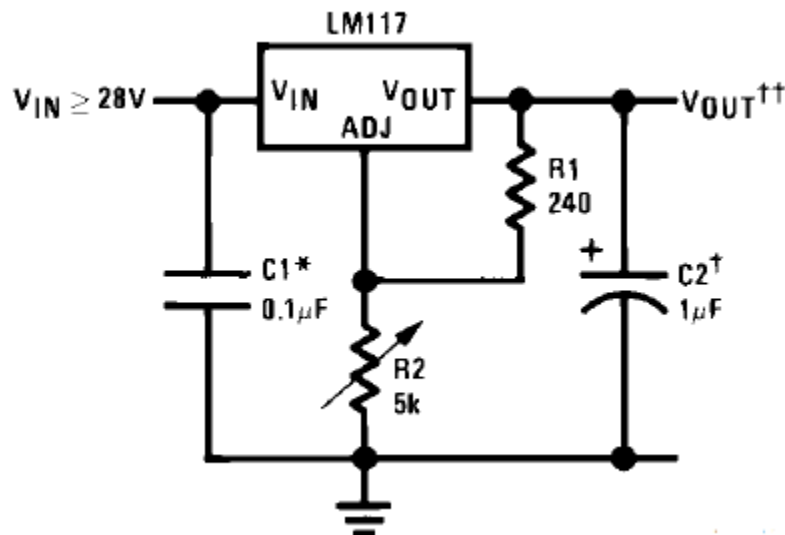
$$A = \frac{R_{TR1}}{R_{49}}$$

kde  $R_{TR1}$  je hodnota nastavená na trimru TR1.

Jednoduše řečeno, na čím větší hodnotu bude nastaven trimr TR1, tím bude menší zpětná záporná vazba a tím větší bude zesílení vstupního zesilovače.

## 8.2 Regulátor napětí diod LM317

Za druhým vstupem analyzátoru se nachází integrovaný obvod LM317. Integrovaný obvod LM317 je regulovatelný stabilizátor napětí. Typická aplikace, ve které je podle výrobce doporučeno ho zapojovat je na obr. 22.



obr. 22: Typické zapojení LM317[4]

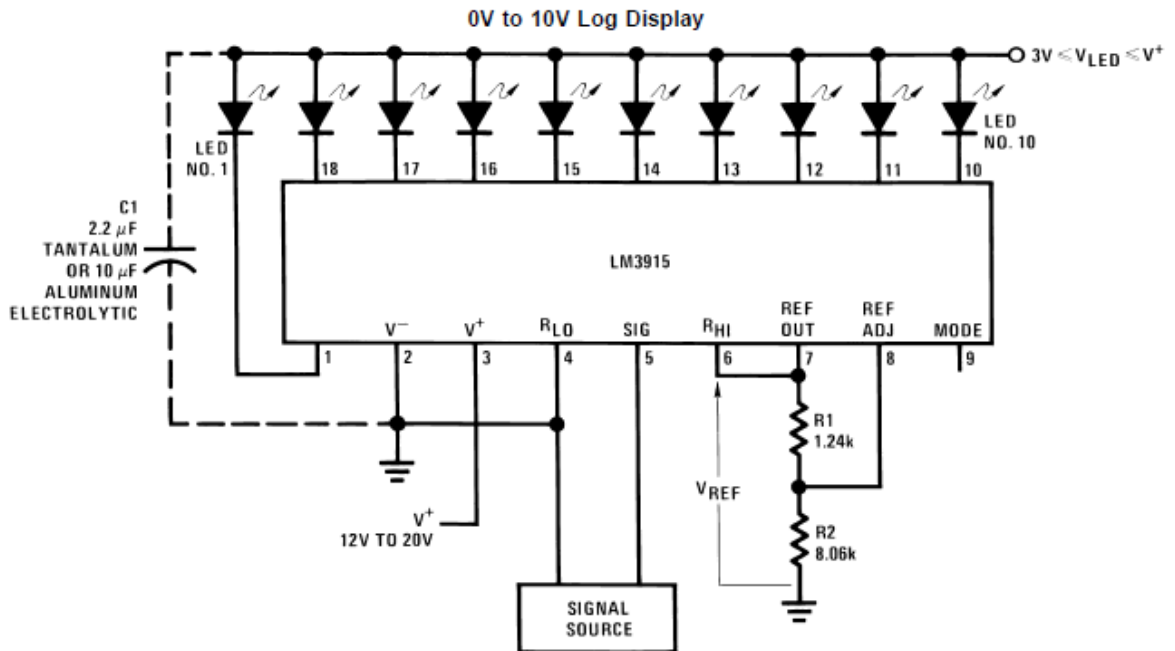
Napětí, které bude na výstupu, se dá spočítat ze vzorce převzatého z [4]:

$$V_{OUT} = 1.25 \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) + I_{ADJ}(R_2)$$

Vzhledem k tomu, že při provozu je proudový odběr diod poměrně velký, je řešeno na plošném spoji malé chlazení, které se nachází na straně spojů. Je to hodně pocínovaná oblast, která přes šroub odebírá co nejvíce tepla přímo z chladiče obvodu. Podle výrobce [4] má být LM317 schopen pracovat do teploty 125°C. I po několika hodinách provozu jsem stále byl schopen udržet prst na obvodu, proto jsem se nezabýval větším pasivním chlazením.

### 8.3 Indikátor vybuzení LM3915

Integrovaný obvod LM3915 je jednoduchý budič pro 10 LED diod. V rodině typu LM391x má právě tento typ logaritmické odstupnění mezi diodami (+3dB LED). Typ LM3914 má lineární průběh a LM3916 slouží jako VU metr (-20dB – 3dB).



obr. 23: Obvod LM3915 a zapojení pinů[5]

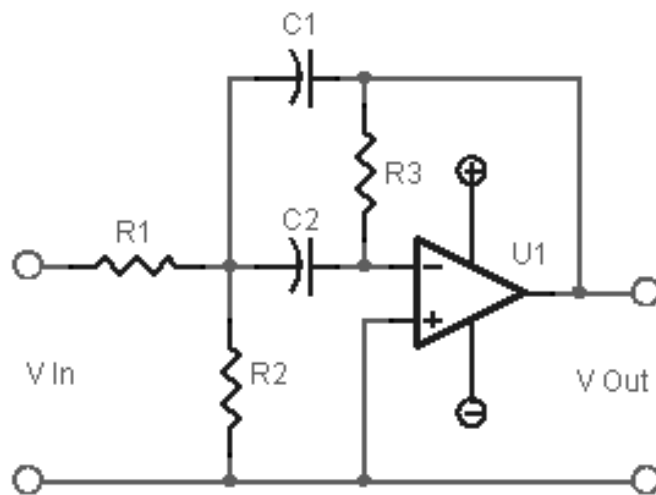
### 8.3.1 Popis pinů LM3915

- PIN 1, 10-18 – výstupy pro LED diody
- PIN 2 – slouží k připojení země
- PIN 3 – slouží k připojení kladného napájecího napětí
- PIN 4 – slouží k připojení země signálu
- PIN 5 – slouží k připojení signálu
- PIN 6,7 a 8 slouží k nastavení citlivosti integrovaného obvodu. Poměrem odporů se přímo nastavuje proud protékající LED diodami
- PIN 9 – tento pin přepíná LM3915 z bodové indikace do indikace páskové.

Při použití propojení pinu 9 a pinu 3 se přepne obvod do páskové indikace a značně vzroste proudový odběr napájených diod. Při odběru proudu 10mA na jednu diodu je tedy teoretický maximální odběr jednoho LM3915 až 100mA, v případě našeho zapojení tedy až 0,8 A. Tato hodnota proudu už je poměrně vysoká a docházelo by ke zdatnému namáhání a zahřívání obvodu LM317. Proto páskovou indikaci nevyužívám.

## 8.4 Pásmové propusti

Pásmové propusti jsou v tomto zapojení, expresivně vyjádřeno, srdcem obvodu. Existuje samozřejmě více možností a typů zapojení, zde byl vybrán typ s vícenásobnou zpětnou vazbou, kdy v zpětnovazební části se nachází 2 prvky. Na obr. 24 je schéma použité pásmové propusti. Signál jde do invertujícího vstupu operačního zesilovače, takže získává zpět polaritu, kterou měl před vstupem do zesilovače na vstupu, viz kapitola Vstupní zesilovač audiosignálu.



obr. 24: Schéma pásmové propusti[7]

Pro znázornění jsem vybral pásmovou propust 1kHz, na které ukážu postup výpočtu elementárních prvků v závislosti na požadavcích na propust.

### 8.4.1 Pásmová propust 1kHz

Pro vypočtení hodnot rezistorů a kondenzátorů existuje pár vzorců, ze kterých lze hodnoty jednoduše vypočítat. Zde je zvolen způsob, kdy oba kondenzátory jsou stejné a k jejich hodnotám se dopočítávají rezistory. Dle [7] je výpočet následující:

$$W_c = 2\pi F_0$$

$$C = C_1 = C_2$$

$$R_1 = \frac{Q}{C W_c K}$$

$$R_2 = \frac{Q}{C W_c (2Q^2 K)}$$

$$R_3 = \frac{2Q}{C W_c}$$

kde  $F_0$  je střední frekvence,  $Q$  je činitel jakosti a  $K$  je zesílení.

Výrobce pracoval s nastavením filtrů tak, aby zesílení bylo ideálně rovno  $K = 1$  a činitel jakosti se rovnal  $Q = 10$ . Výpočet lze provést samozřejmě ručně, nebo například ve webových aplikacích, ze které převezmu další snímky[7].

1	Choose the type of filter (MFB or VCVS)	MFB ▼		
2	Enter a Filter Gain (K) that greater 0, but less than 10.	1		
3	Use the check boxes on the right to select how you want to define your input data. The web page will automatically fill in the text boxes for the other choices.	<input checked="" type="checkbox"/>	$F_0$ 1000 Hz	$Q$ 10
		<input type="checkbox"/>	$F_{Max}$ 1050.0 Hz	$F_{Min}$ 950.0 Hz
		<input type="checkbox"/>	$F_0$ 1000.0 Hz	BW 100.0 Hz
4	It is assumed that C1 and C2 are equal. For a Center Frequency of 1000.00 Hz you should choose a standard value capacitor around 0.022 uF.	C1 and C2 0.047 uF ▼		

obr. 25: Zadání požadovaných hodnot filtru

Jak je vidno, pokračuji podle kroků, jak mi říká aplikace. V prvním kroku vyberu MFB (multiple feedback), neboli vícenásobnou zpětnou vazbu, zadám zisk, se kterým bude pracovat operační zesilovač, střední frekvenci, kterou bude filtr propouštět a činitel jakosti. Ve třetím kroku je možné zadat jiné vlastnosti, nežli střední frekvenci a činitel jakosti. Například je možno zadat mezní frekvence, které po propusti budu chtít, případně střední frekvenci a šířku pásma (BW). To už jen záleží na tom, co o filtru vím a co požaduji. Ve čtvrtém kroku již jen vyberu hodnotu kondenzátoru, které budou použity.

Jakmile jsou zadány všechny požadované vlastnosti filtru, na stránce se ukáže tabulka, která zobrazí vypočtené hodnoty ze vzorců výše. Její vzhled je na obr. 26

<b>Second-Order MFB Band-Pass Active Filter.</b>	
<b>Specifications</b>	
$F_0 = 1000.00 \text{ Hz}$	$Q = 10.00$
$F_{\text{Min}} = 950.00 \text{ Hz}$	$F_{\text{Max}} = 1050.00 \text{ Hz}$
$\text{Bandwidth} = 100.00 \text{ Hz}$	$\text{Stage Gain (K)} = 1$
<b>Components</b>	
$C_1 = 47000 \text{ pF}$	$C_2 = 47000 \text{ pF}$
$R_1 = 33,863 \text{ Ohms}$	$R_2 = 170 \text{ Ohms}$
$R_3 = 67,726 \text{ Ohms}$	

obr. 26: Vypočtené hodnoty dle zadání

Po zobrazení vypočtených hodnot už zbývá jen najít hodnoty rezistorů, které jsou standardně vyráběny v tolerančních řadách. I na toto myslí aplikace a nabídne nám možnost výběru více kombinací rezistorů. Pro každou kombinaci je zde dopočten zisk, činitel jakosti a střední frekvence pro rezistory z toleranční řady, viz obr. 27.

Standard Resistor Options for a Second-Order MFB Band-Pass Active Filter.							
A Center Frequency ( $F_0$ ) of 1000.00 Hz and a Q of 10.00 has been specified. This defines a Bandwidth (BW) of 100.00 Hz and sets $F_{Min}$ to 950.00 Hz and $F_{Max}$ to 1050.00 Hz. Intended Stage Gain (K) is 1.							
Fil #	Center Frequency	Filter Q	Gain K	Bandwidth	R <sub>1</sub>	R <sub>2</sub>	R <sub>3</sub>
1	1077.7 Hz	9.87	0.94	109 Hz	33,000 Ohms	160 Ohms	62,000 Ohms
2	1077.5 Hz	9.86	0.86	109 Hz	36,000 Ohms	160 Ohms	62,000 Ohms
3	1029.1 Hz	10.33	1.03	100 Hz	33,000 Ohms	160 Ohms	68,000 Ohms
4	1028.9 Hz	10.33	0.94	100 Hz	36,000 Ohms	160 Ohms	68,000 Ohms
5	1016.4 Hz	9.3	0.94	109 Hz	33,000 Ohms	180 Ohms	62,000 Ohms
6	1016.2 Hz	9.3	0.86	109 Hz	36,000 Ohms	180 Ohms	62,000 Ohms
7	970.5 Hz	9.74	1.03	100 Hz	33,000 Ohms	180 Ohms	68,000 Ohms
8	970.3 Hz	9.74	0.94	100 Hz	36,000 Ohms	180 Ohms	68,000 Ohms

obr. 27: Tabulka tolerančních řad pro vybraný filtr

Nyní z tabulky zbývá vybrat takové hodnoty rezistorů, které budou nejlépe odpovídat našim požadavkům na filtr. Konkrétně v mém obvodu je vybrána možnost č. 3. Střední frekvence filtru tedy bude 1029Hz, činitel jakosti 10.33 a zisk bude nastaven na 1,03 se šířkou pásma 100Hz.

## 9 Měření analogového spektrálního analyzátoru

Pro naměření charakteristik analogového spektrálního analyzátoru jsem využil několika programů a přístrojů. Výčet použitých přístrojů a programů je zde:

- Laboratorní zdroj Manson NSP-3630
- Osciloskop UNI-T UTD2025C
- Reprobedny M-Audio AV-30 2
- Program NCH Tone Generator
- Program Cool Edit Pro



Reprobedny jsou použity jako zdroj signálu z PC. Do reprobeden je přiváděn signál z PC pomocí jack-jack propojení. Z levého reproduktoru je vedena signálová dvojlinka do analyzátoru, který tak „přehrává“ zvuk pravého kanálu místo pravého reproduktoru.

Sinusové a obdélníkové zvuky pro všechny měřené frekvence, včetně šumů, byly vygenerovány v trial verzi programu NCH Tone Generator. Po osciloskopem provedeném měření odpovídají vygenerované frekvence požadovaným průběhům (sinus, obdélník).

Program Cool Edit Pro byl využit jako kontrola obsaženého frekvenčního spektra, díky funkci spektrální analýzy, kterou lze vidět v reálném čase. Po vypršení trial verze programu NCH Tone Generator byl Cool Edit Pro využit jako generátor frekvencí a šumů, jelikož tuto funkci též obsahuje.

Charakteristiky jsou měřeny pro střední hodnotu frekvence filtru. Ke každému z osmi filtrů jsou přiloženy 3 obrázky – fotografie analyzátoru, osciloskopem změřená charakteristika před (kanál 2) a za filtrem (kanál 1) a frekvenční analýza pořízená screenshotem z programu Cool Edit Pro.

## **9.1 Diskuze ohledně naměřených výsledků**

Při diskuzi naměřených hodnot sestaveného analyzátoru, je důležité vzít v potaz, že není konstruován na výraznou přesnost filtrů. Není to profesionální analyzátor, který bude plnit s minimální diferencí nároky na jednotlivé filtry. Po diskuzi s autorem, který obvod a DPS navrhoval, jsem jasněji pochopil důvody konkrétního řešení. Nebylo důležité přinést precizní přesný analyzátor, nýbrž funkčně podobný, avšak mnohem jednodušší přístroj pro orientační sledování frekvenčního spektra, např. přehrávané muziky.

Největším úskalím tohoto zapojení patří napájení operačních zesilovačů. Operační zesilovač vyžaduje symetrické napětí +, - a GND. V tomto řešení je, právě z důvodu jednoduchosti, řešeno napájení pomocí umělé země, která musí být nastavena tak, aby co nejméně ovlivňovala kvalitu filtru. Ideální pro lepší funkci obvodu by samozřejmě bylo zapojení +, - a GND, které však není dostupné pro všechny elektroamatéry, kterým je právě analogový spektrální analyzátor určen.

Vstupní zesilovač audiosignálu je nastaven na zesílení  $A \sim 60$ . Při tomto zesílení reagovaly všechny pásmové propusti až k maximu. Při zesílení nižším se některé nebyly schopny dostat na maximum indikátoru LM3915.

### 9.1.1 Buzení sinusovým signálem

Pro srovnání jsem pro každou pásmovou propust nechal na kanálu 1 osciloskopu nastaveny 2V/dílek a kanál 2 na 5V/dílek. V sekci lze 8.2 vyčíst, jak se chovaly pásmové propusti. Nejhorší charakteristiku měla pásmová propust o střední frekvenci 500Hz. Její útlum, tzn. poměr výstupního a vstupního napětí  $A = U_{výst}/U_{vst}$  odpovídá hodnotě 0,3, což je v porovnání s ostatními filtry dvojnásobně menší. Naopak signál o frekvenci 250Hz byl utlumen nejméně, kde se hodnota útlumu pohybovala na hranici 0,7. Všechny ostatní filtry měly útlum kolem 0,6, což je hodnota, se kterou se dá spokojit. Tvar signálu všech pásmových propustí odpovídá sinusoidě. U signálů o frekvencích 500Hz, 1kHz a 2kHz lze ještě zmínit fakt, že výstupní signál za vstupním zpožděn, ostatní frekvence jsou uspokojivé.

### 9.1.2 Buzení obdélníkovým signálem

Stejně jako u signálu sinusového, tak i zde je nastaven na kanálu jedna osciloskopu nastaveno 2V na jeden dílek a druhý kanál 5V/dílek. Stav signálů po průchodu propustmi jsou zobrazeny v sekci 8.3. I s tímto typem signálu se jako nejslabší kmitočtový filtr jeví pásmová propust se střední frekvencí 500Hz. Útlum dosahuje hodnoty až 0,3. Průměrný útlum se pohybuje okolo hodnot 0,5, pásmová propust 250Hz má v případě obdélníkového signálu hodnotu útlumu na úrovni 0,8. Celkově se dá napsat, že na oba signály, sinusový i obdélníkový, reagují propusti velice podobně, ne-li stejně.

### 9.1.3 Signál tvaru pila a míra zkreslení signálu

Míra zkreslení, jinak nazváno činitel harmonického zkreslení (THD – total harmonic distortion), vyjadřuje míru zkreslení signálu a většinou se udává v %. Pro čistý harmonický signál (sinusový) je roven 0%. Po dohodě s vedoucím práce nakonec nebyl tento parametr zjišťován, jelikož se nepodařilo sehnat vhodné měřící zařízení.

V cílech práce je jmenován i signál pilovitého tvaru, ovšem po domluvě s vedoucím práce je signál pila vynechán a měřen nebyl.

#### **9.1.4 Hudební záznam**

Chování analyzátoru při buzení hudebním signálem (pop, rock) je natočeno kamerou a přiloženo k práci jako příloha na CD.

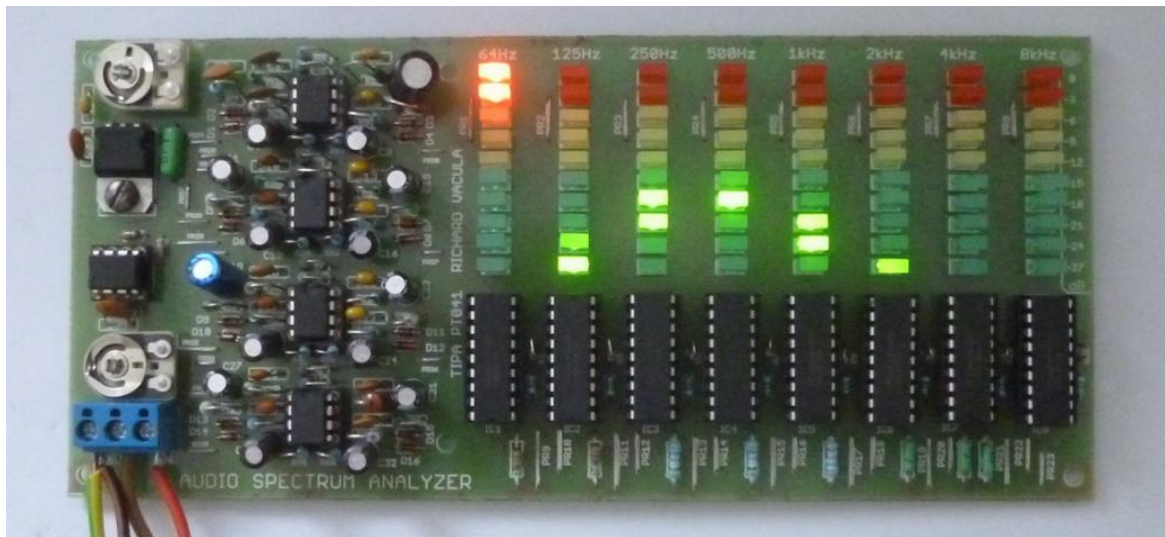
#### **9.1.5 Snímek kompletního analyzátoru**



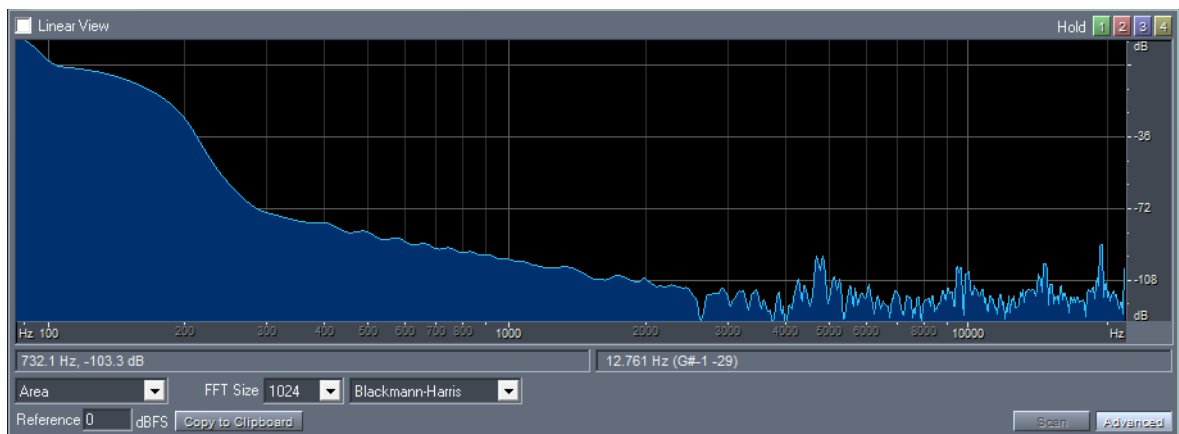
Obr. 28: Kompletní analyzátor

## 9.2 Charakteristiky sinusového signálu

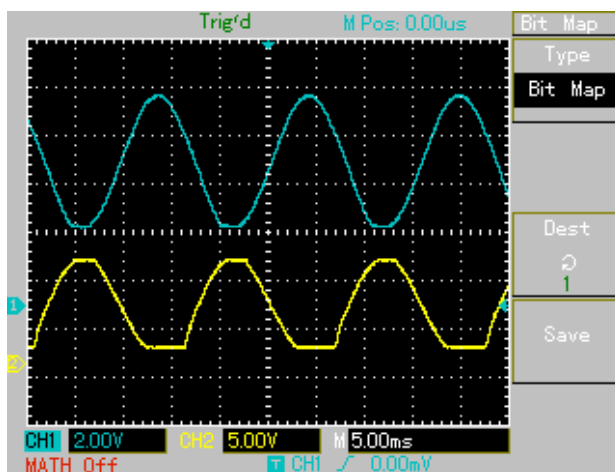
### 9.2.1 Pásmová propust 64Hz



Obr. 29: Fotografie pásmové propusti 64Hz



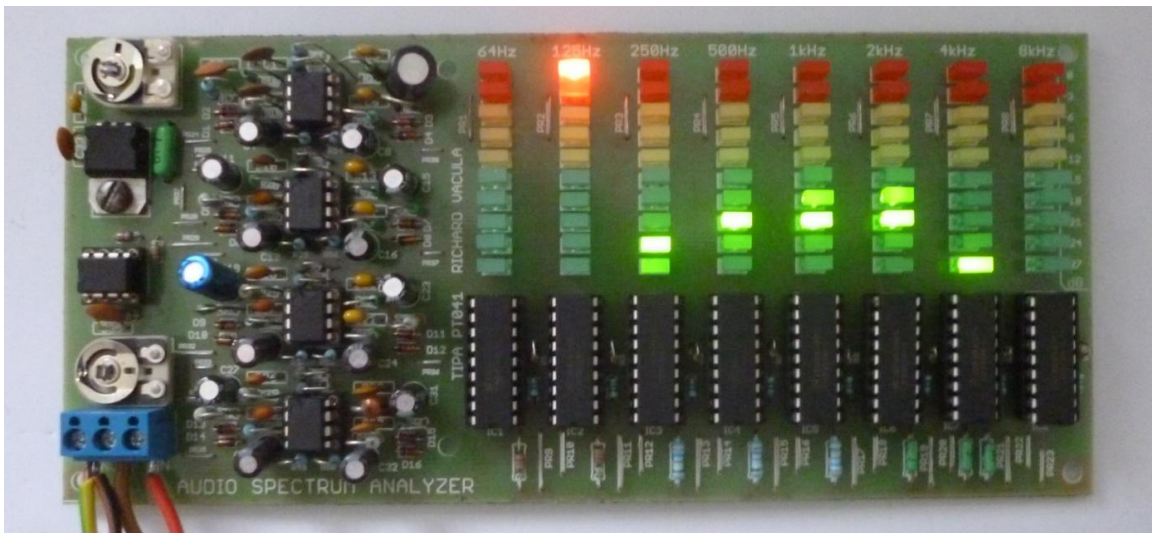
Obr. 30: Frekvenční analýza signálu o frekvenci 64Hz



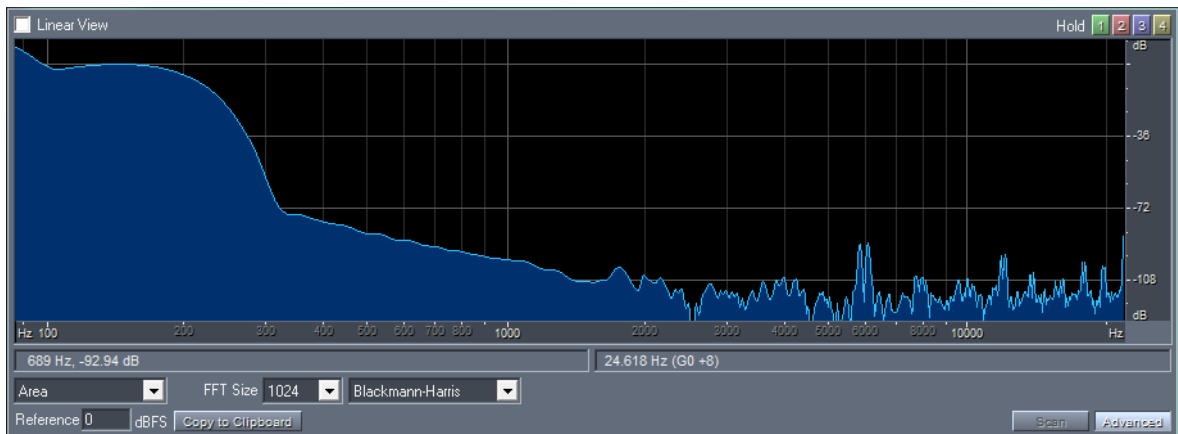
64Hz	hodnota
$f=1/T[\text{Hz}]$	63
vst. amplituda[V]	10
výst. amplituda[V]	6
útlum	0,6

Obr. 31: sinus 64Hz - CH1 po průchodu filtrem, CH2 před průchodem filtrem

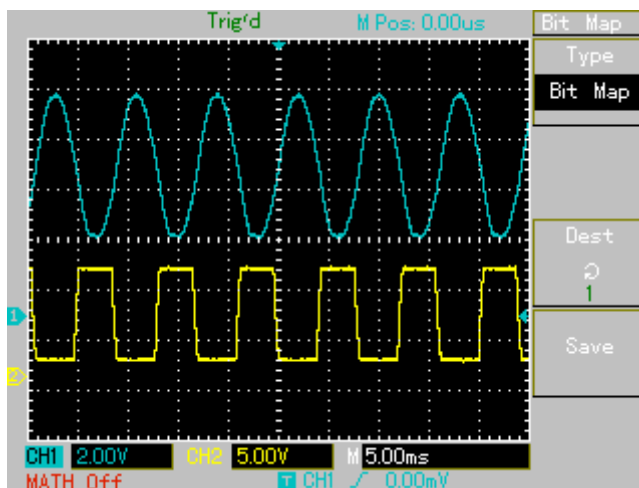
## 9.2.2 Pásmová propust 125Hz



Obr. 32: Fotografie pásmové propusti 125Hz



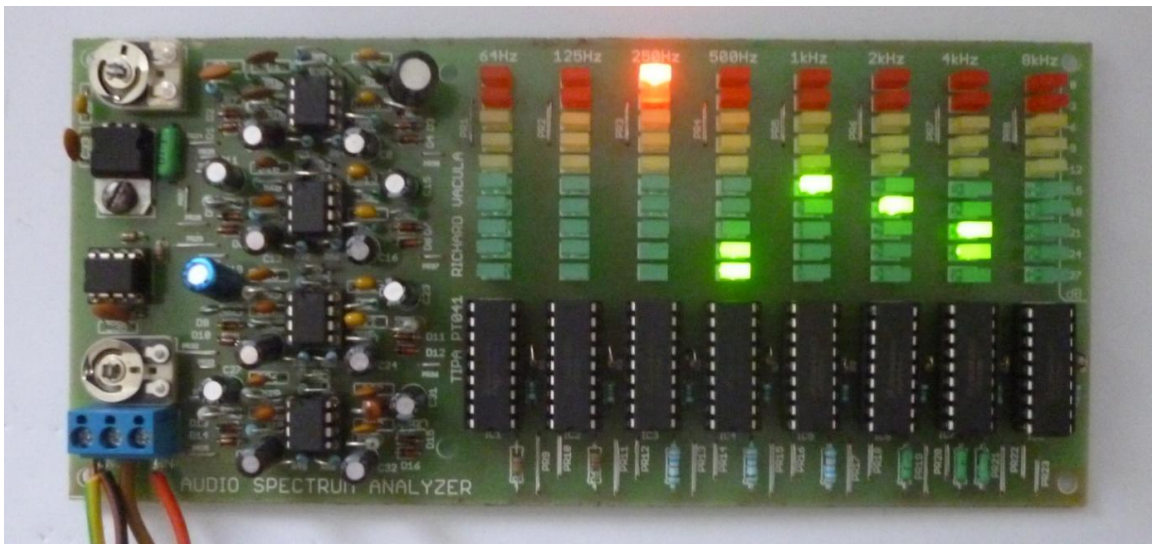
Obr. 33: Frekvenční analýza signálu o frekvenci 125Hz



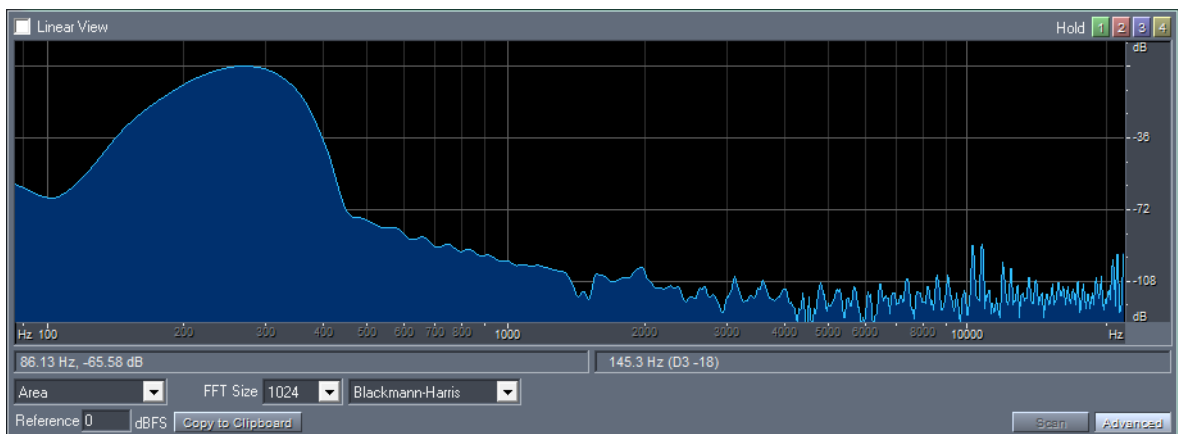
125Hz	hodnota
$f=1/T[\text{Hz}]$	125
vst. amplituda[V]	10
výst. amplituda[V]	6
útlum	0,6

Obr. 34: sinus 125Hz - CH1 po průchodu filtrem, CH2 před průchodem filtrem

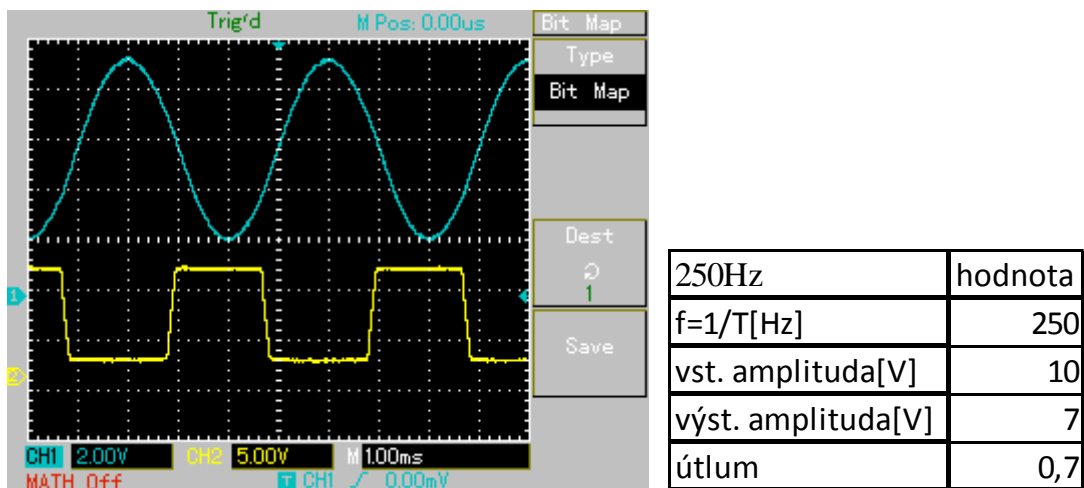
### 9.2.3 Pásmová propust 250Hz



Obr. 35: Fotografie pásmové propusti 250Hz



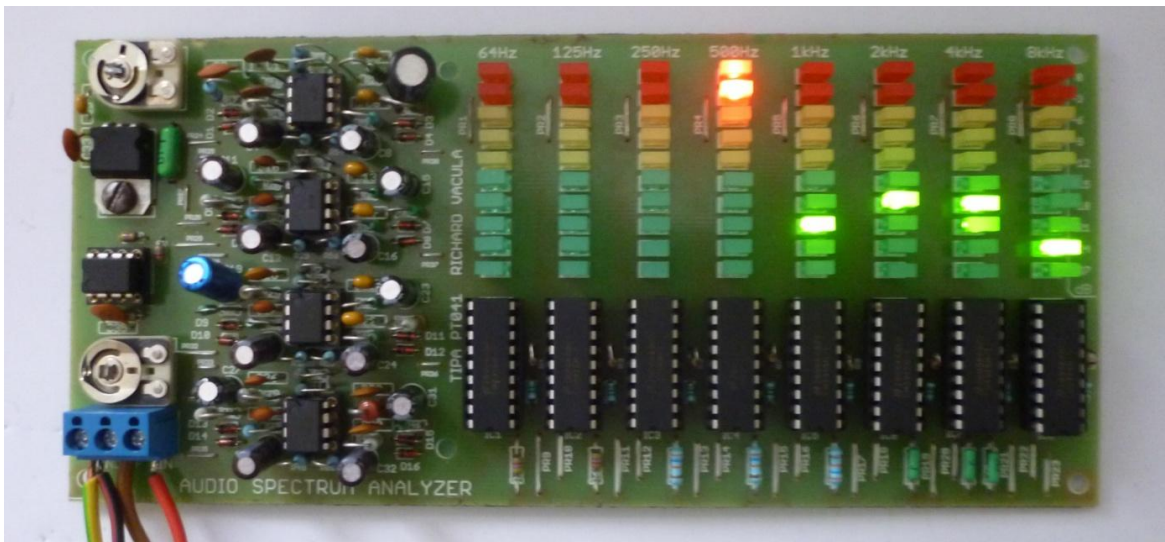
Obr. 36: Frekvenční analýza signálu o frekvenci 250Hz



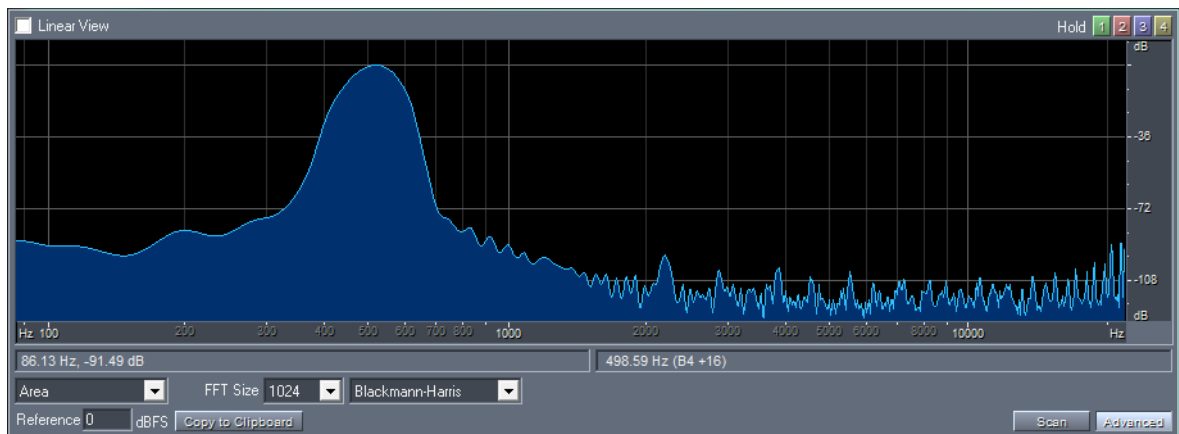
Obr. 37: sinus 250Hz - CH1 po průchodu filtrem, CH2 před průchodem filtrem



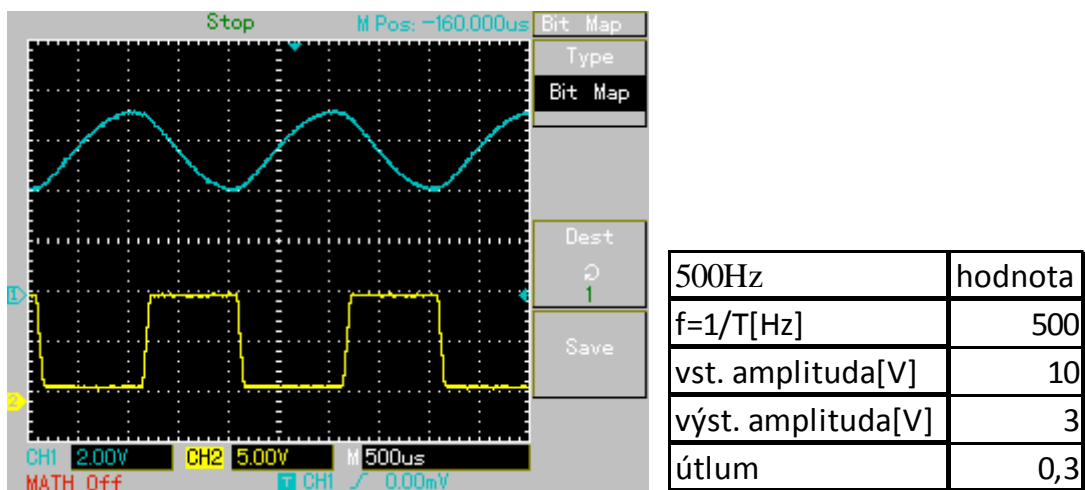
## 9.2.4 Pásmová propust 500Hz



Obr. 38: Fotografie pásmové propusti 500Hz

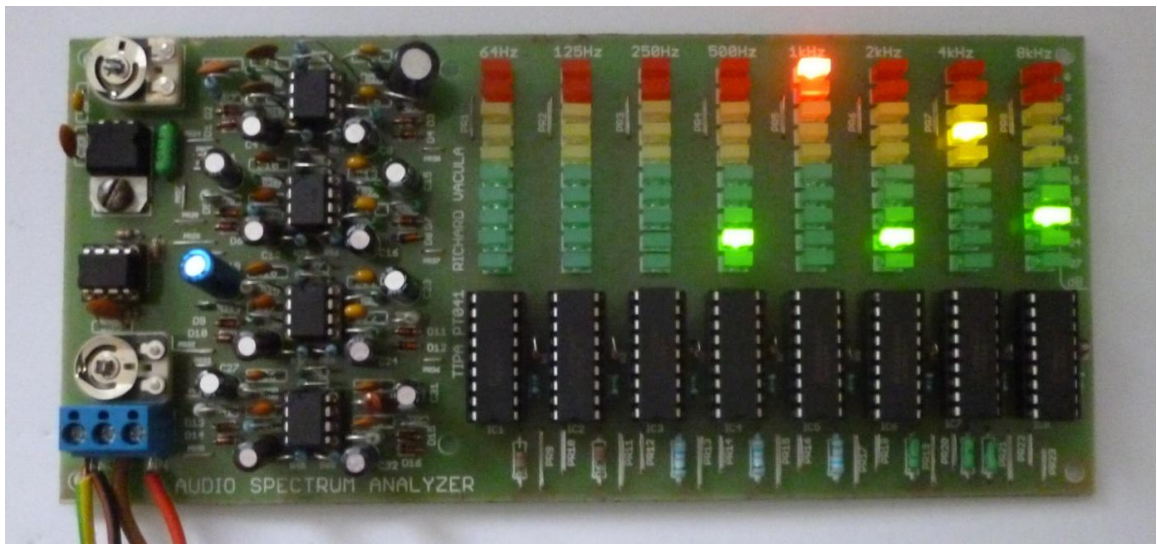


Obr. 39: Frekvenční analýza signálu o frekvenci 500Hz

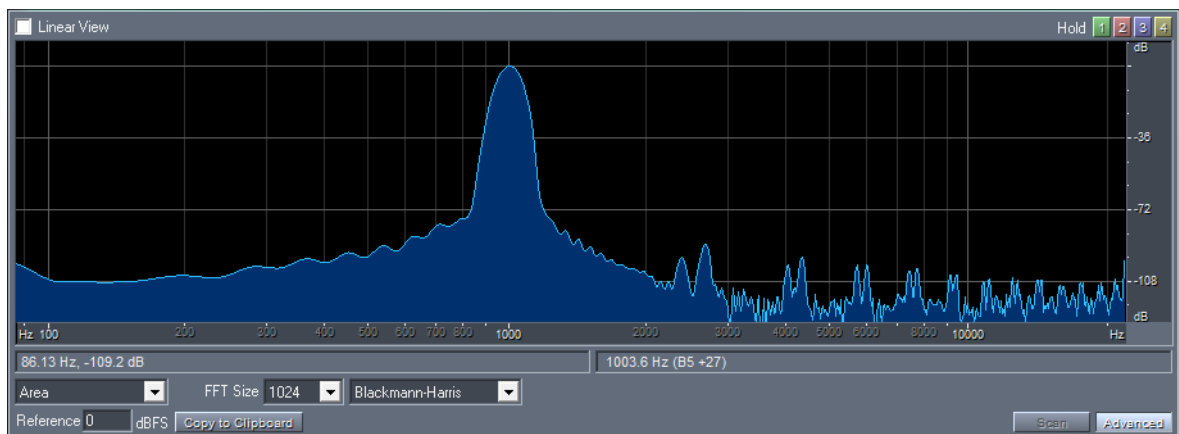


Obr. 40: sinus 500Hz - CH1 po průchodu filtrem, CH2 před průchodem filtrem

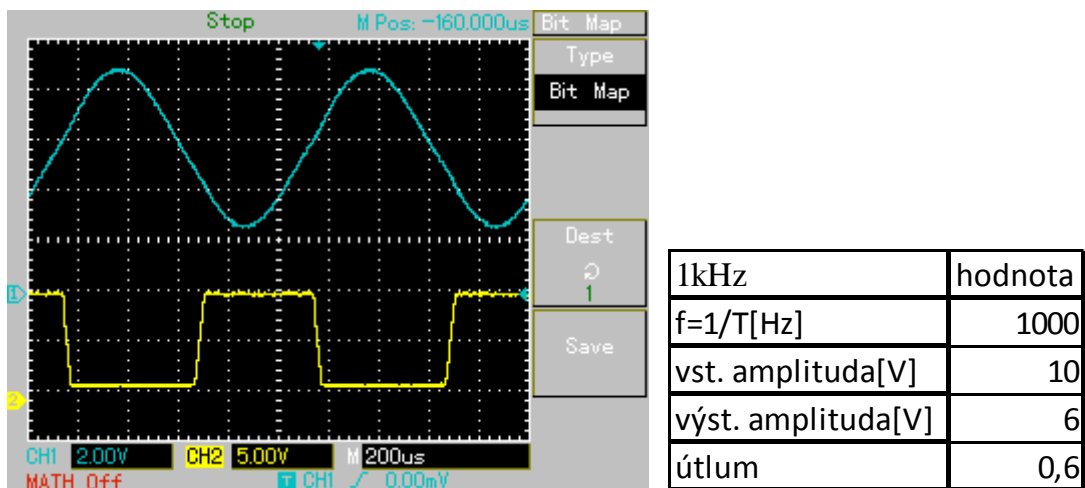
## 9.2.5 Pásmová propust 1kHz



Obr. 41: Fotografie pásmové propusti 1kHz



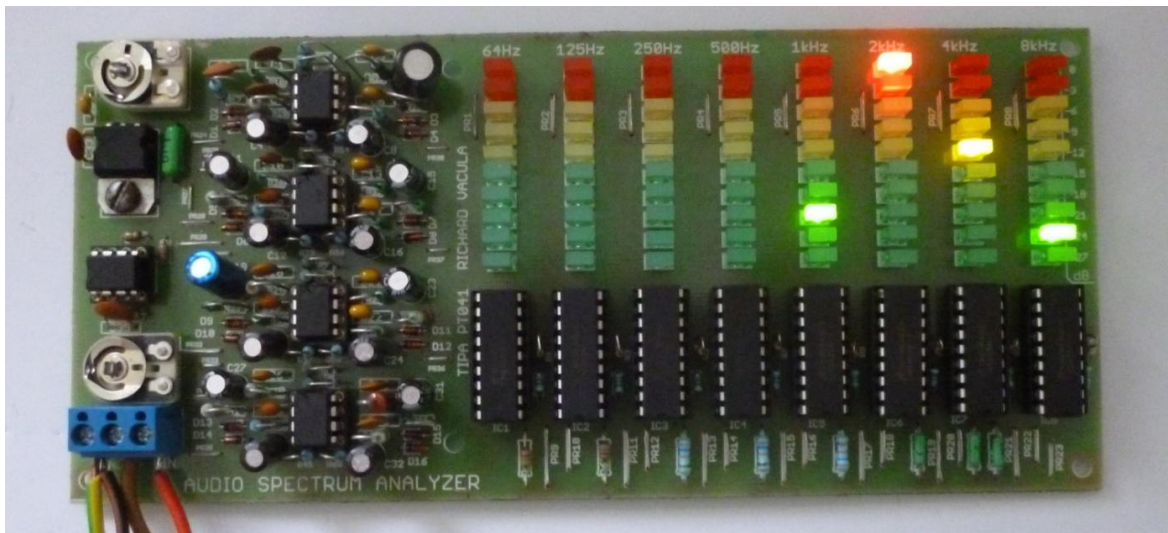
Obr. 42: Frekvenční analýza signálu o frekvenci 1kHz



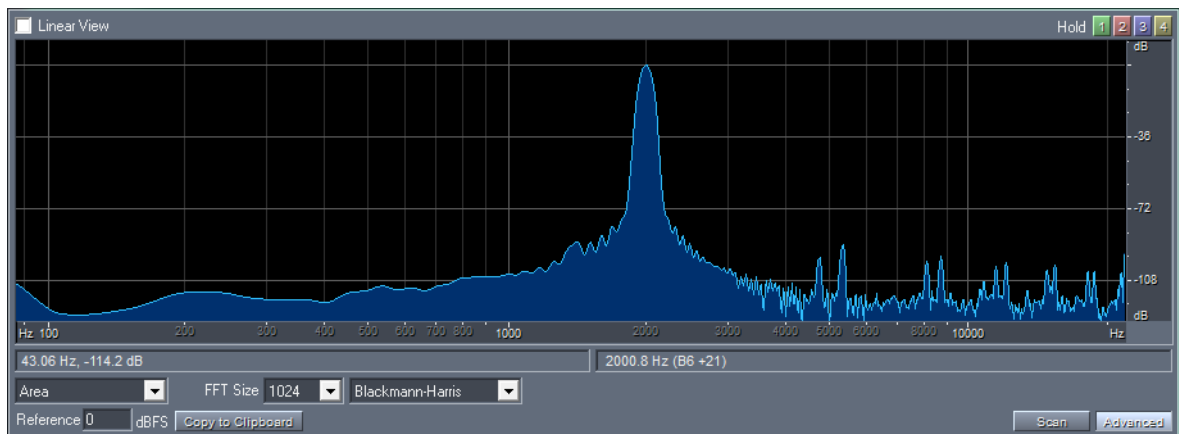
Obr. 43: sinus 1kHz - CH1 po průchodu filtrem, CH2 před průchodem filtrem



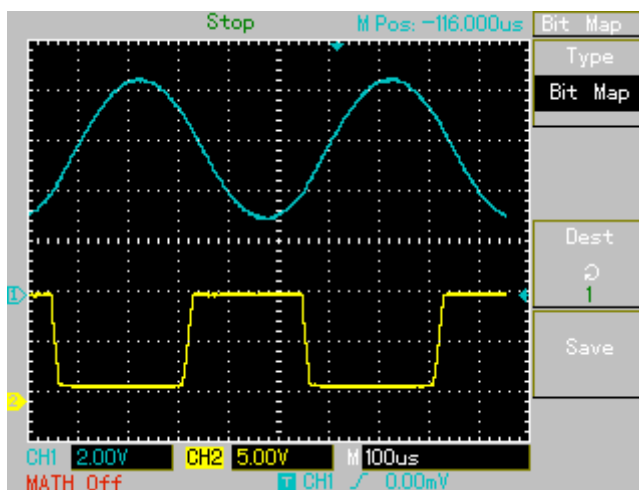
## 9.2.6 Pásmová propust 2kHz



Obr. 44: Fotografie pásmové propusti 2kHz



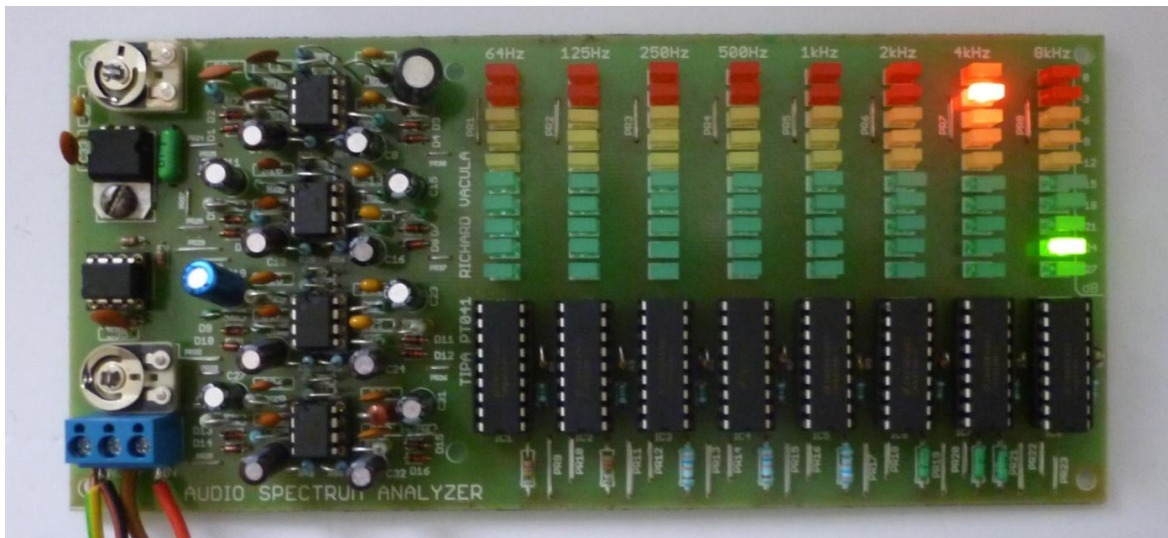
Obr. 45: Frekvenční analýza signálu o frekvenci 2kHz



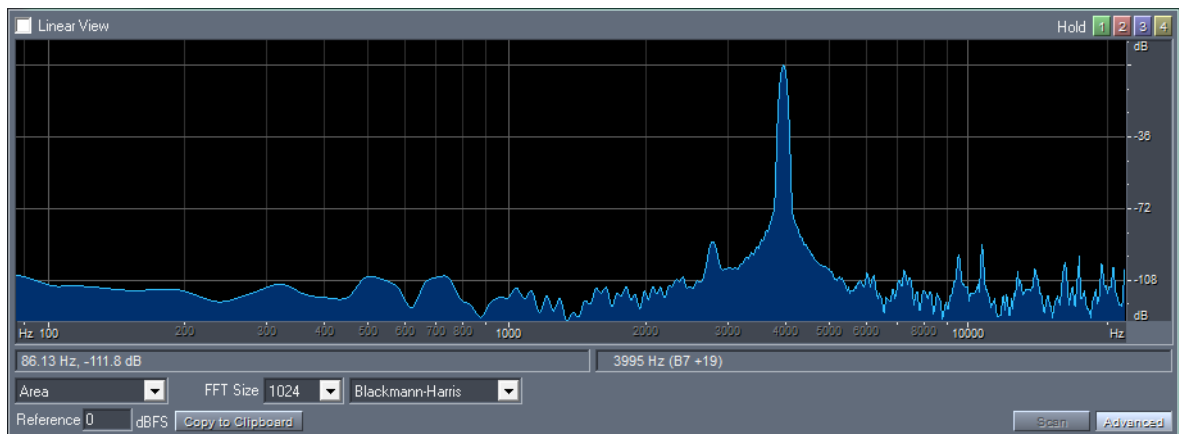
2kHz	hodnota
$f=1/T[\text{Hz}]$	2000
vst. amplituda[V]	10
výst. amplitud[V]a	6
útlum	0,6

Obr. 46: sinus 2kHz - CH1 po průchodu filtrem, CH2 před průchodem filtrem

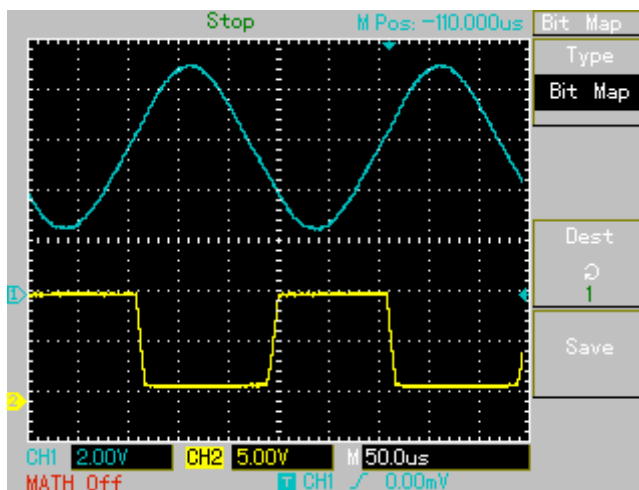
## 9.2.7 Pásmová propust 4kHz



Obr. 47: Fotografie pásmové propusti 4kHz



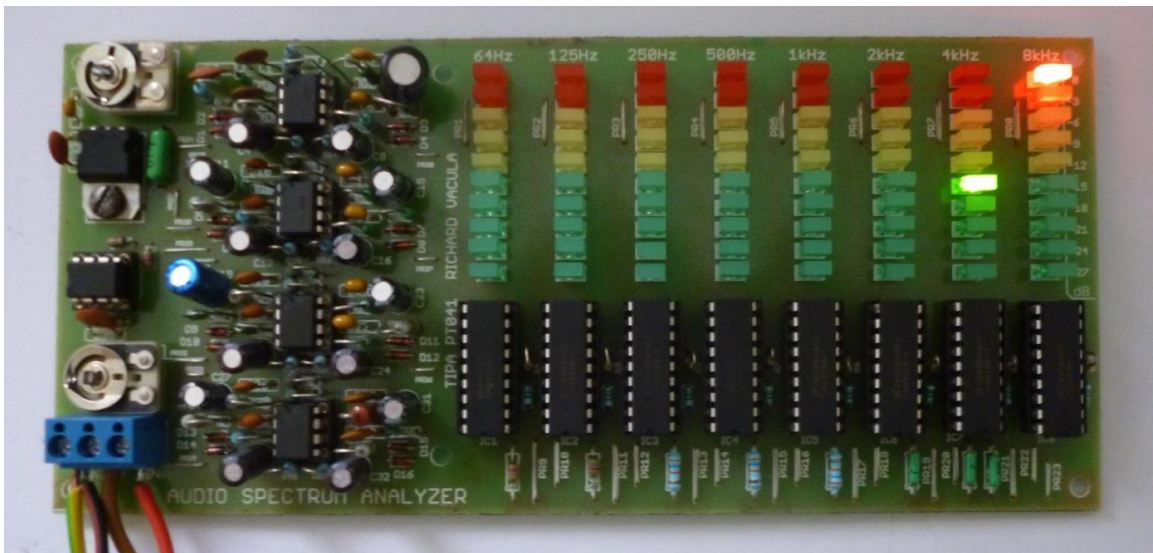
Obr. 48: Frekvenční analýza signálu o frekvenci 4kHz



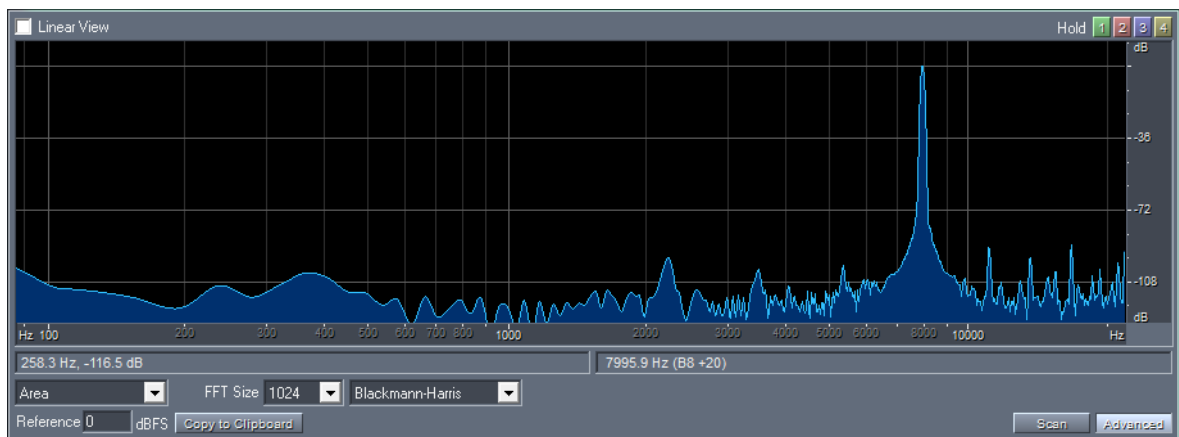
4kHz	hodnota
$f=1/T[\text{Hz}]$	4000
vst. amplituda[V]	10
výst. amplituda[V]	7
útlum	0,7

Obr. 49: sinus 4kHz - CH1 po průchodu filtrem, CH2 před průchodem filtrem

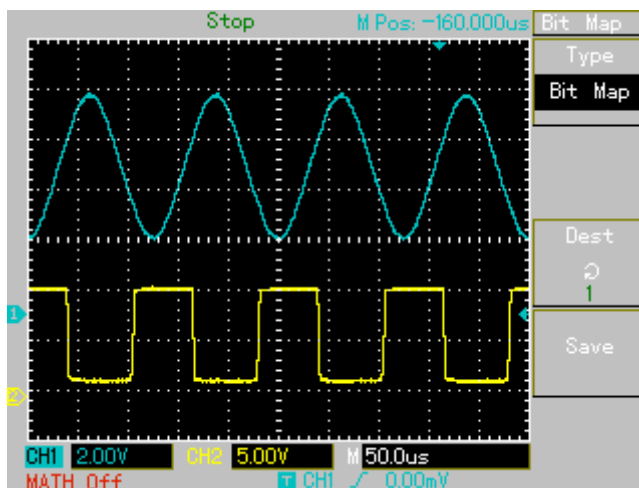
## 9.2.8 Pásmová propust 8kHz



Obr. 50: Fotografie pásmové propusti 8kHz



Obr. 51: Frekvenční analýza signálu o frekvenci 8kHz

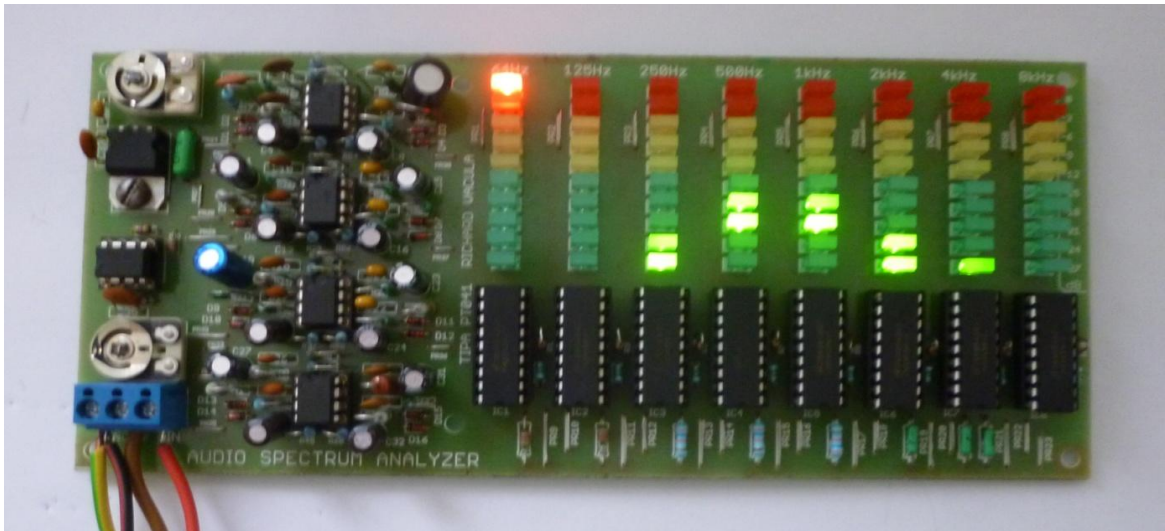


8kHz	hodnota
$f=1/T[\text{Hz}]$	8000
vst. amplituda[V]	10
výst. amplituda[V]	6
útlum	0,6

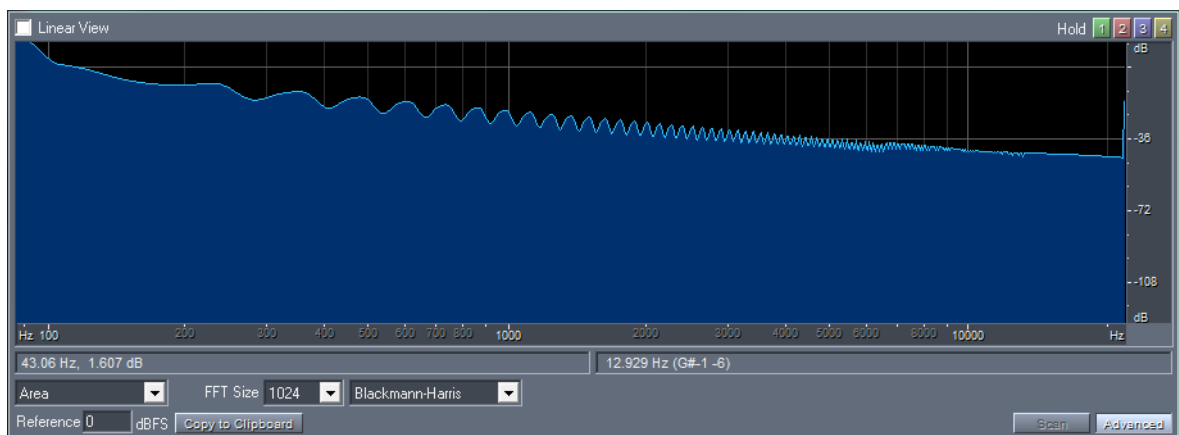
Obr. 52: sinus 8kHz - CH1 po průchodu filtrem, CH2 před průchodem filtrem

## 9.3 Charakteristiky obdélníkového signálu

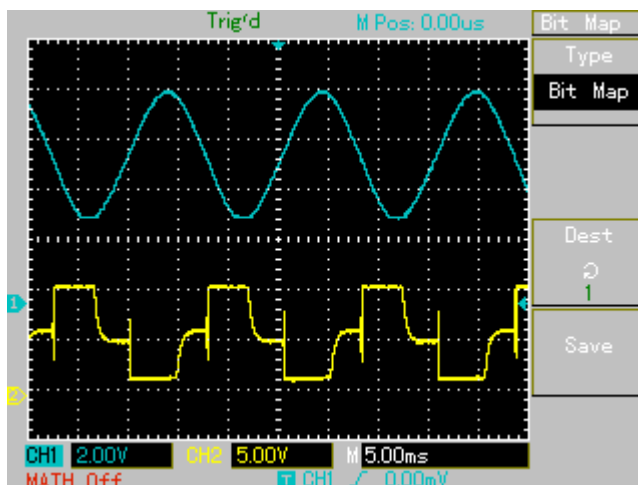
### 9.3.1 Pásmová propust 64Hz



Obr. 53: Fotografie pásmové propusti 64Hz



Obr. 54: Frekvenční analýza signálu o frekvenci 64Hz

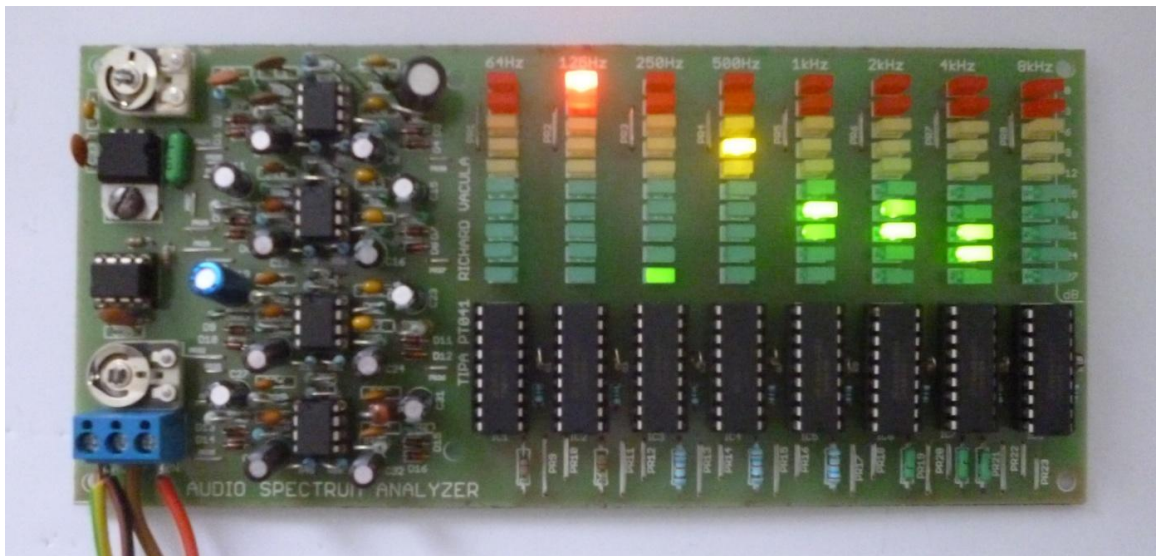


64Hz	hodnota
$f=1/T$	63
vst. amplituda[V]	10
výst. amplituda[V]	5
útlum	0,5

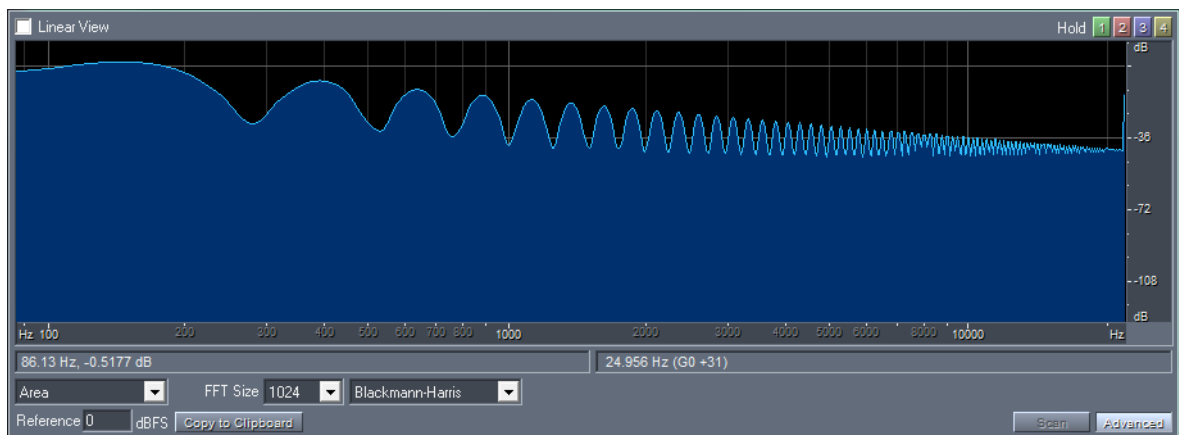
Obr. 55: obdélník 64Hz - CH1 po průchodu filtrem, CH2 před průchodem filtrem



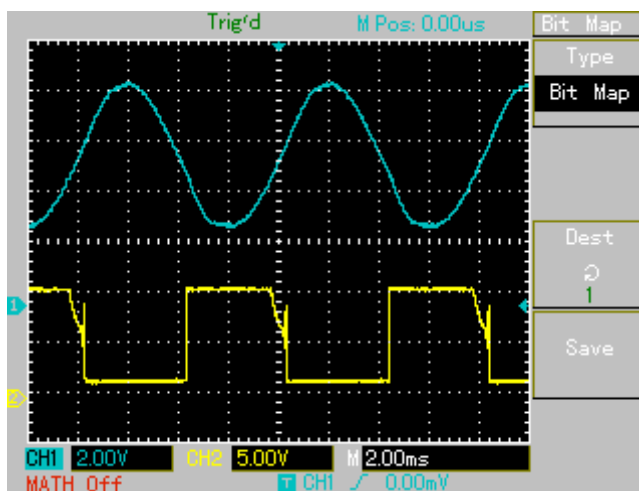
### 9.3.2 Pásmová propust 125Hz



Obr. 56: Fotografie pásmové propusti 125Hz



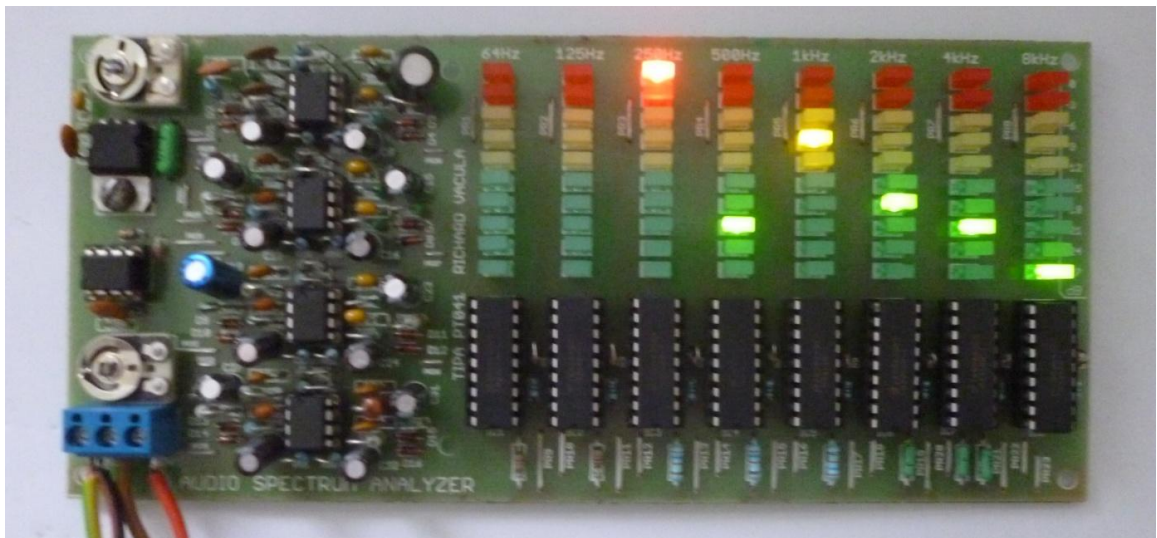
Obr. 57: Frekvenční analýza signálu o frekvenci 125Hz



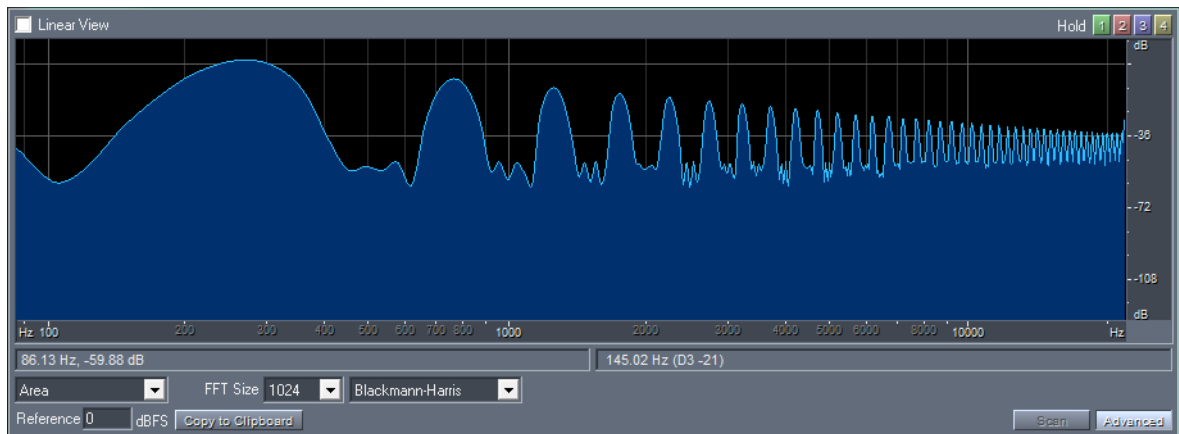
125Hz	hodnota
$f=1/T[\text{Hz}]$	125
vst. amplituda[V]	10
výst. amplituda[V]	6
útlum	0,6

Obr. 58: obdélík 125Hz - CH1 po průchodu filtrem, CH2 před průchodem filtrem

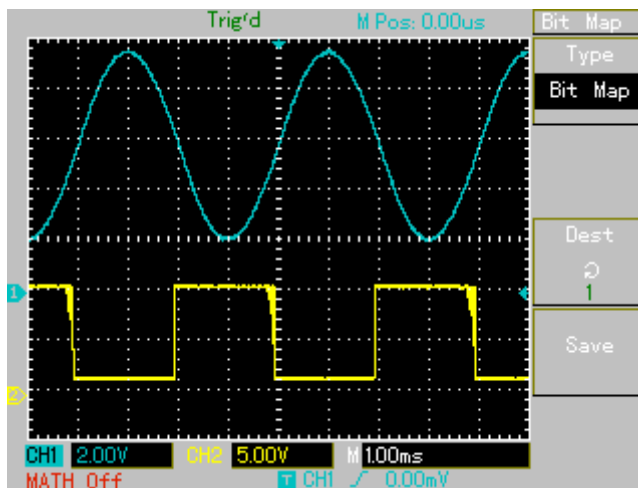
### 9.3.3 Pásmová propust 250Hz



Obr. 59: Fotografie pásmové propusti 250Hz



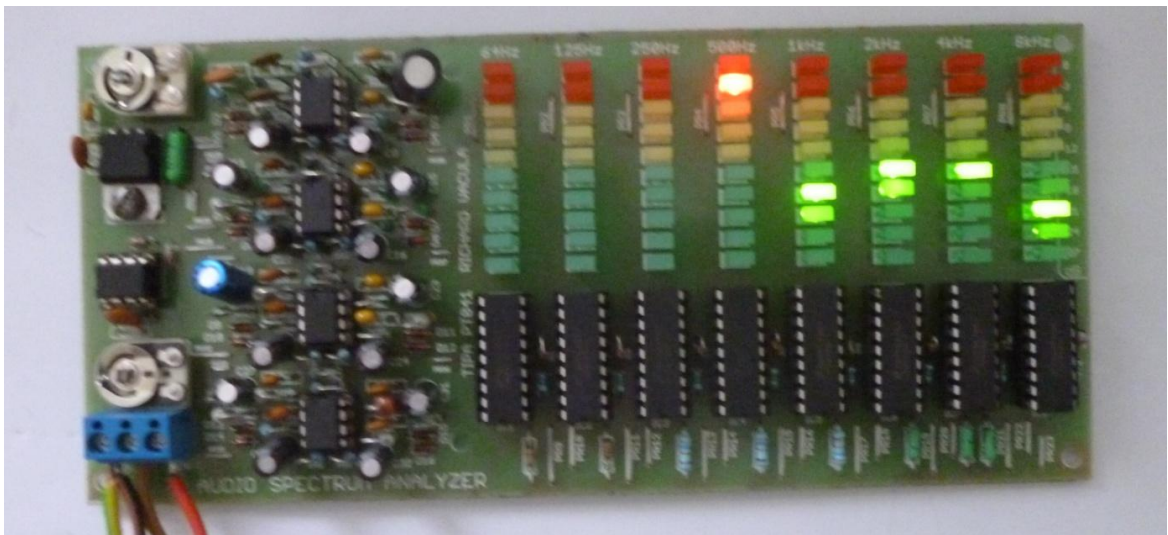
Obr. 60: Frekvenční analýza signálu o frekvenci 250Hz



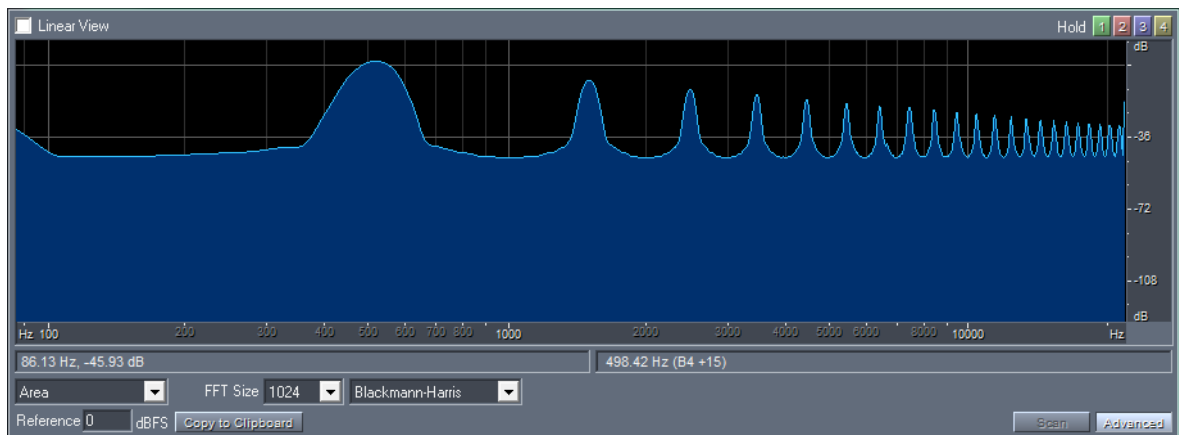
250Hz	hodnota
$f=1/T[\text{Hz}]$	250
vst. amplituda[V]	10
výst. amplituda[V]	8
útlum	0,8

Obr. 61: obdélník 250Hz - CH1 po průchodu filtrem, CH2 před průchodem filtrem

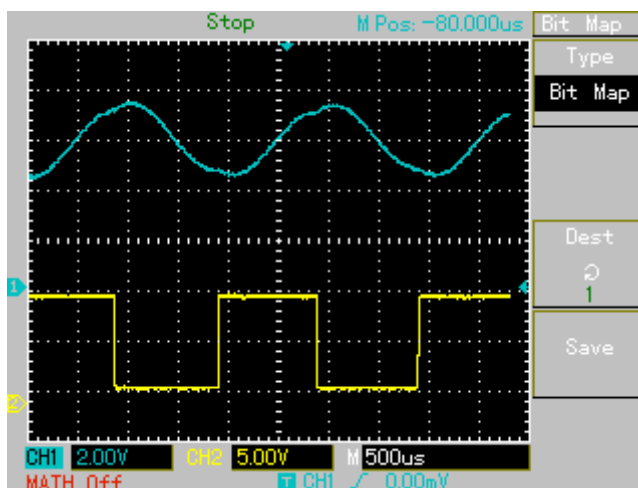
### 9.3.4 Pásmová propust 500Hz



Obr. 62: Fotografie pásmové propusti 500Hz



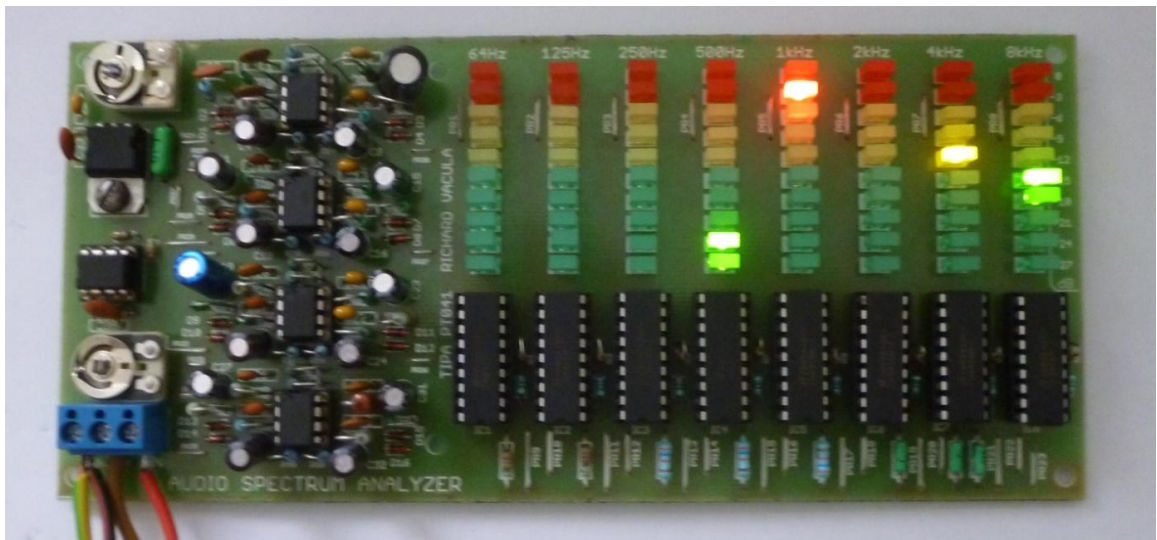
Obr. 63: Frekvenční analýza signálu o frekvenci 500Hz



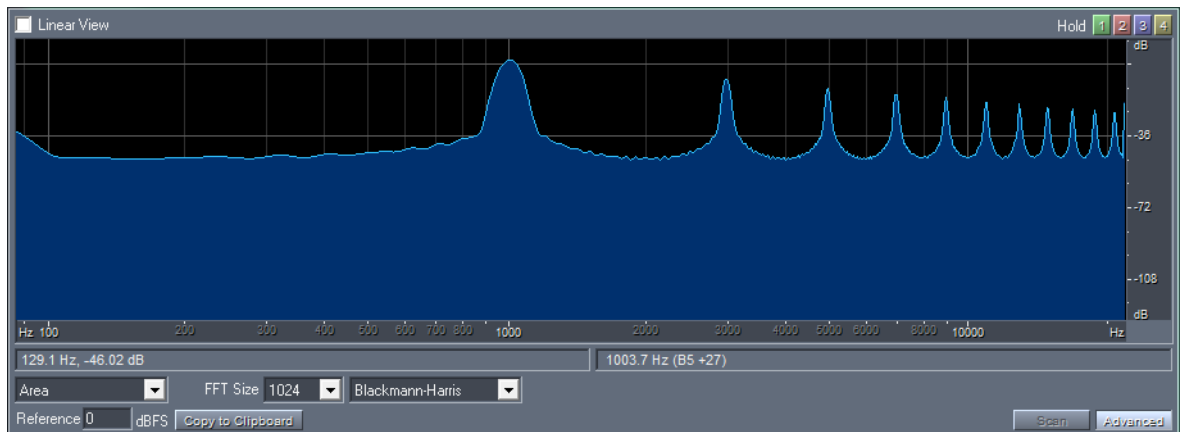
500Hz	hodnota
$f=1/T[\text{Hz}]$	500
vst. amplituda[V]	10
výst. amplituda[V]	3
útlum	0,3

Obr. 64: obdélík 500Hz - CH1 po průchodu filtrem, CH2 před průchodem filtrem

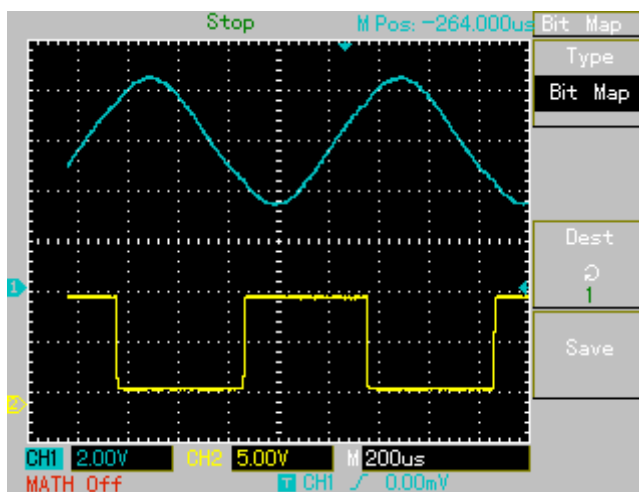
### 9.3.5 Pásmová propust 1kHz



Obr. 65: Fotografie pásmové propusti 1kHz



Obr. 66: Frekvenční analýza signálu o frekvenci 1kHz

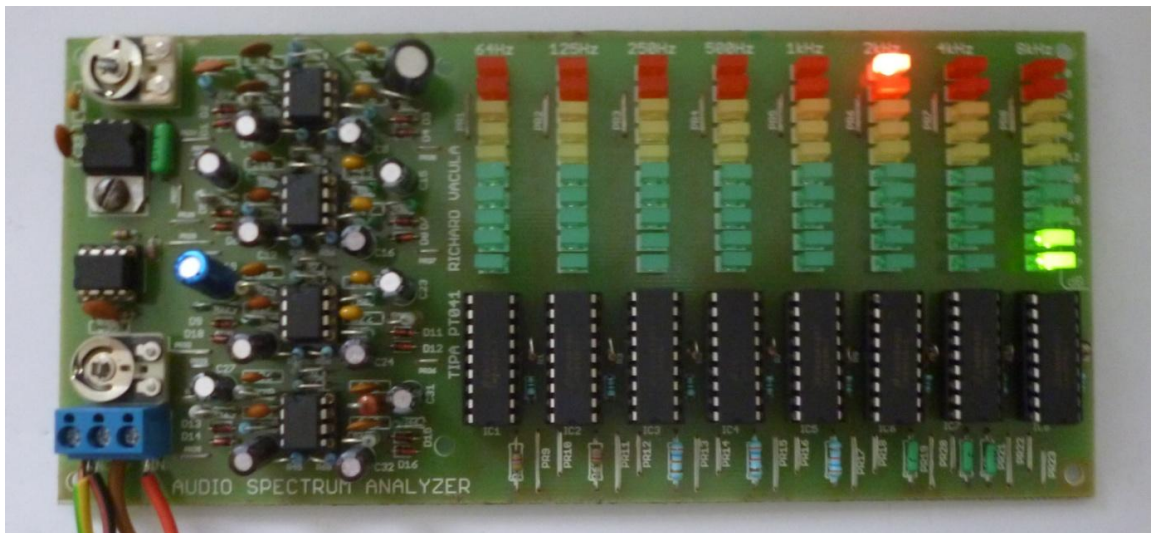


1kHz	hodnota
$f=1/T[\text{Hz}]$	1000
vst. amplituda[V]	10
výst. amplituda[V]	5
útlum	0,5

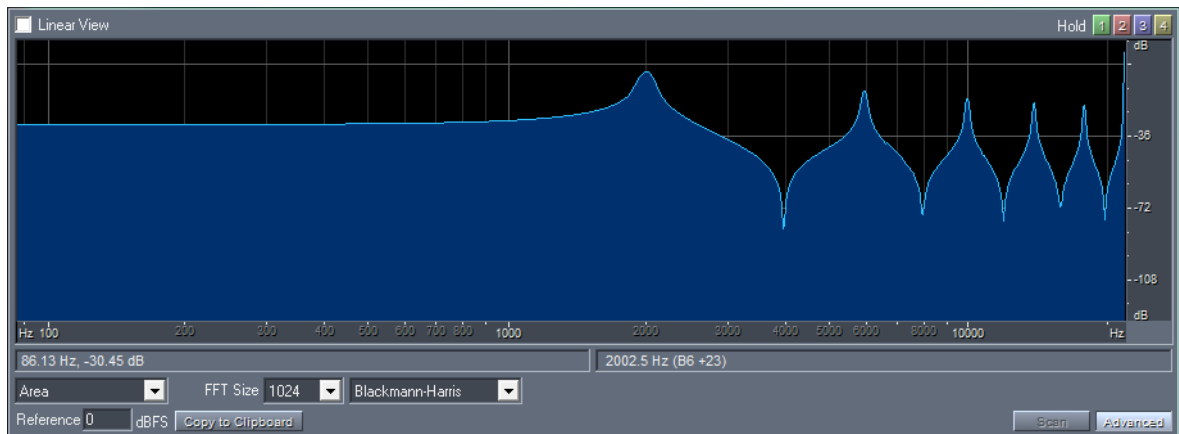
Obr. 67: obdélník 1kHz - CH1 po průchodu filtrem, CH2 před průchodem filtrem



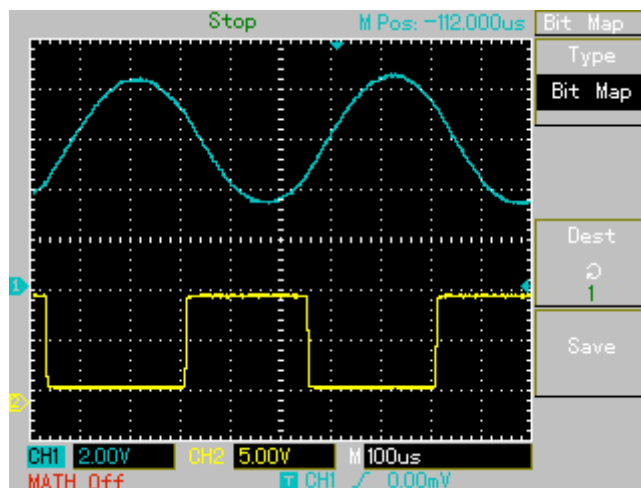
### 9.3.6 Pásmová propust 2kHz



Obr. 68: Fotografie pásmové propusti 2kHz



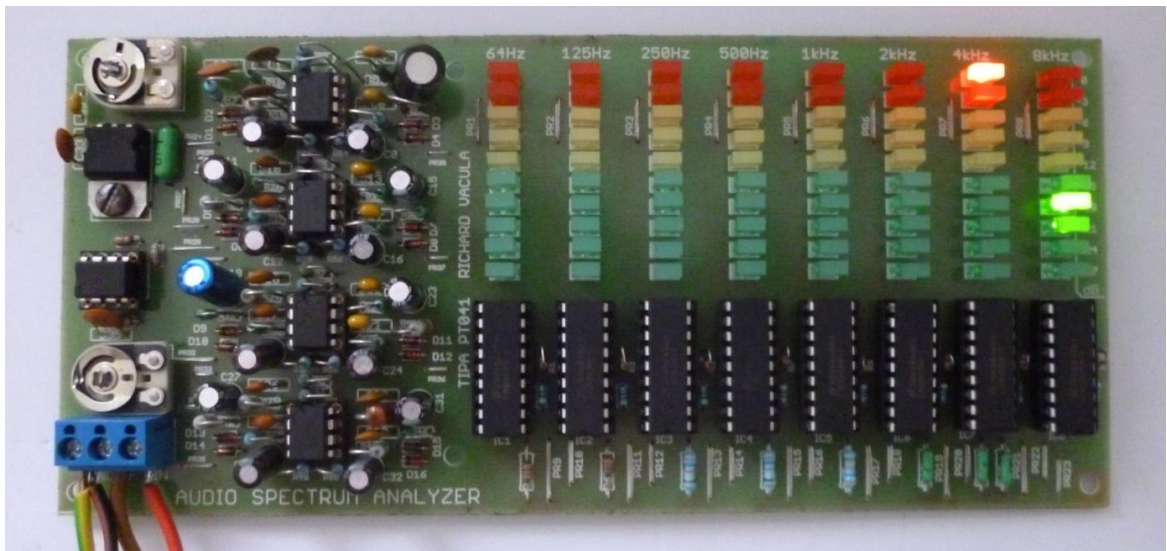
Obr. 69: Frekvenční analýza signálu o frekvenci 2kHz



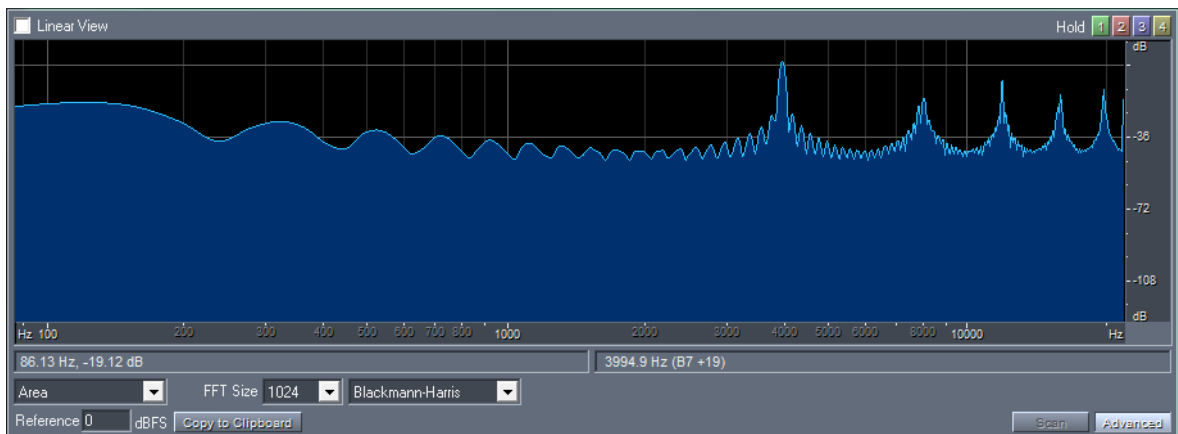
2kHz	hodnota
$f=1/T$	2000
vst. amplituda[V]	10
výst. amplituda[V]	5
útlum	0,5

Obr. 70: obdélník 2kHz - CH1 po průchodu filtrem, CH2 před průchodem filtrem

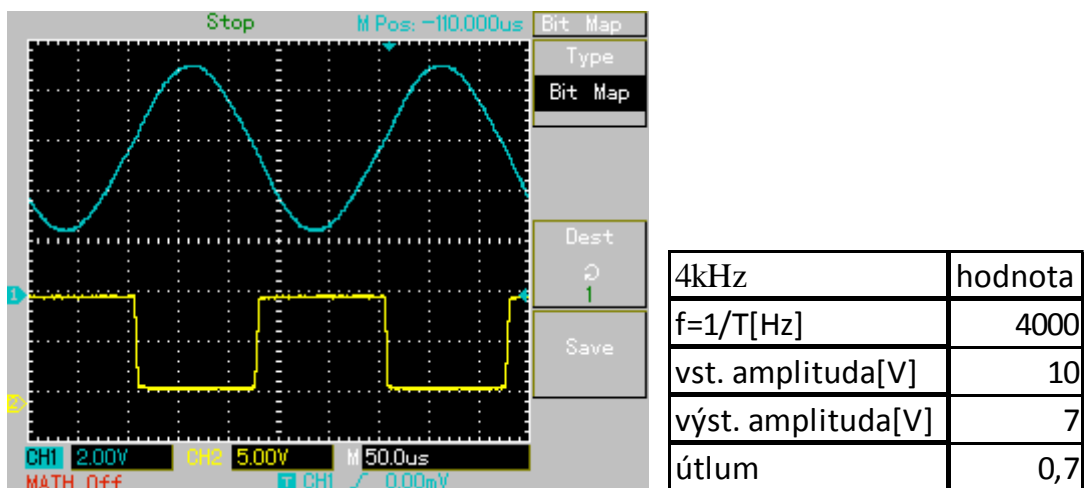
### 9.3.7 Pásmová propust 4kHz



Obr. 71: Fotografie pásmové propusti 4kHz

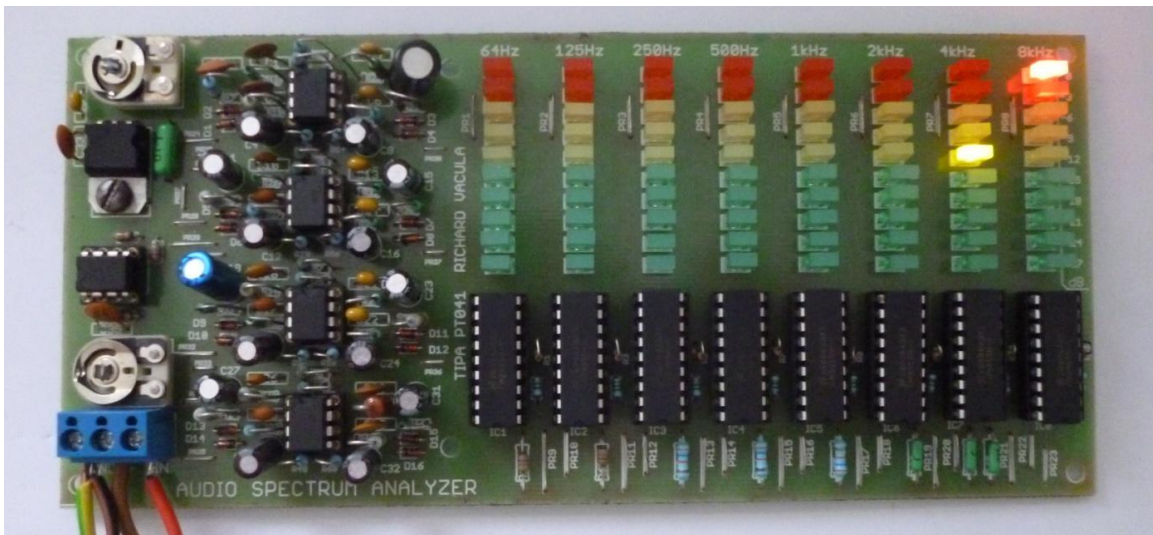


Obr. 72: Frekvenční analýza signálu o frekvenci 4kHz

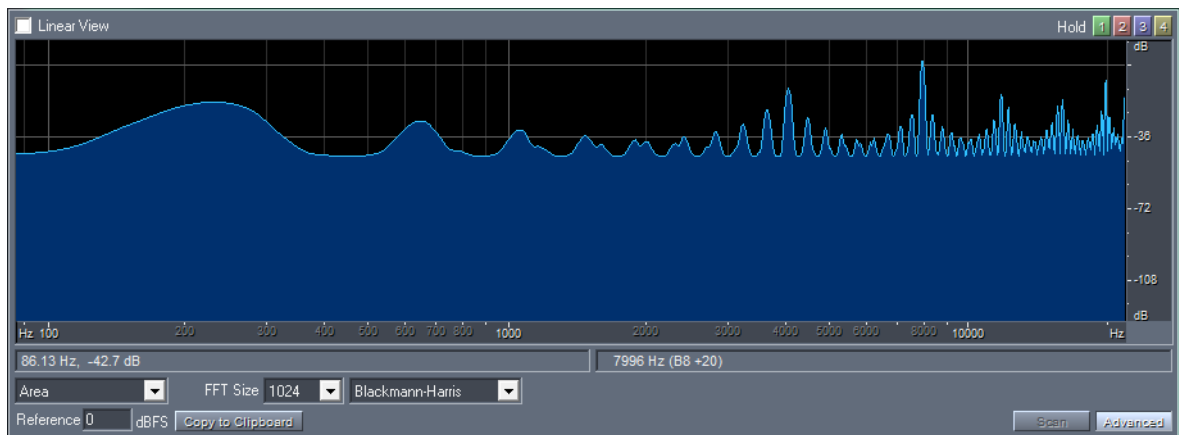


Obr. 73: obdélník 4kHz - CH1 po průchodu filtrem, CH2 před průchodem filtrem

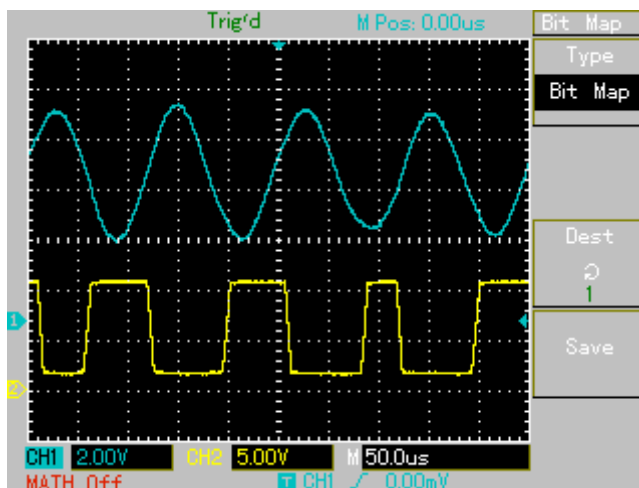
### 9.3.8 Pásmová propust 8kHz



Obr. 74: Fotografie pásmové propusti 8kHz



Obr. 75: Frekvenční analýza signálu o frekvenci 8kHz



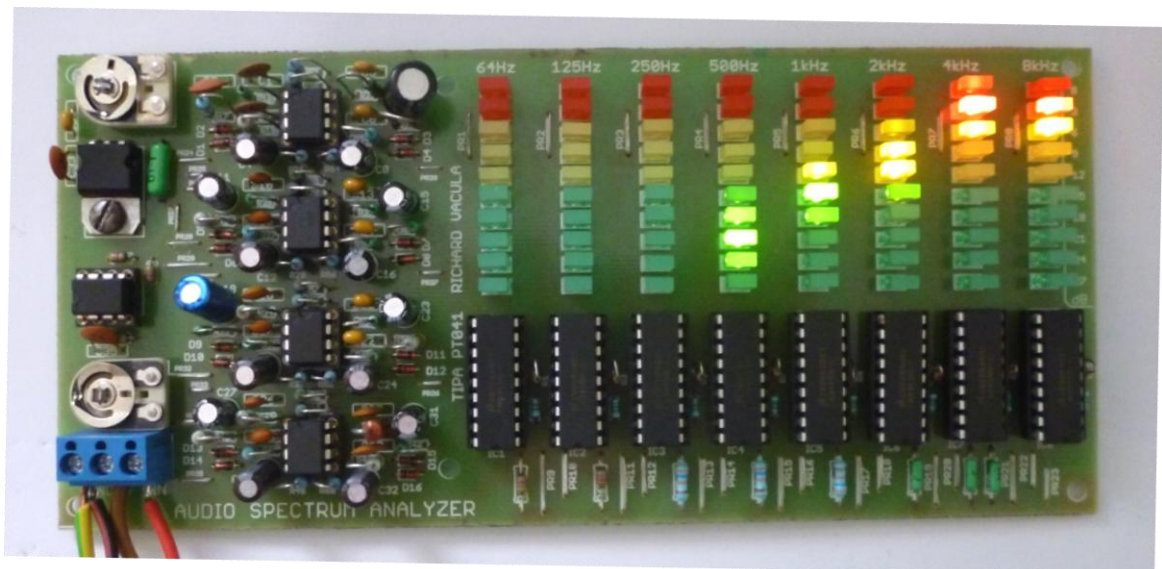
8kHz	hodnota
$f=1/T[\text{Hz}]$	8000
vst. amplituda[V]	10
výst. amplituda[V]	5
útlum	0,5

Obr. 76: obdélník 8kHz - CH1 po průchodu filtrem, CH2 před průchodem filtrem

## 9.4 Buzení bílým šumem

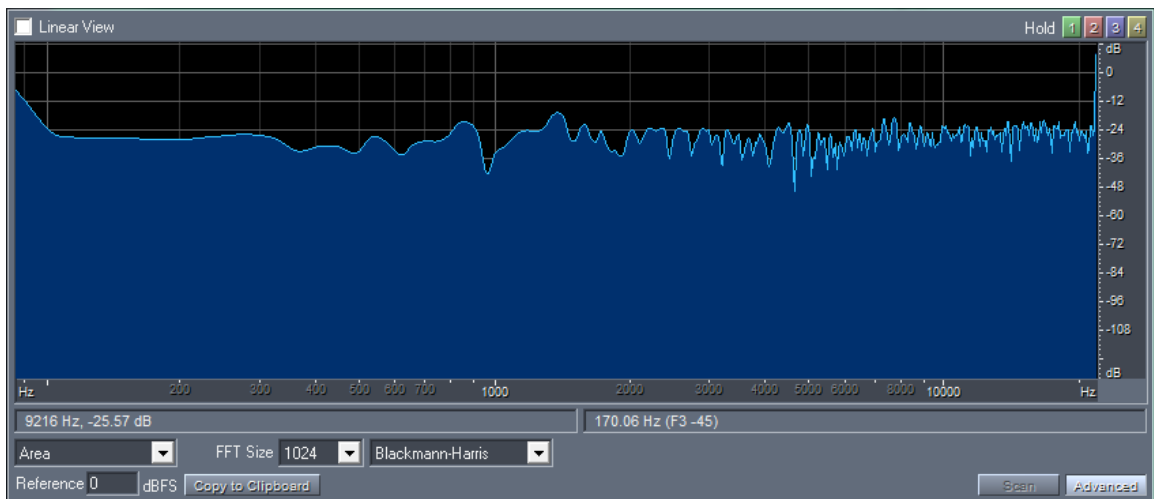
Bílý šum je náhodný signál s rovnoměrnou výkonovou spektrální hustotou. Signál má stejný výkon v jakémkoli pásmu shodné šířky. Například pásmo široké 20Hz mezi 40 a 60Hz má stejný výkon jako pásmo mezi 4000 a 4020. Název bílý šum je analogií k bílému světlu, které obsahuje všechny frekvence, ačkoli nekonečný rozsah frekvence je pouze teoretický.[10]

Na měřeném analyzátoru je vidět, že si přístroj ve spodních frekvencích není schopen se šumem poradit. Za tento problém zřejmě může napájení filtru, které snižuje značně jeho kvalitu a díky tomu filtry do 250Hz na bílý šum vůbec nereagují. Zato pásmové propusti od frekvence 500Hz jsou citlivější a nepotřebují tak intenzivní signál. Velice dobře je to poté vidět na obr. 79 a 80. Signál je zde podle frekvenční analýzy z programu Cool Edit Pro lehce pod úrovní -12dB, ale bílý šum je na obr. 78 na, nebo pod úrovní -24dB.



Obr. 77: Fotografie chování analyzátoru na bílý šum



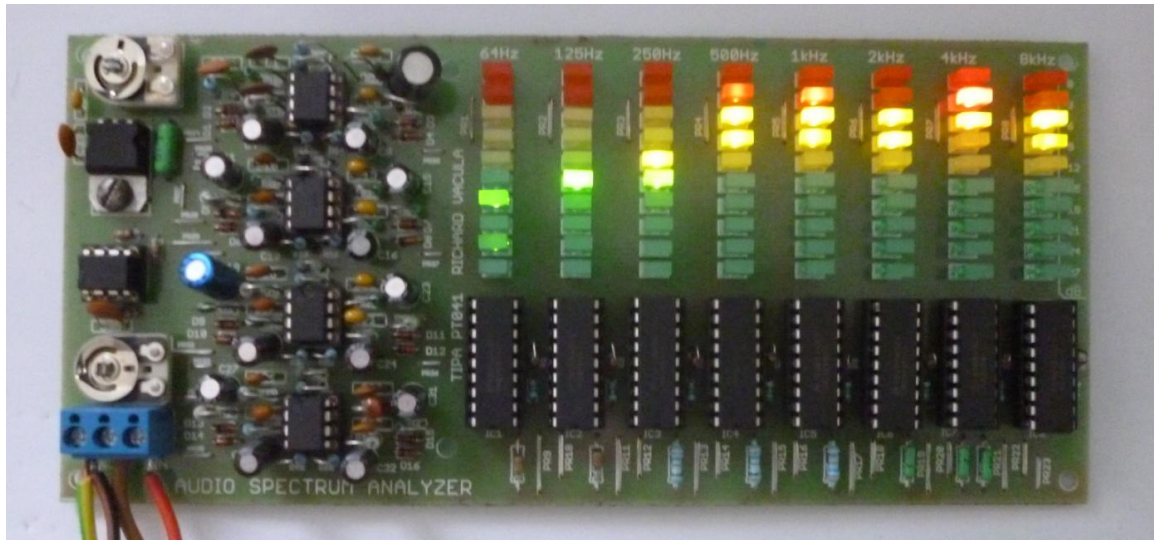


Obr. 78: Frekvenční analýza bílého šumu

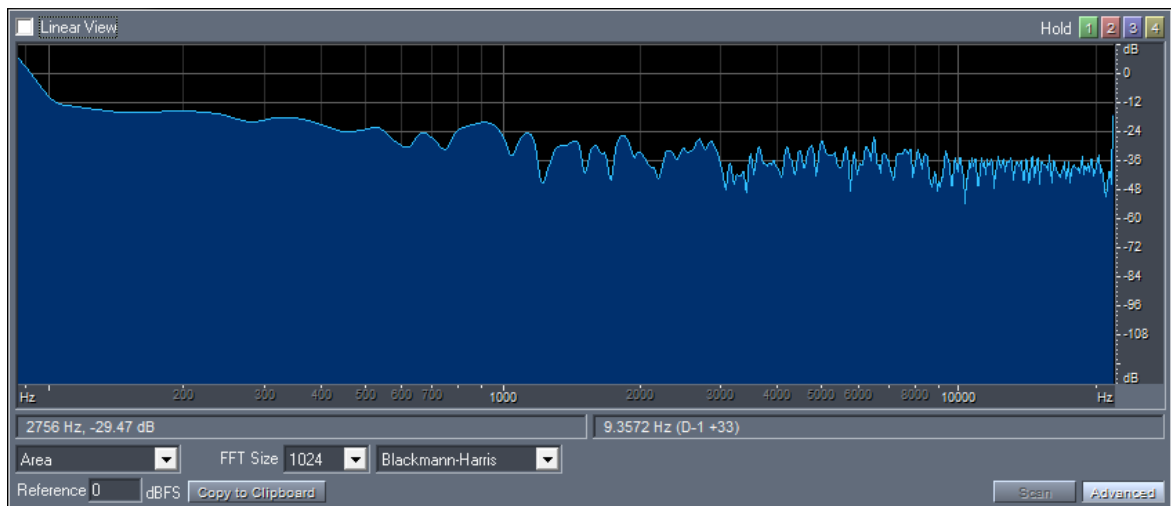
## 9.5 Buzení růžovým šumem

Růžový šum, také známý jako „1/f šum“ nebo „kmitající šum“ je signál s takovým frekvenčním rozsahem, že výkonová frekvenční hustota je přímo úměrná převrácené hodnotě frekvence. To nastane v mnoha případech studie a získává tak svůj název jako přechod mezi bílým a červeným šumem. Za daného výkonu a konstantního vlnového rozsahu se růžový šum sníží o 3 dB na oktávu.[11]

Zde na snímku obr. 79 je zjevné, že růžový šum a jeho signál, který má větší intenzitu ve spodních (do 500Hz) frekvencích, již alespoň trochu analyzátor rozezná. Z frekvenční analýzy na obr. 80 a porovnání s odezvou analyzátoru se dá vyčíst, že pásmová propust 64Hz reaguje na signál cca v úrovni -12dB rozsvícením čtvrté LED diody.



Obr. 79: Fotografie chování analyzátoru na růžový šum



Obr. 80: Frekvenční analýza růžového šumu

## 10 Závěr

Cílem bakalářské práce Analogový spektrální analyzátor byl teoretický popis analogových kmitočtových filtrů a dále praktická realizace jednoduchého analyzátoru. Nakonec bylo cílem tento sestavený analyzátor otestovat různými průběhy signálu.

Po teoretickém seznámení se základními vlastnostmi kmitočtových filtrů jsem po dohodě s vedoucím práce zakoupil stavebnici *Spektrální analogový analyzátor*. Poté bylo na řadě praktické seznámení s jednotlivými částmi obvodu a jejich významu. Před sestavením jsem kontaktoval autora pro informaci ohledně, v návodu zmíněného, software na doladění filtrů a použitého typu napájení. Jedinou modifikaci, kterou jsem provedl, byla výměna 3 rezistorů u pásmové propusti 64Hz. Po prvním testu této propusti jsem zjistil velký rozdíl mezi střední frekvencí, kterou analyzátor ukazuje a frekvencí žádanou. Takže byla propust nastavena na frekvenci 58Hz, se kterou již pracuje uspokojivě.

Po oživení analyzátoru následoval test na vybuzení analyzátoru hudbou stylu rock, pop, a další žánry, podle kterých se jednotlivé diodové sloupce chovali uspokojivě, tzn. při nižších frekvencích (basový podklad) se „hýbaly“ 64Hz a 125Hz, naopak při tónech vysokých reagovaly 4kHz a 8kHz sloupce. Po otestování harmonickým buzením jsem zjistil, že přesnost analyzátoru určitě není pro profesionální užití, nýbrž pro jednoduché odsledování přítomnosti frekvenčních pásem. Z naměřených charakteristik je vidět, že nejlépe je filtrováno pásmo 250Hz a 4kHz, kde je amplituda nejvyšší (útlum nad, nebo roven hodnotě 0,7). Naopak nejhůře je filtrováno pásmo 500Hz.

Filtr, který jsem sestavil, pracuje dobře a ukazuje co má. Z naměřených hodnot je patrné, že i přes poměrně velký překryv mezi pásmy je výsledné zobrazování rozumným kompromisem. Výhodou tohoto zapojení je možnost práce s nesymetrickým napětím, ačkoli operační zesilovače pro správnou funkci vyžadují napětí symetrické. Toto je jedním z důvodů, proč lze sestavit a používat analyzátor i elektroamatérem, který k symetrickému napájení přístup mít nemusí.

# 11 Literatura

- [1] Karel Hájek, Jiří Sedláček: Kmitočtové filtry, BEN – technická literatura, Praha 2002, ISBN 80-7300-023-7
- [2] Jaroslav Doleček: Moderní učebnice elektroniky 1. díl, BEN – technická literatura, Praha 2005, ISBN 80-7300-146-2
- [3] Petr Adámek: Obvody a části měřících přístrojů, Vlastimil Johanus TISKÁRNA, České Budějovice 2010, ISBN 978-80-7394-200-7
- [4] [http://www.datasheetcatalog.com/datasheets\\_pdf/L/M/3/1/LM317.shtml](http://www.datasheetcatalog.com/datasheets_pdf/L/M/3/1/LM317.shtml)
- [5] [http://www.datasheetcatalog.com/datasheets\\_pdf/L/M/3/9/LM3915N.shtml](http://www.datasheetcatalog.com/datasheets_pdf/L/M/3/9/LM3915N.shtml)
- [6] [http://cs.wikibooks.org/wiki/Praktick%C3%A1\\_elektronika/Spektrum\\_sign%C3%A1lu](http://cs.wikibooks.org/wiki/Praktick%C3%A1_elektronika/Spektrum_sign%C3%A1lu)
- [7] [http://www.k7mem.com/Electronic\\_Notebook/filters/act\\_bpfil.html](http://www.k7mem.com/Electronic_Notebook/filters/act_bpfil.html)
- [8] <http://www.stavebnice.postreh.com/select.php?link=PT041>
- [9] <http://www.tipa.eu/cz/stavebnice-tipa-pt041-audio-spectrum-analyzer/d-117400/>
- [10] [http://cs.wikipedia.org/wiki/B%C3%ADl%C3%BD\\_%C5%A1um](http://cs.wikipedia.org/wiki/B%C3%ADl%C3%BD_%C5%A1um)
- [11] [http://cs.wikipedia.org/wiki/R%C5%AF%C5%BEov%C3%BD\\_%C5%A1um](http://cs.wikipedia.org/wiki/R%C5%AF%C5%BEov%C3%BD_%C5%A1um)
- [12] <http://fyzika.jreichl.com/main.article/view/1382-zkresleni-impulsu-televizniho-signalu>



## 12 Přílohy

### 11.1 Seznam součástek:

R1, R3, R5, R7, R9, R11, R13, R15	1k2	mini	TR1	680k	TP112
R2, R4, R6, R8, R10, R12, R14, R16	910	mini	TR2	6k8	TP012
R17	20k		C1, C2	10n	keramický 5mm
R18	39k		C3	100n	keramický 5mm
R19	100		C4, C11, C12, C20, C24, C28, C32	1u /16V	elektrolyt
R20, R21, R28, R29, R36, R37, R44	4k7	mini	C5, C6	330n	keramický 5mm
R45, R49, R50, R51, R53-R62	4k7	mini	C7	100u/16V	elektrolyt
R22	91k		C8, C15, C16, C23	47u/16V	elektrolyt
R23	180k		C9, C10, C17, C18, C25, C26	47n	keramický 5mm
R24	430		C13, C14, C21, C22	220n	keramický 5mm
R25	8k2		C19	4u7/16V	elektrolyt
R26, R33	16k2		C27, C31	22u/16V	elektrolyt
R27	43		C29, C30	68n	keramický 5mm
R30	56k		C33, C35	100n	keramický 5mm
R31	120k		C34	1u	keramický 5mm
R32	301		D1-D16	1N4148	
R34, R41	33k		IC1-IC8	LM3915	
R35	82		IC9	TL071	
R38	30k		IC10-IC13	TL072	
R39	56k		IC14	LM317	
R40	150		LD1-LD5 ... LD81-LD85	Green LED 5x2mm	
R42	68k		LD6-LD8 ... LD86-LD88	Yellow LED 5x2mm	
R43	160		LD9-LD10 ... LD89-LD90	Red LED 5x2mm	
R46	47k		Svorkovnice	AK500/2	
R47	91k		Patice DIL8	5x	
R48	240		Patice DIL18	8x	
R52	252		Plošný spoj	PT041	
R63-R65	36k				
R66-R68	22k				

### 11.2 Přílohy na CD:

Videa:

- POP – Adele, Set Fire To The Rain
- ROCK – Nirvana, Smells Like Teen Spirit
- KLASIKA – Albinoni Tomaso, Adagio in G Minor

Zvuky:

- sinusový průběh: 64Hz, 125Hz, 250Hz, 500Hz, 1kHz, 2kHz, 4kHz, 8kHz
- obdélníkový průběh: 64Hz, 125Hz, 250Hz, 500Hz, 1kHz, 2kHz, 4kHz, 8kHz
- šum: bílý, růžový