

# VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ  
ÚSTAV TELEKOMUNIKACÍ

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION  
DEPARTMENT OF TELECOMMUNICATIONS

NÍZKOŠUMOVÁ PŘEPÍNATELNÁ HORNÍ PROPUST PRO MĚŘICÍ  
MIKROFON

BAKALÁŘSKÁ PRÁCE  
BACHELOR'S THESIS

AUTOR PRÁCE  
AUTHOR

VIKTOR DOKTOR

BRNO 2014



VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY



FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH  
TECHNOLOGIÍ

ÚSTAV TELEKOMUNIKACÍ

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION  
DEPARTMENT OF TELECOMMUNICATIONS

## NÍZKOŠUMOVÁ PŘEPÍNATELNÁ HORNÍ PROPUST PRO MĚŘICÍ MIKROFON

LOW-NOISE SWITCHABLE HIGH-PASS FILTER FOR CALIBRATED MICROPHONE

BAKALÁŘSKÁ PRÁCE

BACHELOR'S THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

VIKTOR DOKTOR

VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

Ing. PAVEL HANÁK, Ph.D.

BRNO 2014



VYSOKÉ UČENÍ  
TECHNICKÉ V BRNĚ

Fakulta elektrotechniky  
a komunikačních technologií

Ústav telekomunikací

# Bakalářská práce

bakalářský studijní obor  
Teleinformatika

**Student:** Viktor Doktor

**ID:** 146806

**Ročník:** 3

**Akademický rok:** 2013/2014

## NÁZEV TÉMATU:

### Nízkošumová přepínatelná horní propust pro měřicí mikrofon

#### POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

Navrhněte diferenciální nízkošumovou horní propust, kterou bude možné zapojit mezi audio analyzátor XL2 a měřicí mikrofon M2010 od firmy NTI Audio. Propust musí být přepínatelná, s mezními kmitočty na 20, 60 a 120 Hz. Propust současně musí být transparentní pro fantomové stejnosměrné napájecí napětí 48 V z analyzátoru XL2 do mikrofonu. Správnost návrhu ověřte pomocí vhodného simulačního nástroje a sestavte funkční vzorek. Pokud filtr bude aktivní, optimalizujte jej na co nejnižší šum a zkreslení. Pokud to bude možné, takový aktivní filtr napájejte přímo z fantomového napětí z analyzátoru XL2. Filtr následně realizujte (včetně případného plošného spoje) a zabudujte do kovové stínící krabičky. Jako vstup a výstup použijte XLR konektory. Parametry filtru dokumentujte měřením na přístroji Audio Precision APx525.

#### DOPORUČENÁ LITERATURA:

- [1] John Eargle, The Microphone Book, 2nd. ed. Focal Press, 2004. ISBN 978-0-240-51961-6.
- [2] Douglas Self, Small Signal Audio Design. Focal Press, 2010. ISBN 978-0-240-52177-0.
- [3] G. Randy Stone, The Audiophile's Project Sourcebook. McGraw-Hill, 2002. ISBN 0-07-137929-0.
- [4] K. B. Benson, Audio Engineering Handbook. McGraw-Hill, 1988. 1040 p. ISBN 0-07-004777-4.

**Termín zadání:** 10.2.2014

**Termín odevzdání:** 4.6.2014

**Vedoucí práce:** Ing. Pavel Hanák, Ph.D.

**Konzultanti bakalářské práce:** Ing. Jiří Schimmel, Ph.D.

**doc. Ing. Jiří Mišurec, CSc.**

*Předseda oborové rady*

#### UPOZORNĚNÍ:

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

## **ABSTRAKT**

V mojej bakalárskej práci som sa zamerlal na princíp frekvenčných filtrov, delenie filtrov a typy aproximácií. V prvej časti sa zameriavam na teóriu filtrov a návrh pasívneho filtra typu horná priepusť. V druhej časti sa zameriavam na samotný návrh aktívnej hornej priepuste a meniča napätia.

## **KLÚČOVÉ SLOVÁ**

Nízkošumová horná priepusť, frekvenčné filtre, RLC, DC-DC menič napätia.

## **ABSTRACT**

In my bachelor project I focused on the principle of the frequency filters, dividing of filters and types of approximations. In the first part I focus on the theory of filters and design of passive High-Pass Filter. In the second part I focus on the specific design of the active high-pass filter and boost converter.

## **KEYWORDS**

Low-noise high-pass filter, frequency filters, RLC, DC-DC converter

DOKTOR, Viktor *Nízkošumová prepínateľná horná priepusť pre merací mikrofón*: bakalárska práca. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačných technológií, Ústav telekomunikácií, 2014. 55 s. Vedúci práce bol Ing. Pavel Hanák, Ph.D.

## PREHLÁSENIE

Prehlasujem, že som svoju bakalársku prácu na tému „Nízkošumová prepínateľná horná priepuť pre merací mikrofón“ vypracoval samostatne pod vedením vedúceho bakalárskej práce, využitím odbornej literatúry a ďalších informačných zdrojov, ktoré sú všetky citované v práci a uvedené v zozname literatúry na konci práce.

Ako autor uvedenej bakalárskej práce ďalej prehlasujem, že v súvislosti s vytvorením tejto bakalárskej práce som neporušil autorské práva tretích osôb, najmä som nezasiahol nedovoleným spôsobom do cudzích autorských práv osobnostných a/nebo majetkových a som si plne vedomý následkov porušenia ustanovenia § 11 a nasledujúcich autorského zákona č. 121/2000 Sb., o právu autorskom, o právach súvisejúcich s právom autorským a o zmene niektorých zákonov (autorský zákon), vo znení neskorších predpisov, vrátane možných trestnoprávných dôsledkov vyplývajúcich z ustanovenia časti druhej, hlavy VI. diel 4 Trestného zákoníka č. 40/2009 Sb.

Brno .....

.....

(podpis autora)

## POĎAKOVANIE

Rád bych poděkoval vedoucímu diplomové práce panu Ing. Pavlovi Hanákovi, Ph.D. za odborné vedení, konzultace, trpělivost a podnětné návrhy k práci.

Brno .....

.....

(podpis autora)



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

## POĎAKOVANIE

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

Brno .....

.....

(podpis autora)



EVROPSKÁ UNIE  
EVROPSKÝ FOND PRO REGIONÁLNÍ ROZVOJ  
INVESTICE DO VAŠÍ BUDOUCNOSTI



# OBSAH

Úvod	12
<b>1 Frekvenčné filtre</b>	<b>13</b>
1.1 Teória filtrov	13
1.2 Realizácia a použitie frekvenčných filtrov	13
1.3 Postup pri návrhu	14
1.4 Pasívne filtre	14
1.5 Typy filtrov	15
1.5.1 Dolná priepusť	15
1.5.2 Horná priepusť	16
1.5.3 Pásmová priepusť	17
1.5.4 Pásmová zádrž	18
1.6 Typy aproximácií	18
1.6.1 Butterworthova aproximácia	19
1.6.2 Čebyševova aproximácia	20
1.6.3 Inverzná Čebyševova aproximácia	20
1.6.4 Cauerova aproximácia	21
1.7 Prenosové vlastnosti filtrov	21
1.8 Frekvenčná transformácia filtrov	21
1.9 Vplyv reálnych vlastností prvkov na filtre	23
1.10 Aktívne filtre	23
1.10.1 Gyrátor	24
1.10.2 Impedančný konvertor (GIC)	24
<b>2 Mikrofón M2010 a akustický analyzátor XL2</b>	<b>26</b>
<b>3 Pasívna horná priepusť</b>	<b>27</b>
3.1 Výpočty pre medznú frekvenciu 20 Hz	27
<b>4 Aktívna horná priepusť</b>	<b>29</b>
4.1 Horná priepusť	29
4.2 Meranie a simulácia	30
<b>5 DC-DC menič napätia</b>	<b>33</b>
<b>6 Konštrukcia a zapojenie</b>	<b>36</b>
<b>7 Parametre</b>	<b>38</b>



<b>8 Záver</b>	<b>39</b>
<b>Literatúra</b>	<b>40</b>
<b>Zoznam symbolov, veličín a skratiek</b>	<b>41</b>
<b>Zoznam príloh</b>	<b>43</b>
<b>A Butterworthova aproximácia</b>	<b>44</b>
A.1 Tabuľka Butterworthovej aproximácie . . . . .	44
<b>B Technické parametre mikrofónu a meracieho prístroja</b>	<b>45</b>
B.1 Charakteristika meracieho mikrofónu M2010 . . . . .	45
B.2 Špecifikácia meracieho mikrofónu M2010 . . . . .	46
B.3 Špecifikácia meracieho prístroja XL 2 . . . . .	47
B.4 Špecifikácia meracieho prístroja XL 2 . . . . .	48
<b>C Schéma pasívneho filtra</b>	<b>49</b>
<b>D Prehľad možností použitia gyrátora</b>	<b>50</b>
<b>E Výrobná dokumentácia</b>	<b>51</b>
E.1 Doska plošných spojov . . . . .	51
<b>F Konštrukcia</b>	<b>55</b>

# ZOZNAM OBRÁZKOV

1.1	Znázornenie pásiem v prenosovej charakteristike filtra dolná priepust	13
1.2	Diagram postupu pri návrhu . . . . .	15
1.3	Filter 2. rádu typu dolná priepust . . . . .	16
1.4	Filter 2. rádu typu horná priepust . . . . .	16
1.5	Filter 2. rádu typu pásmová priepust, a) paralelný rezonančný obvod b) sériový rezonančný obvod . . . . .	17
1.6	Filter 2. rádu typu pásmová zádrž . . . . .	18
1.7	Modulová charakteristika pre $n$ -tý rád filtra . . . . .	19
1.8	a) Modulová charakteristika pre $n$ -tý rád filtra, b) Časové oneskorenie pre $n$ -tý rád filtra . . . . .	20
1.9	Transformácia dolnej priepuste na hornú priepust . . . . .	22
1.10	Model reálneho gyrátora . . . . .	24
1.11	Impedančný konvertor simulujúci indukčnosť . . . . .	25
2.1	Blokové zapojenie mikrofónu a meracieho prístroja . . . . .	26
3.1	Bloková schéma zapojenia filtra medzi merací prístroj a mikrofón . . . . .	27
3.2	Schéma zjednodušenej hornej priepuste . . . . .	28
3.3	Prenosová charakteristika LC článku . . . . .	28
4.1	Schéma aktívnej hornej priepuste . . . . .	29
4.2	Simulačná schéma v programe OrCAD/PSpice . . . . .	30
4.3	Blokové zapojenie pracoviska počas merania . . . . .	31
4.4	Prenosová charakteristika aktívnej hornej priepuste - simulácia . . . . .	31
4.5	Prenosová charakteristika aktívnej hornej priepuste - merané . . . . .	32
5.1	Schéma DC-DC meniča napätia . . . . .	33
6.1	Blokové zapojenie zariadenia . . . . .	36
6.2	Detail zariadenia - pohľad z vrchu . . . . .	37
6.3	Rozobrané zariadenie . . . . .	37
7.1	Predný a zadný panel zariadenia . . . . .	38
B.1	Mikrofón M2010 . . . . .	45
B.2	Technické parametre meracieho mikrofónu M2010 . . . . .	46
B.3	Technické parametre meracieho prístroja, str.1 . . . . .	47
B.4	Technické parametre meracieho prístroja, str.2 . . . . .	48
C.1	Schéma prepínateľnej hornej priepuste . . . . .	49
D.1	Využitie gyrátora k simulácii obvodu . . . . .	50
E.1	Kompletná schéma zariadenia . . . . .	51
E.2	Obrazec plošných spojov - strana spojov . . . . .	52
E.3	Doska plošných spojov prepínača . . . . .	52
E.4	Osadzovací plán - vrchná vrstva . . . . .	53

E.5	Osadzovací plán - spodná vrstva . . . . .	53
E.6	Zoznam súčiastok . . . . .	54
F.1	Výrobné výkresy panelov . . . . .	55

# ZOZNAM TABULIEK

A.1 Butterworth	44
-----------------	----

# ÚVOD

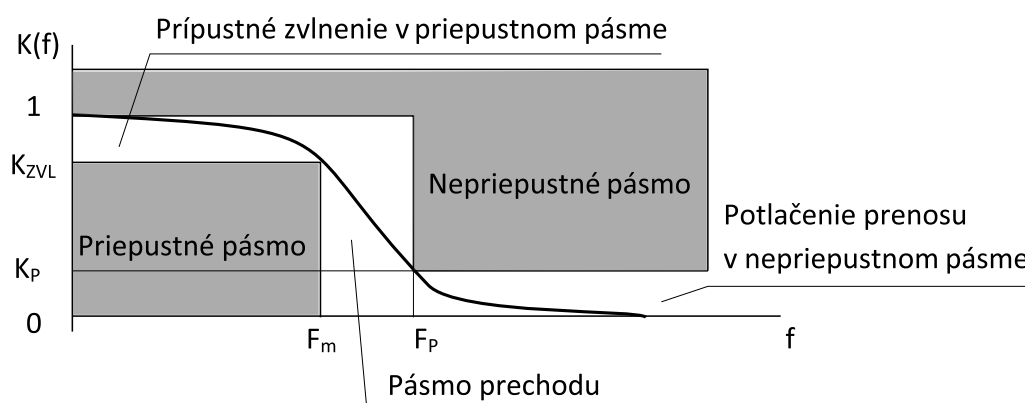
Frekvenčné filtre sa v súčasnej elektronike používajú veľmi často. Vývoj filtrov bol zaznamenaný hlavne v oblasti telekomunikácií. V dnešnej dobe sa často využívajú v úprave zvukových signálov, napríklad frekvenčné výhybky v reproduktoroch na rozdelenie na pásmo nízkych, stredných a vysokých frekvencií. Pasívne analógové frekvenčné filtre využívajú základné súčiastky, rezistory, kondenzátory a cievky. Tieto filtre sa dajú popísať pomocou diferenciálnych lineárnych rovníc. Využívajú sa v jednoduchších aplikáciách nenáročných na vysokú strmú a presnosť, hoci sa dajú navrhnuť pasívne filtre s vysokou strmosťou, ale ich návrh je značne náročný. Pri týchto zložitejších návrhoch môžu vychádzať hodnoty súčiastok príliš vysoké a nezrealizovateľné, ako som sa presvedčil v mojej práci. V takýchto prípadoch je vhodné navrhnuť aktívny filter s použitím operačného zosilňovača, tranzistora alebo konvejora.

Našou úlohou bolo navrhnuť hornú priepuť s rôznymi medznými frekvenciami. Úlohu sme sa na začiatku snažil navrhnuť pasívne, ale kvôli veľkým indukčnostiam by sa tento filter nedal zrealizovať. Následne sme začali pracovať na návrhu aktívneho filtra. Aby tento filter bol skutočne nízkošumový, rozhodli sme sa pre návrh s využitím tranzistora.

# 1 FREKVENČNÉ FILTRE

## 1.1 Teória filtrov

Frekvenčné filtre sú dvojbrány, lineárne závislé obvody, využívané v širokom okruhu elektroniky. Ich hlavnou úlohou je úprava signálu v závislosti na frekvencii. Filtre niektoré frekvencie prepúšťajú, tzn. signál je bez útlmu, prípadne s veľmi malým útlmom, vtedy hovoríme o priepustnom pásme, ale iné frekvencie sa snažia čo najviac potlačiť, vtedy hovoríme o nepriepustnom pásme. Existuje ešte pásmo prechodu. Toto pásmo je medzi priepustným a nepriepustným pásmom a jeho veľkosť je závislá na strmosti filtra. Tieto vlastnosti môžeme vidieť v modulovej charakteristike, ktorá vyjadruje závislosť modulu na frekvencii. Filtre sa taktiež vyznačujú časovým oneskorením, tzv. fázovými posunmi. Tieto vplyvy zobrazujeme fázovou charakteristikou. Fázové posunutia pôsobia nežiadúco, spôsobujú prekmity či zvlnenia signálu. Naopak niektoré aplikácie, fázové a oneskorovacie obvody, využívajú tieto vplyvy vo svoj prospech.[1]



Obr. 1.1: Znázornenie pásiem v prenosovej charakteristike filtra dolná priepust

## 1.2 Realizácia a použitie frekvenčných filtrov

Filtre môžeme realizovať rôznymi spôsobmi, ktoré určujú vlastnosti a účel použitia filtra. Ako prvé môžeme použiť diskrétny súčiastky, pomocou ktorých si každý, pri správnom návrhu môže vytvoriť filter presne na mieru podľa svojich požiadaviek. Ako druhú voľbu môžeme využiť integrované bloky, ktoré sú výrobcami vhodne navrhnuté, avšak častokrát si takýto filter nemôžeme upraviť a nie vždy vyhovuje našim požiadavkám. Ako tretiu možnosť môžeme realizovať číslicové filtre. Princíp

spočíva v tom, že signál spracovávame pomocou matematických algoritmov a následne prevádzame na analógový signál. Výhodou takéhoto spracovávania je realizácia niektorých funkcií, ktoré bežný analógový filter nedokáže. Nevýhodou môže byť obmedzenie rýchlosťou výpočtu počítača, vzorkovanie a frekvenčné pásmo filtra. Z tohto vyplýva, že návrhár si musí správne vybrať typ realizácie podľa požiadaviek a použitia filtra.

Filtre majú nespočetne veľa využitia v rôznych aplikáciách. V rádiotechnike sa najčastejšie využívajú filtre typu pásmová priepusť, kde sa využívajú na výber úzkeho pásma na ktorom sa vysiela. Ďalej sa pásmové zádrže používajú na potlačenie určitého signálu a dolné priepuste na rôzne demodulátory. V elektrotechnike sa najčastejšie využívajú v reproduktorových výhybkách, dolné a horné priepuste na selekciu nízkych a vysokých tónov a pásmové priepuste na selekciu stredných tónov. A v neposlednom rade sa dolné priepuste využívajú na realizáciu zvukových efektov. Prevzaté z [1] a [2].

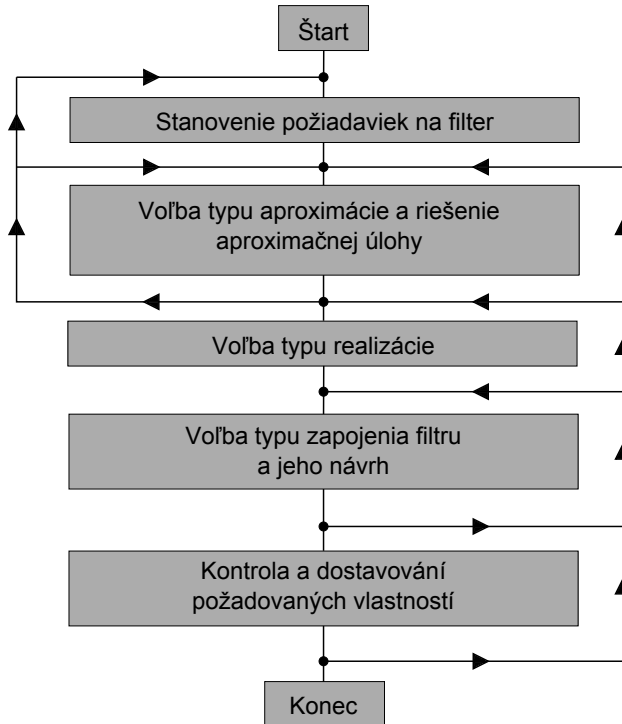
### 1.3 Postup pri návrhu

Pri návrhu filtrov neexistuje jednotný a všeobecný postup pre návrh konkrétneho filtra. Častokrát sa stáva, že sa návrhár musí vrátiť o krok, prípadne niekoľko krokov späť, pretože dospel do bodu, v ktorom sa filter nedá zrealizovať, prípadne nevyhovuje na začiatku stanoveným požiadavkám. Bežné kroky pri návrhu sú zobrazené na obrázku (1.2).

Prvý krok uvedeného diagramu je veľmi dôležitý. V tomto kroku je nutné poznať modulové frekvenčné spektrum vstupného signálu a požiadavky na jeho úpravu. Tieto požiadavky stanovujeme podľa tolerančného poľa (obr. 1.1). Ako druhé kritérium sú fázové vlastnosti filtra. Obvykle je to zachovanie tvaru vstupného signálu, v tomto prípade je fázová charakteristika veľmi dôležitá. Fázovú charakteristiku ne- riešime v prípade, keď nás zaujíma prednostne veľkosť signálu.

### 1.4 Pasívne filtre

Pasívne filtre sú založené na kombinácií RLC (rezistor, cievka, kondenzátor) prvkov. Tieto filtre nevyužívajú externé napájanie a taktiež prvky ako operačný zosilňovač, tranzistor, atď. Cievky vo filtroch blokujú signál s vysokou frekvenciou a prepúšťajú signál s nízkou frekvenciou, zatiaľ čo sa kondenzátor správa presne naopak. Výhodou pasívneho filtra je jeho stabilita a jednoduchý návrh pre nižšie rády filtra. Pre vyššie rády filtra sa návrh stáva zložitým.



Obr. 1.2: Diagram postupu pri návrhu

## 1.5 Typy filtrov

Filtre delíme podľa rôznych hľadísk. Rozdelenie podľa použitých súčiastok:

- Aktívne
- Pasívne

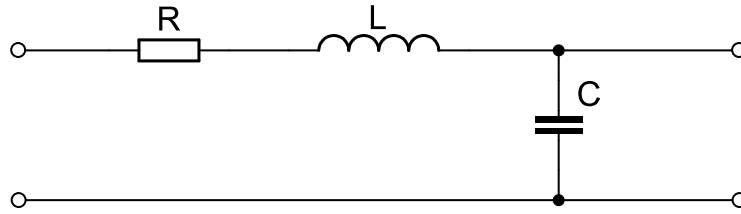
Rozdelenie podľa frekvenčného spektra:

- Dolná priepusť
- Horná priepusť
- Pásmová priepusť
- Pásmová zádrž

### 1.5.1 Dolná priepusť

Filtre prvého rádu obvykle využívajú, kvôli jednoduchosti a cene, prvky RC (odpor a kondenzátor). Filtre druhého rádu už využívajú prvky RLC (odpor, cievka, kondenzátor), tým dosahujú väčšiu strmosť. Filter typu dolná priepusť prepúšťa frekvencie v intervale od nula po medznú frekvenciu  $f_m$ . Vhodným zapojením RLC prvkov dostávame filtre typu dolná a horná priepusť a ich kombináciou pásmovú priepusť a zádrž.





Obr. 1.3: Filter 2. rádu typu dolná priepusť

Prenosová funkcia má tvar

$$K(s) = \frac{1/(LC)}{s^2 + sR/L + 1/(LC)} = \frac{\Omega_m^2}{s^2 + s\Omega_m/Q + \Omega_m^2}, \quad (1.1)$$

kde platí vzťah pre medznú frekvenciu

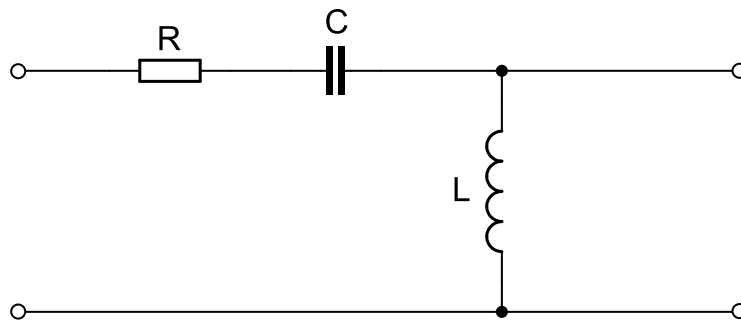
$$\Omega_m = \frac{1}{\sqrt{LC}} \text{ alebo } f_m = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}, \quad (1.2)$$

a činiteľ akosti

$$Q = \frac{\Omega_m L}{R}. \quad (1.3)$$

### 1.5.2 Horná priepusť

Filter prepúšťa signály v pásme frekvencií  $f$ , pre ktoré platí  $f > f_m$ , teda všetky signály väčšie ako medzná frekvencia. Prenosová funkcia má tvar



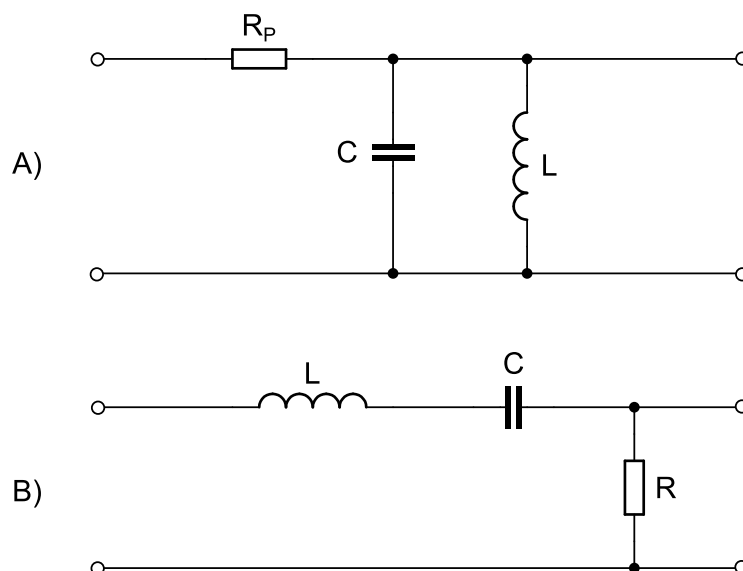
Obr. 1.4: Filter 2. rádu typu horná priepusť

$$K(s) = \frac{s^2}{s^2 + sR/L + 1/(LC)} = \frac{s^2}{s^2 + s\Omega_m/Q + \Omega_m^2}. \quad (1.4)$$

kde platia rovnaké vzťahy (1.2) a (1.3). Výslednú modulovú charakteristiku má symetrickú podľa  $f_m$  (zrkadlovo otočenú), fázové charakteristiky sú rovnaké, ale posunuté o  $180^\circ$ .

### 1.5.3 Pásmová priepusť

Kombináciou dolnej a hornej priepusti vznikne pásmová priepusť, ktorá prepúšťa frekvencie  $f$ , pre ktoré platí  $f_{m1} < f < f_{m2}$ , teda frekvencie medzi prvou a druhou medznou frekvenciou. Existujú dve možnosti zapojenia – s paralelným (obr. 1.5.a) a sériovým rezonančným obvodom (obr. 1.5.b). Prenosová funkcia paralelného rezonančného obvodu má tvar



Obr. 1.5: Filter 2. rádu typu pásmová priepusť, a) paralelný rezonančný obvod b) sériový rezonančný obvod

$$K(s) = \frac{s/(R_P C)}{s^2 + s/(R_P C) + 1/(LC)} = \frac{s\Omega_m/Q}{s^2 + s\Omega_m/Q + \Omega_m^2}, \quad (1.5)$$

kde platí vzťah (1.2) a činiteľ akosti

$$Q = \frac{R_P}{\Omega_m L}, \quad (1.6)$$

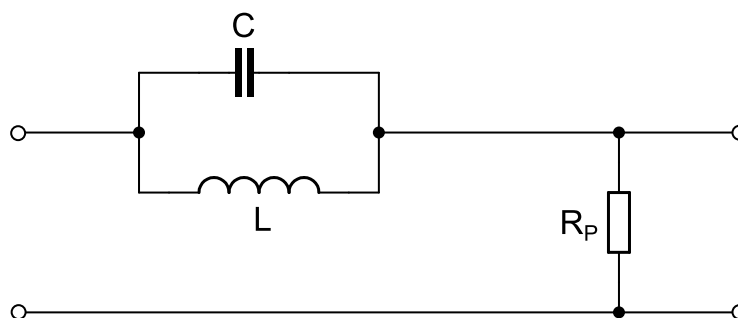
v prípade sériového rezonančného obvodu by platil vzťah (1.3). Šírka priepustného pásma (-3 dB) je daná vzťahom

$$B = \frac{f_m}{Q} [\text{Hz}]. \quad (1.7)$$

V modulovej charakteristike, pásmová priepusť vykazuje strmú (20 dB/dekádu), polovičnú oproti dolnej alebo hornej priepusti. Fázová charakteristika vykazuje pri rezonančnej frekvencii nulový fázový posun. Skupinové oneskorenie je rovnaké ako pri dolnej a hornej priepusti.

### 1.5.4 Pásmová zadrž

Pásmová zadrž je paralelný rezonančný obvod, ktorý prepúšťa frekvencie od nuly po prvú medznú frekvenciu a od druhej medznej frekvencie teoreticky po nekonečno. Keď je obvod v rezonancii, vykazuje nekonečne veľký odpor a prenos je nulový. Keď sa frekvencia blíži k nule alebo k nekonečnu, prenos je jednotkový. Prenosová funkcia má tvar



Obr. 1.6: Filter 2. rádu typu pásmová zadrž

$$K(s) = \frac{s^2 + 1/(LC)}{s^2 + s/(R_P C) + 1/(LC)} = \frac{s^2 + \Omega_m^2}{s^2 + s\Omega_m/Q + \Omega_m^2} = \frac{s^2 + \Omega_N^2}{s^2 + s\Omega_m/Q + \Omega_m^2}, \quad (1.8)$$

kde platia vzťahy (1.2) a (1.6), ďalej je tu zavedený nový parameter, frekvencia nulového prenosu  $\Omega_N$ . Doplnok šírky priepustného pásma  $B$  je zhodný so vzťahom (1.7). Fázové charakteristiky sú zhodné s predošlými filtermi, s výnimkou  $180^\circ$ , kedy sa menia charakteristiky z dolnej priepuste na hornú priepusť. Charakteristiky skupinového oneskorenia sú zhodné s predošlými filtermi.

## 1.6 Typy aproximácií

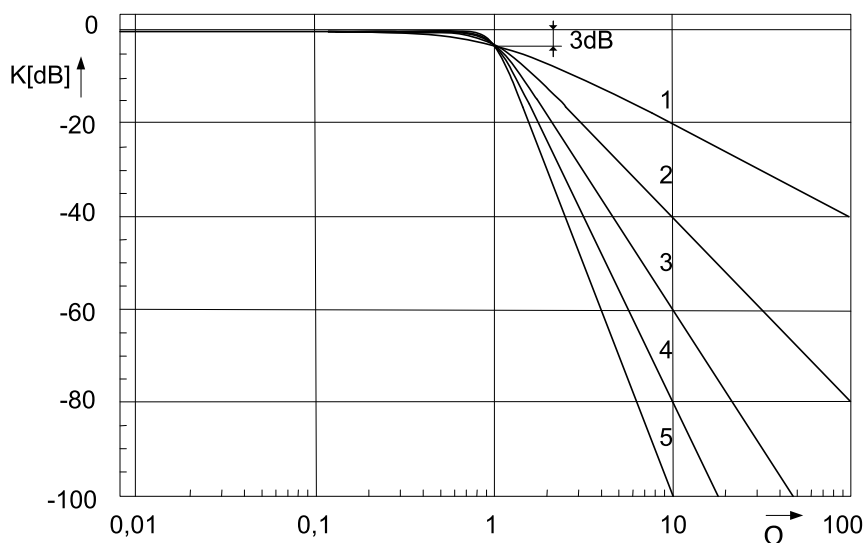
Ide o matematickú úpravu, ktorá poskytne najvhodnejší priebeh prenosovej funkcie vzhľadom na tolerančné pole. Pri výbere typu aproximácie je nutné prihliadnuť na požiadavky filtra z hľadiska skupinového oneskorenia. V praxi používame niekoľko základných typov aproximácií.

### Základné typy aproximácií

- Butterworthova
- Čebyševova
- Inverzná Čebyševova
- Cauerova

## 1.6.1 Butterworthova aproximácia

Ide o aproximáciu s maximálne plochou charakteristikou, s monotónnym priebehom v priepustnom aj nepriepustnom pásme, ale s menšou strmou. Butterworthova aproximácia je najpoužívanejšia, pretože je to kompromis medzi strmou a fázovou linearitou. Rád filtra sa dá celkom ľahko zistiť z modulovej charakteristiky na obrázku (1.7). Táto aproximácia je najvhodnejšia pre audio aplikácie, kvôli jej plochosti v priepustnom pásme. Ostatné aproximácie majú pre audio aplikácie nežiadúce zvlnenie a preto sa v tomto odvetví nepoužívajú.



Obr. 1.7: Modulová charakteristika pre n-tý rád filtra

Charakteristickú funkciu filtra je možné vyjadriť v tvare polynomu

$$F(\Omega^2) = \beta_0 + \beta_1\Omega^2 + \dots + \beta_n\Omega^n. \quad (1.9)$$

Pri Butterworthových filtroch je táto funkcia nahradená jednoduchším vzťahom

$$F(\Omega^2) = 1 + \epsilon^2\Omega^n, \quad (1.10)$$

kde  $\epsilon$  je parameter zodpovedajúci šírke kanálu v priepustnom pásme

$$\epsilon = \sqrt{10^{0,1A_{\max}} - 1}, \quad (1.11)$$

bežne pre

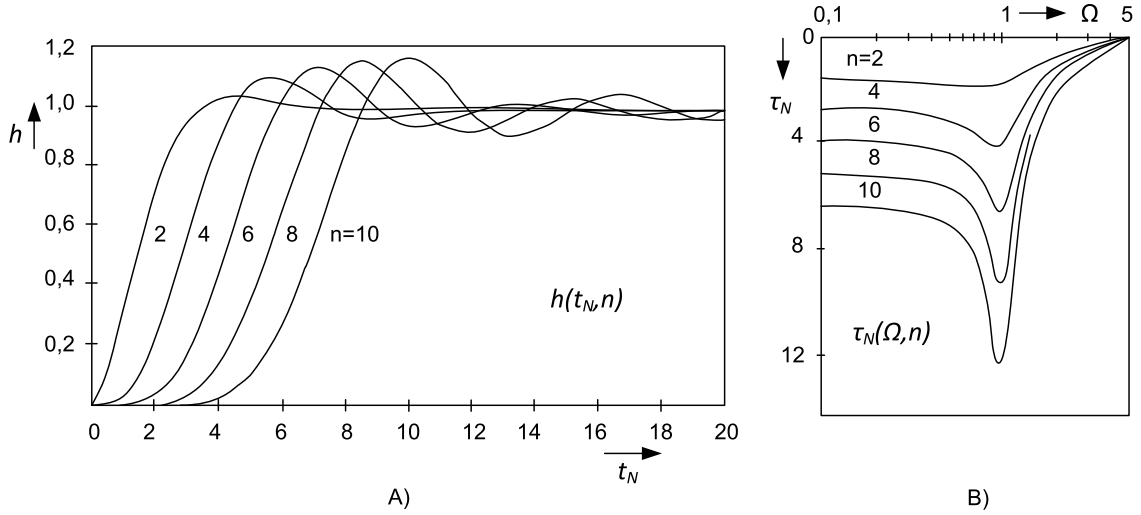
$$A_{\max} = A(f_m) = 3,01 \text{ dB}. \quad (1.12)$$

Prenosová funkcia má potom pre rôznych rád menovateľa

$$D_1(s) = 1 + s \quad D_2(s) = 1 + \sqrt{2}s + s^2 \quad D_3(s) = 1 + 2s + 2s^2 + s^3. \quad (1.13)$$

Modulová charakteristika

$$K(\Omega) = \frac{K_0}{\sqrt{1 + \epsilon^2 \Omega^{2n}}}. \quad (1.14)$$



Obr. 1.8: a) Modulová charakteristika pre  $n$ -tý rád filtra, b) Časové oneskorenie pre  $n$ -tý rád filtra

### 1.6.2 Čebyševova aproximácia

Je to aproximácia s izoextremálnym zvlnením v priepustnom pásme a s monotónnym priebehom v nepriepustnom pásme. Má o niečo strmšiu charakteristiku ako Butterworthová aproximácia, ale horšie vlastnosti z hľadiska fázovej charakteristiky a skupinového oneskorenia. V prípade voľby malého zvlnenia v priepustnom pásme dôjde k zníženiu strmosti, ale k zlepšeniu fázovej charakteristiky a odozvy na jednotkový skok. Pre ľubovoľné zvlnenie a potlačenie je možné vypočítať rád filtra nasledovne

$$n \geq \frac{\arccos h \sqrt{(10^{K_P/10} - 1)/(10^{K_{ZVL}/10} - 1)}}{\arccos h(f_P)}. \quad (1.15)$$

### 1.6.3 Inverzná Čebyševova aproximácia

Aproximácia má totožnú strmosť a frekvenciu potlačenia  $f_P$  ako Čebyševova aproximácia, ale má zvlnenie v nepriepustnom pásme a výrazne lepšie fázové vlastnosti a odozvu na jednotkový skok. Aproximácia je založená na Butterworthovej aproximácii s pridaním núl prenosu. Pre výpočet rádu filtra je možné použiť vzorec (1.15).

### 1.6.4 Cauerova aproximácia

Aproximácia s najstrmšou modulovou charakteristikou. Fázová charakteristika je najmenej lineárna zo všetkých uvedených aproximácií. Zmena hodnoty  $K_{ZVL}$  mení strmosť a skupinové oneskorenie podobne ako u Čebyševovej aproximácii. Vplyv hodnoty  $K_P$  má podobný dopad ako u inverznej Čebyševovej aproximácii. Návrh filtra s touto aproximáciou je značne náročný a je nutné využiť k návrhu počítač. Prevzaté z [1], [2], [6].

## 1.7 Prenosové vlastnosti filtrov

Harmonický signál s amplitúdou  $U_1$ , frekvenciou  $\omega_1$  a fázou  $\varphi_1$ , ktorý prechádza cez filter má na jeho výstupe signál s rovnakou frekvenciou, ale zmenenou amplitúdou  $U_2$  a fázou  $\varphi_2$ . Prenos napätia  $K_U$  môžeme pomocou modulu a argumentu vyjadriť nasledujúcim vzťahom

$$K_U = \frac{U_2}{U_1}, \varphi = \varphi_2 - \varphi_1. \quad (1.16)$$

Modul prenosu  $K_U$  je bezrozmerné číslo, ale častejšie sa uvádza v decibeloch

$$K_U [\text{dB}] = 20 \log (K_U). \quad (1.17)$$

Pomocou vyjadrenia (1.16) dokážeme vypočítať prenos len pre konkrétnu frekvenciu  $\omega$ . Preto sa zaviedla prenosová funkcia v tvare racionálnej lomenej funkcie, pomocou ktorej vypočítame pre každú frekvenciu zodpovedajúci prenos

$$K(s) = \frac{a_m(s)^m + a_{m-1}(s)^{m-1} + \dots + a_1s + a_0}{b_n(s)^n + b_{n-1}(s)^{n-1} + \dots + b_1s + b_0}, (m \geq n). \quad (1.18)$$

Túto funkciu môžeme taktiež rozdeliť na modulovú a argumentovú časť. Veľkosť výslednej amplitúdy získame vynásobením vstupnej amplitúdy a modulu prenosu danej frekvencie

$$U_2(f) = U_1K(f). \quad (1.19)$$

Veľkosť fázy získame súčtom fázového posunu a fázy vstupnej zložky.

$$\varphi_2(f) = \varphi_1(f) + \varphi(f). \quad (1.20)$$

Prevzaté z [1].

## 1.8 Frekvenčná transformácia filtrov

Filtre rôznych typov sa dajú transformovať z dolnej priepuste. Transformáciou budeme ovplyvňovať nasledujúce body: rozsah charakteristiky, prenosovú funkciu, póly

a nulové body a prvky obvodu. Frekvenčná transformácia preskupuje množstvo bodov, aby sme dosiahli rozdielne prenosové charakteristiky. Preto je nutné pozrieť sa na celú os, kladnú aj zápornú polovicu. Môžeme použiť komplexne premennú  $s = \sigma + j\omega$  pre normalizovanú funkciu dolnej priepuste. Transformovaná prenosová funkcia bude funkcia premennej  $S = \Sigma + j\Omega$ .

Ako ukážku použijeme prevod na hornú priepusť z priepuste dolnej, ktorej priepustné pásmo je  $0 < \omega < \omega_p$  a  $\omega_p = 1$  s prenosovou funkciou  $H_{DP}(s)$ . Využívame transformácie

$$s = \frac{\Omega_0}{S}, \quad (1.21)$$

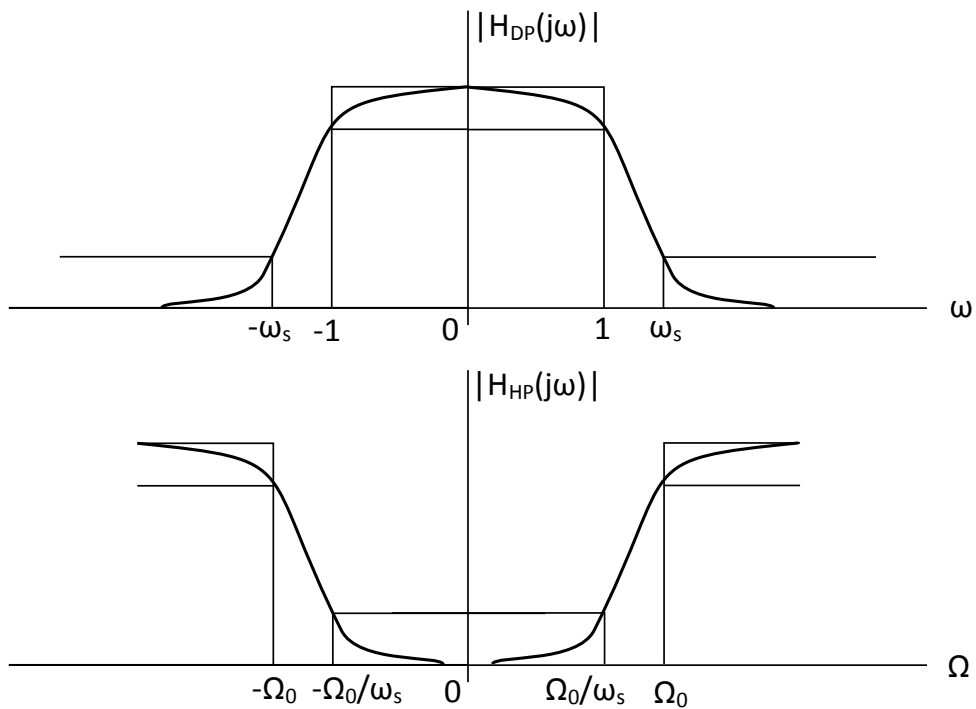
pozdĺž imaginárnej osi

$$\omega = \frac{\Omega_0}{\Omega}, \quad (1.22)$$

s použitím rovnice (1.21), dostaneme prenosovú funkciu hornej priepuste

$$H_{HP}(S) = H_{DP} \frac{\Omega_0}{S}. \quad (1.23)$$

Ukážka, čo táto transformácia vykonáva, je zobrazená na obrázku (1.9).



Obr. 1.9: Transformácia dolnej priepuste na hornú priepusť

Bod  $\omega = 1$  je umiestnený do bodu  $\Omega = -\Omega_0$  a bod  $\omega = \omega_s$  do bodu  $\Omega = -\Omega_0/\omega_s$ . Teda nielen, že sme transformovali dolnú priepusť na hornú priepusť, ale aj prevrátili na zápornú polovicu prenosovej charakteristiky. Pretože prenosová charakteristika je symetrická, tento detail nás nemusí zaujímať. Výsledne pásmo prenosu je  $\Omega_0 < \Omega < \infty$  a nepriepustné pásmo je na intervale  $0 < \Omega < \Omega_0/\omega_s$ . Filter typu dolná priepusť môžeme jednoducho upraviť nasledujúcimi krokmi. Všetky odpory zostávajú nezmenené, pretože nie sú frekvenčne závislé. Cievky dolnej priepuste majú impedanciu induktívneho charakteru a táto impedancia korešponduje s impedanciou kapacitného charakteru hornej priepuste a naopak. Prakticky to znamená, že v zapojení zameníme cievky za kondenzátory a naopak.[5]

## 1.9 Vplyv reálnych vlastností prvkov na filtre

Pri návrhu a následných simulácií filtra počítame s ideálnymi prvkami, teda bez parazitných vlastností. Navyše počítame s presnými hodnotami, obvykle na niekoľko desatinných miest, ale pri zostavovaní filtra používame prvky s určitými toleranciami, prípadne ani nenájdeme danú hodnotu vo výrobnéj rade. Tým dochádza k odlišnostiam medzi simulovanými a reálnymi prenosovými vlastnosťami. Vo všeobecnosti platí, že s rastom rádu filtra narastajú aj spomínané odchýlky. Taktiež musíme uvažovať aj s linearitou kondenzátorov a cievok, pretože nelinearita týchto súčiastok môže byť zdrojom rušivých signálov. Najväčší vplyv na vlastnosti filtra má činiteľ akosti  $Q$  cievky. Vplyv parazitných vlastností sa neprejavuje vo všetkých oblastiach prenosovej charakteristiky rovnako. K najväčším zmenám dochádza v oblasti prechodu medzi priepustným a nepriepustným pásmom.[1]

## 1.10 Aktívne filtre

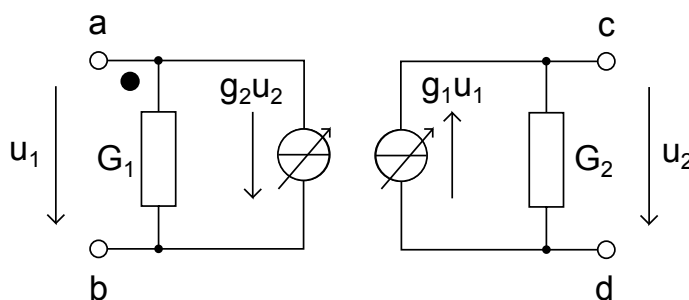
Aktívne filtre vyžívajú prvky ako operačný zosilňovač, tranzistor, atď. Ich úlohou je nahradiť pasívne filtre v oblasti nízkych frekvencií, pretože tieto filtre obsahujú indukčnosti s veľmi veľkými hodnotami. To má za následok vyššiu cenu a veľké rozmery filtra. V niektorých prípadoch dospejeme k nerealizovateľným hodnotám a z toho dôvodu vytvárame syntetické cievky pomocou aktívneho prvku. Nahraďiť cievku môžeme viacerými spôsobmi, napríklad vytvorenie dvoj pólu, ktorý medzi svorkami vykazuje indukčnosť. Aktívne filtre ponúkajú presnosť, stabilitu a odolnosť proti elektromagnetickému rušeniu. Ponúkajú možnosť rozdielnej vstupnej a výstupnej impedancie, kaskádne radenie filtrov bez vzájomného ovplyvnenia. Tak, ako pasívne filtre tak, aj aktívne, vyžadujú minimum prvkov pre realizáciu filtra prvého a druhého rádu. Prevzaté z [1], [3], [4].



### 1.10.1 Gyrátor

Gyrátor je pozitívny imitačný inverter, ktorý sa využíva k náhrade cievok. Vykonáva inverziu hodnoty zaťažovacej impedancie a násobí ju tzv. gyačnou konštantou  $k_g$ . Keď gyrátor zaťažíme impedanciou kapacitného charakteru, gyrátor nám ju prevráti na opačnú, tzn. impedanciu indukčného charakteru. Gyrátor, z hľadiska vstupov a výstupov, je symetrický, tzn.  $g_1 = g_2 = g$ . Pri reálnom gyrátore (obr. 1.10) sú gyačné vodivosti frekvenčne závislé

$$g(\omega) = \frac{g}{1 + p\tau}, \tau = \frac{1}{\omega_m}. \quad (1.24)$$



Obr. 1.10: Model reálneho gyrátora

Model doplníme o parazitné stratové vodivosti  $G_1$  a  $G_2$  a následne zavedieme činiteľ akosti gyrátora

$$Q = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{g_1 g_2}{G_1 G_2}}. \quad (1.25)$$

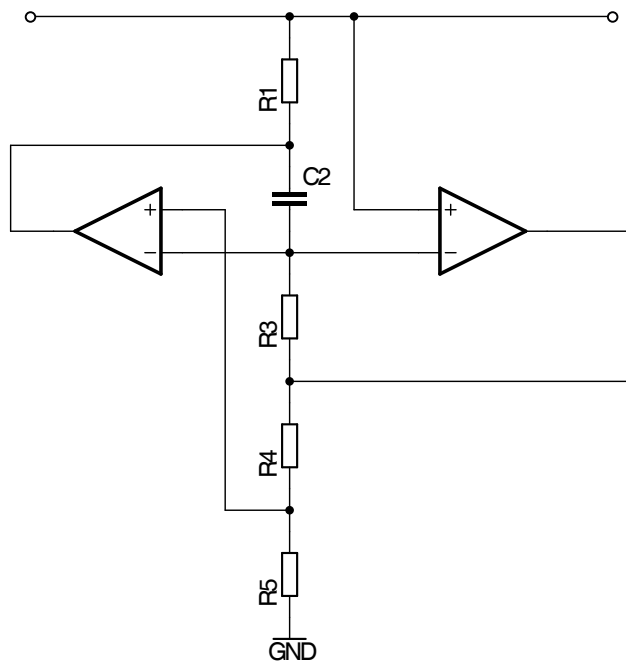
Realizácia gyrátora s využitím operačných zosilňovačov, je pomerne náročná a v dnešnej dobe využívajú obvody typu impedančný konvertor, v starších literatúrach označovaný ako mutátor. Uzemnenie gyrátora zabraňuje jeho použitie v dolných priepustiach a pásmových priepustiach. Avšak existuje spojenie dvoch gyrátorov, ktoré tento problém odstraňuje a vytvára sa tzv. plávajúca cievka. Pri návrhu musíme vo výpočte počítať s polovičnými hodnotami gyrátorov, pretože sériové zapojenie indukčností sa sčítava. Príklady využitia gyrátora nájdeme v tabulke (D.1).

### 1.10.2 Impedančný konvertor (GIC)

Impedančné konvertory sú aktívne RC obvody, navrhnuté na simuláciu frekvenčne závislých prvkov ako sú cievky a kapacitory. Z hľadiska vstupov a výstupov sú GIC nesymetrické, pretože z jednej strany násobia a z druhej strany delia frekvenciou a konštantou. Filtre s použitím impedančného konvertora majú extrémne nízke

skreslenie a šum. Impedančný konvertor môžeme realizovať pomocou dvoch operačných zosilňovačov a RC prvkov (obr. 1.11). Hodnotu impedancie simulovanej cievky vypočítame podľa vzťahu (1.26). Prevzaté z [1], [3], [4].

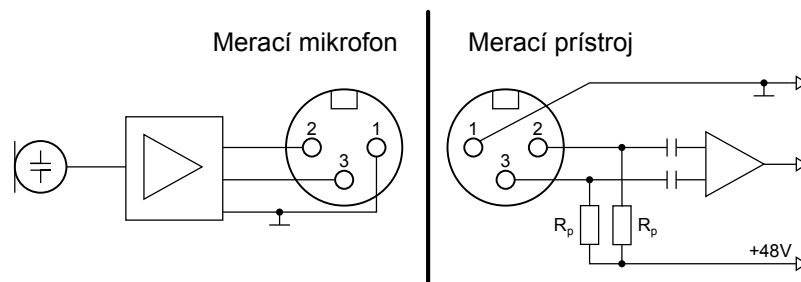
$$L_{\text{ekv}} = \frac{R_1 R_3 R_5}{R_4} C_2. \quad (1.26)$$



Obr. 1.11: Impedančný konvertor simulujúci indukčnosť

## 2 MIKROFÓN M2010 A AKUSTICKÝ ANALYZÉR XL2

Mikrofón M2010 je všesmerový mikrofón používaný v profesionálnych aplikáciách a na meracie účely. Obsahuje symetrický výstup (obr. 2.1), tzn. na jeho výstupe sa objavujú dva signály s rovnakou amplitúdou, ale jeden je inverzný voči druhému. Po spracovaní signálov v meracom prístroji získame jeden výsledný signál s menším skreslením, než keby sme použili nesymetrické zapojenie (signál proti zemi).



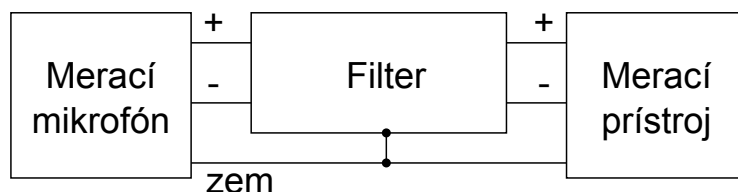
Obr. 2.1: Blokové zapojenie mikrofónu a meracieho prístroja

### Fantómové napájanie

Tento mikrofón je napájaný fantómovým napätím +48V. Toto jednosmerné napätie je vedené do oboch liniek, rovnomerne pomocou rezistorov  $R_P$  (v našom prípade 6,8 k $\Omega$ ) k mikrofónu, kde sa sčíta so signálom vytvoreným v mikrofóne. Merací prístroj sleduje rozdiely v napätí a po filtrácii jednosmernej zložky spracováva signál z mikrofónu. Toto napätie využívajú hlavne kondenzátorové mikrofóny, ktoré sa skladajú z dvoch kovových doštičiek, na ktoré je privedené toto napätie. Jedna doštička je pevná a jedna pohyblivá, zmenou polohy pohyblivej doštičky dochádza k zmene kapacity, a tým aj k zmene napätia.

### 3 PASÍVNA HORNÁ PRIEPUSŤ

Našou úlohou bolo vytvoriť prepínateľnú hornú priepusť 3. rádu. Po naštudovaní danej problematiky návrhu pasívnych filtrov sme začali pracovať na návrhu II článku. Celý návrh sme chceli koncipovať tak, ako vidíme na obrázku v prílohe (C.1), tzn. ako tri samostatné horné priepuste a otočnými prepínačmi by sme privádzali a odvádzali vstupný a výstupný signál vždy k priepusti, podľa požadovanej medznej frekvencie. Tieto tri filtre by boli umiestnené v kovovej krabičke, ktorá by bola spojená so zemou, kvôli minimalizovaniu rušenia z okolia. Pri návrhu sme použili Butterworthovu aproximáciu (kapitola 1.6.1). Fantómové napájanie komplikuje návrh pasívneho filtra, pretože kondenzátor neprepúšťa jednosmerné napájanie. Pri zapnutí fantómového napájania by kondenzátor, zapojený medzi cievky, blokoval toto napätie, ktoré by sa nedostalo k mikrofónu. Z toho dôvodu je paralelne ku kondenzátoru zapojený rezistor. Tento rezistor slúži aj ako prispôbenie rozdielnych impedancií vstupu a výstupu. Nevýhoda tohto riešenia je priepusť signálu mimo frekvenčne závislé prvky, a tým aj nižšia strmosť filtra.



Obr. 3.1: Bloková schéma zapojenia filtra medzi merací prístroj a mikrofón

#### 3.1 Výpočty pre medznú frekvenciu 20 Hz

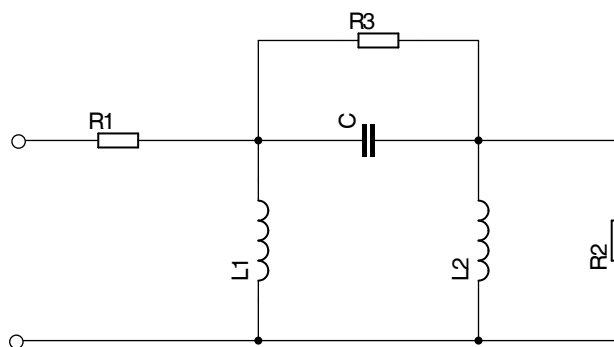
Pre výpočet sme použili zjednodušené zapojenie (obr. 3.2). K výpočtu je potrebné poznať výstupnú impedanciu mikrofónu (príloha B.2), vstupnú impedanciu meracieho prístroja (príloha B.4).  $R_1 = 50 \Omega$ ,  $R_2 = 100 \text{ k}\Omega$ .

$$R = \frac{R_3 R_2}{R_3 + R_2} = \frac{5 \cdot 10^3 * 100 \cdot 10^3}{5 \cdot 10^3 + 100 \cdot 10^3} = 4,76 \text{ k}\Omega. \quad (3.1)$$

Kapacita a indukčnosti boli počítané zo vzťahov (3.2) a (3.3).

$$K_L = \frac{R}{2\pi f_m} = \frac{4,76 \cdot 10^3}{2 * \pi * 20} = 37,89 \text{ H} \quad (3.2)$$

$$K_C = \frac{1}{R2\pi f_m} = \frac{1}{4,76 \cdot 10^3 * 2 * \pi * 20} = 1,67 \mu\text{F}. \quad (3.3)$$

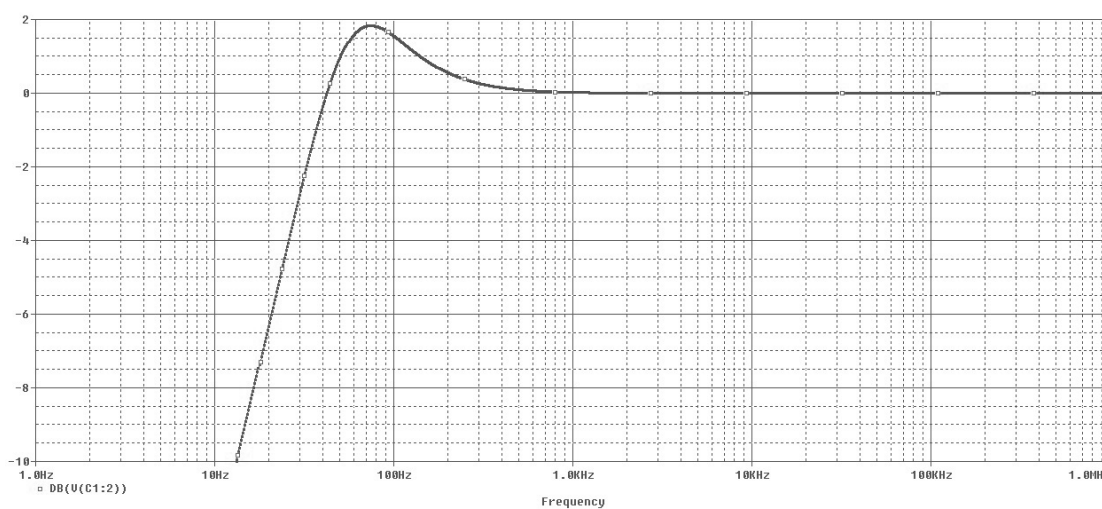


Obr. 3.2: Schéma zjednodušenej hornej priepuste

Z tabuľky (A.1) pre Butterworthovu aproximáciu a filter 3. rádu bolo odčítané  $l_1 = l_2 = 1,000$  a  $c_1 = 2,000$  a následne aproximované hodnoty

$$L_{1X} = L_{2X} = K_L/l_1 = 37,89 \text{ H} \quad (3.4)$$

$$C_{1X} = K_C/c_1 = 835 \text{ nF}. \quad (3.5)$$



Obr. 3.3: Prenosová charakteristika LC článku

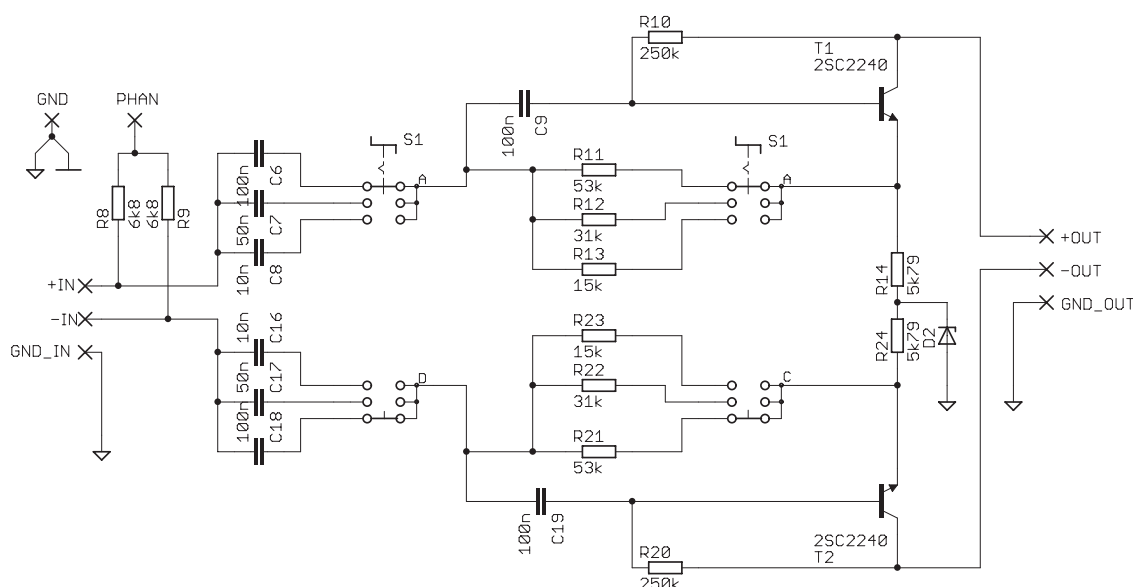
Z výslednej simulovanej charakteristiky (obr. 3.3) vyčítame, že pre  $f = 20 \text{ Hz}$  je hodnota útlmu cca  $-6,33 \text{ dB}$ .

Keďže filter je navrhnutý diferénčne, nemusíme hodnoty súčiastok zdvojnásobiť.

## 4 AKTÍVNA HORNÁ PRIEPUSŤ

Výsledná prenosová charakteristika (obr. 3.3) vychádzala slubne a podľa očakávaní, ale pri týchto frekvenciách vychádzali indukčnosti príliš veľké a tento spôsob by sa nedal realizovať. Preto sme sa rozhodli priepusť riešiť pomocou aktívnych súčiastok, konkrétne s použitím tranzistora.

### 4.1 Horná priepusť



Obr. 4.1: Schéma aktívnej hornej priepuste

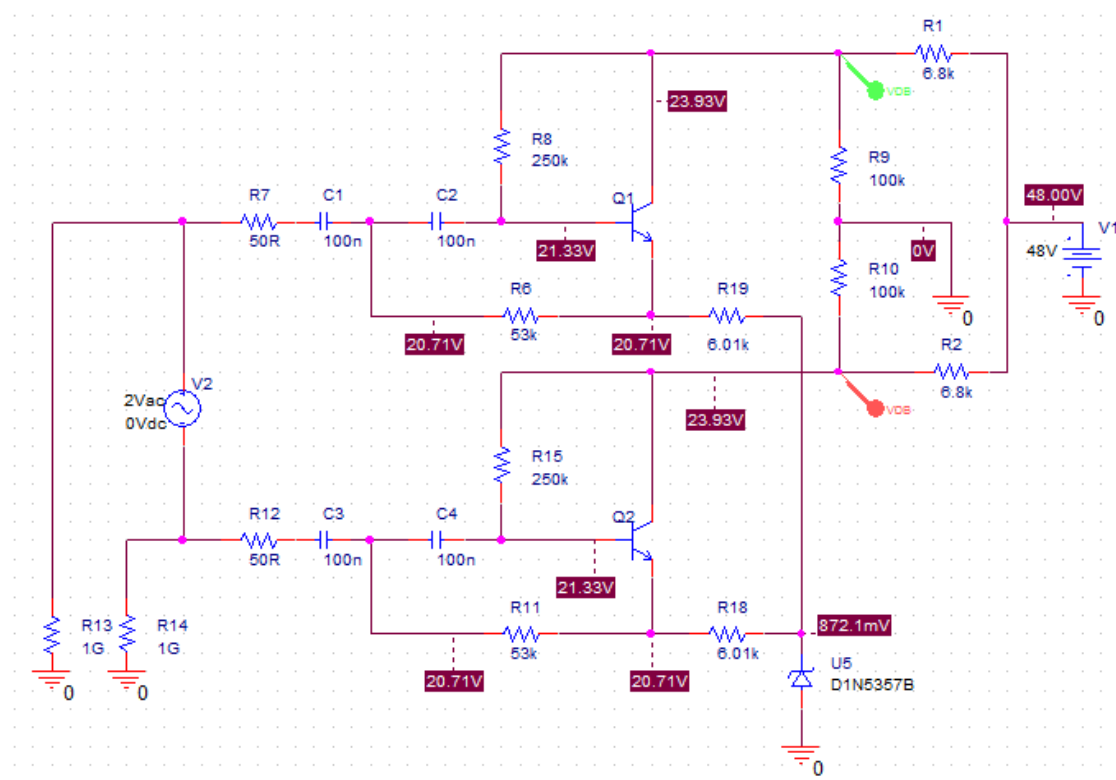
Po skúsenostiach s návrhom pasívnej priepuste, sme začali pracovať na návrhu pomocou aktívnych súčiastok. Použili sme NPN tranzistor pre jeho menší šum oproti operačným zosilňovačom. Filter je navrhnutý symetricky, každá časť spracováva jeden signál. Princíp fungovania aktívnej priepuste je v tom, že do spätnej väzby zaradíme CR článok, ktorý reaguje na frekvenciu a ovláda otváranie tranzistora. Pri vysokej frekvencii je tranzistor plne otvorený a pri frekvencii nižšej ako medzná frekvencia sa priviera.

Medzná frekvencia sa nastavuje pomocou jedného otočného prepínača, ktorým prepínam medzi rezistormi R11, R12, R13, respektíve R21, R22, R23 a kondenzátormi C6, C7, C8, respektíve C16, C17, C18. Tieto rezistory tvoria zápornú spätnú väzbu a tranzistory sú zapojene so spoločným kolektorom. Rezistormi R10, R14, respektíve R20, R24 nastavujem pracovný bod tranzistora. Rezistor R10, respektíve R20 slúži na nastavenie napätia na báze tranzistora a rezistor R14, respektíve R24 slúži na nastavenie prúdu cez tranzistor.

Rezistory R8, R9 slúžia na privedenia fantómového napätia na vstup mikrofónu. Toto napätie je odoberané z DC-DC meniča (Kapitola 5). Samotný filter je napájaný priamo z analyzátora XL2. Týmto odpadá komplikácia pri návrhu filtra. Pri použití jedného zdroja by sa mohol signál zo vstupu dostať na výstup filtra a tým znehodnotiť parametre filtra.

Pri návrhu filtra som sa inšpiroval vnútorným zapojením mikrofónu AKG C414EB. Miesto tranzistorov BC413C boli použité tranzistory 2SC2240 pre ich menší šum, lineárny priebeh  $h_{21e}$  a vyššiu hodnotu  $\beta$ . Priepustť využíva Butterwothovu aproxiáciu. [7]

## 4.2 Meranie a simulácia

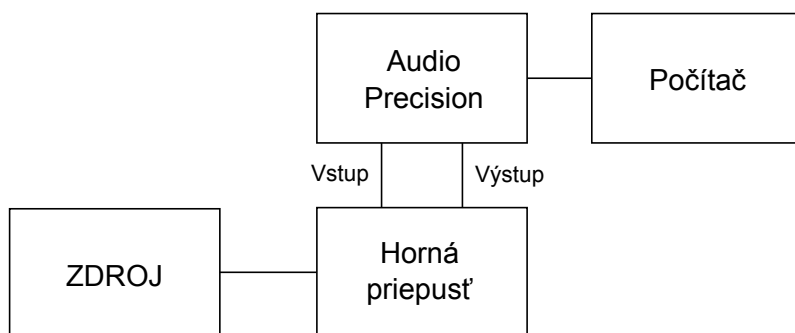


Obr. 4.2: Simulačná schéma v programe OrCAD/PSpice

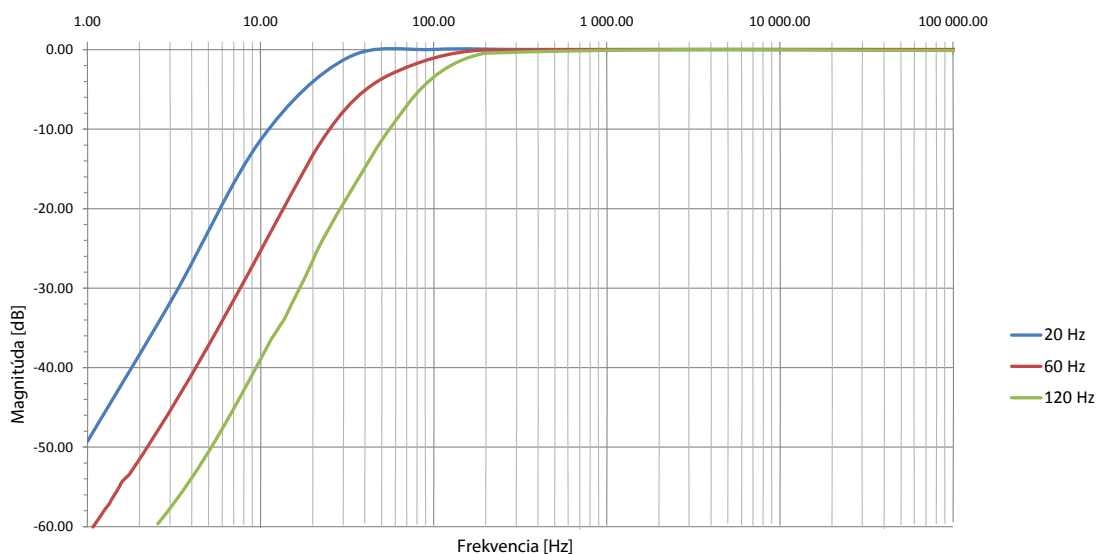
Priepustť bola simulovaná pomocou počítačového programu a prenosové charakteristiky sú zobrazené na obrázku (4.4). Následne bola priepustť zostavená na kontaktnom nepájivom poli, kde sme si overili funkčnosť hornej priepustte. Použité súčiastky sa od simulovaných líšili len veľmi málo. Výsledné prenosové charakteristiky sú zobrazené na obrázku (4.5). Charakteristiky CH1, CH1<sub>2</sub>, CH1<sub>3</sub> sú prenosové charakteristiky na medzných frekvenciách 20 Hz, 60 Hz, 120 Hz a charakteristika CH1<sub>4</sub>

je meraná vo vypnutom stave zariadenia. Počas merania som použil merací prístroj Audio Precision prepojený s počítačom. Miesto fantómového napájania z analyzátoru som použil externý zdroj.

Pri meraní šumového napätia sme najskôr prepojili vstup a výstup meracieho prístroja, aby sme zistili vlastný šum prístroja. Toto napätie bolo  $1\ \mu\text{V}$ . Následne sme merali šum nášeho zariadenia, ktorý bol maximálne  $86\ \mu\text{V}$ .

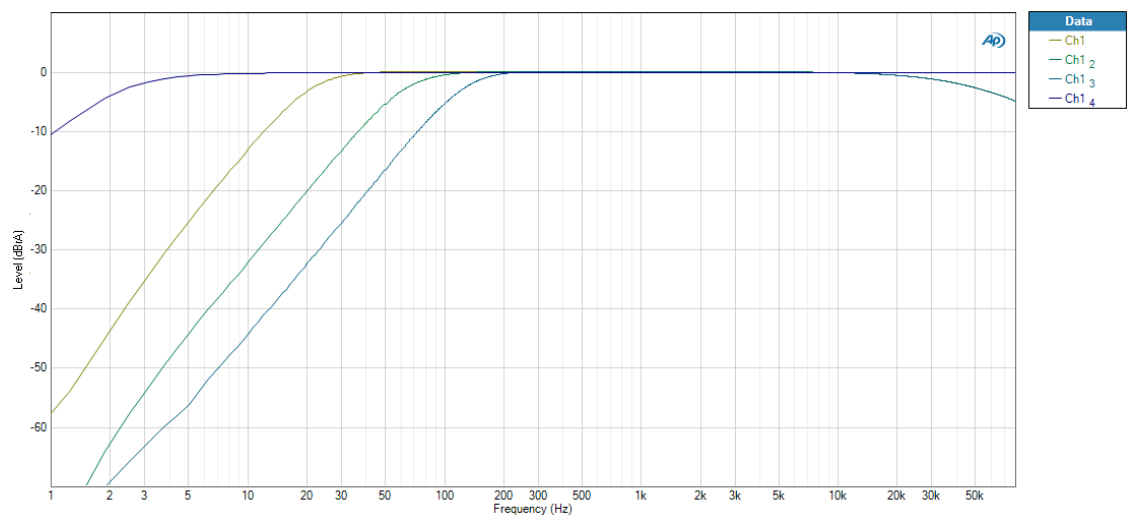


Obr. 4.3: Blokové zapojenie pracoviska počas merania



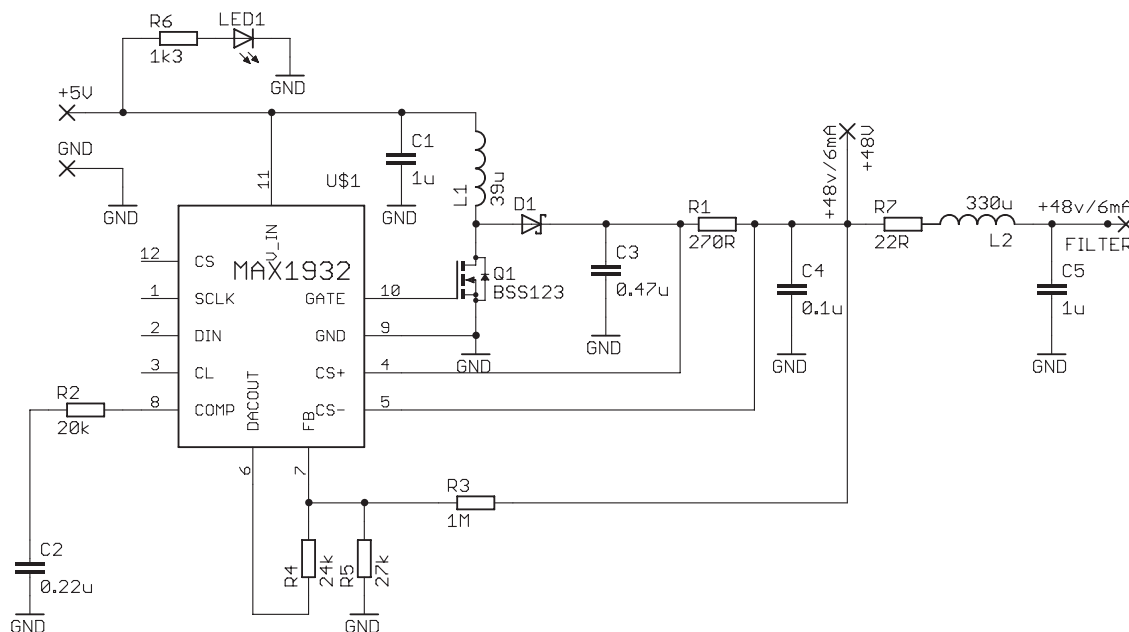
Obr. 4.4: Prenosová charakteristika aktívnej hornej priepuste - simulácia





Obr. 4.5: Prenosová charakteristika aktívnej hornej priepuste - merané

## 5 DC-DC MENIČ NAPÄTIA



Obr. 5.1: Schéma DC-DC meniča napätia

K návrhu meniča napätia nás viedli dve veci. Ako prvé, filter je napájaný zo zdroja fantómového napätia analyzátoru XL2. Bohužiaľ, tento zdroj nie je dostatočný na napájanie filtra a mikrofónu zároveň. Druhá skutočnosť, ktorá nás viedla k meniču napätia, bolo splniť podmienku prenositeľnosti. Túto podmienku sme sa rozhodli riešiť napájaním z batérii. Bolo treba navrhnuť DC-DC menič napätia zo štyroch AA batérii na 48 V pre fantómové napájanie mikrofónu. Rozhodli sme sa použiť integrovaný obvod MAX1932. Tento obvod je určený pre nízkošumové aplikácie s malým prúdovým odberom. Pracovná frekvencia tohto meniča napätia je približne 300 kHz, takže rušenie z tohto meniča napätia by sa nemalo miešať do akustického pásma mojej priepuste.

Menič spadá do kategórie Step-up (boost) converters, teda zvyšujúci menič napätia. Funguje na princípe nabíjania a vybíjania cievky. Tento proces zabezpečuje tranzistor Q1 v spínacom režime. Tento tranzistor spína s frekvenciou, ktorú generuje MAX1932. Rezistor R1 slúži na prúdovú limitáciu meniča napätia, ak tečie z meniča veľký prúd, sám sa vypne, aby sa ochránil. Taktiež tento rezistor spolu s C4 tvorí filter typu dolná priepusť. Rezistor R3 slúži ako spätná väzba. Rezistory R4 a R5 slúžia ako odporový delič a spolu so spätnou väzbou kontrolujú napätie na výstupe meniča. Rezistor R2 a kondenzátor C2 slúžia na nastavenie zosilnenia vnútorného komparátora. Kondenzátor C3 a C1 slúžia na vyhladenie vstupného a výstupného

napätia. Dióda D1 je použitá Schottkyho dióda pre jej kratšiu zotavovaciu dobu oproti klasickým usmerňovacím diódam.

Na výstupe meniča je zapojený filter typu horná priepusť, ktorý je zložený z rezistora R7, cievky L2 a kondenzátora C5. Rezistor R7 môžeme nahradiť nulovým rezistorom ak použijeme cievku, ktorá ma odpor vynutia nad  $15\Omega$ .

Hodnoty súčiastok sú uvedené v datasheete integrovaného obvodu, ale rozhodli sme sa ich dopočítať presne pre našu aplikáciu. [9]

$$L1_{MAX} = \frac{(V_{IN-MIN}D_{MAX})^2\eta_{MIN}}{2V_{O-MAX}I_{O-MAX}f_{S-MAX}} = \frac{(4 * 0,85)^2 * 0,7}{2 * 48 * 6.10^{-3} * 340.10^3} = 41,32 \mu H, \quad (5.1)$$

kde  $D_{MAX}$  je maximálna strieda a  $\eta_{MIN}$  je minimálna účinnosť. Musíme počítať s toleranciou  $\pm 10\%$ ,

$$L1 = \frac{L_{MAX}}{1,1} = \frac{41,32.10^{-6}}{1,1} = 37,5 \mu H \quad (5.2)$$

a volíme najbližšiu hodnotu z výrobnjej rady,  $L = 39 \mu H$  a jej minimálna hodnota je  $L1 = 35,1 \mu H$ .

$$I_{PK-MAX} = V_{IN-MIN}D_{MAX} \frac{\left(\frac{f_{S-MIN}}{f_{S-MAX}}\right)^{1/2}}{f_{S-MIN}L1} = 4 * 0,85 \frac{\left(\frac{250.10^3}{340.10^3}\right)^{1/2}}{250.10^3 * 35,1.10^{-6}} = 332 \text{ mA}, \quad (5.3)$$

$$I_{PK-TMAX} = \frac{V_{IN-MIN}D_{MAX}}{f_{S-MIN}L1} = \frac{4 * 0,85}{250.10^3 * 35,1.10^{-6}} = 533 \text{ mA}. \quad (5.4)$$

$$T_{RUP} = I_{PK-TMAX} \frac{L1}{V_{IN-MIN}} = 332.10^{-3} \frac{35,1.10^{-6}}{4} = 2.915 \mu s, \quad (5.5)$$

$$T_{RDWN} = \frac{T_{RUP}V_{IN-MIN}}{V_{O-MAX} - V_{IN-MIN}} = \frac{2,915.10^{-6} * 4}{48 - 4} = 0,265 \mu s. \quad (5.6)$$

$$\begin{aligned} I_{LI-AVG} &= 0,5I_{PK-MAX}(T_{RUP} + T_{RDWN})f_{S-MIN} = \\ &= 0,5 * 332.10^{-3}(2,915.10^{-6} + 0,265.10^{-6})250.10^3 = 132 \text{ mA}. \end{aligned} \quad (5.7)$$

$$I_{Q1-RMS} = I_{PK-MAX} \left( T_{RUP} \frac{f_{S-MIN}}{3} \right)^{1/2} = 332.10^{-3} \left( 2,9.10^{-6} \frac{250.10^3}{3} \right)^{1/2} = 163 \text{ mA}, \quad (5.8)$$

$$I_{D1-AVG} = 0,5I_{PK-MAX}T_{RDWN}f_{S-MIN} = 0,5*332.10^{-3}*0,265.10^{-6}*250.10^3 = 11 \text{ mA.} \quad (5.9)$$

$$\begin{aligned} V_{C3-RPL} &= (I_{PK-MAX}ESR) + (V_{O-MAX} - V_{IN-MIN})\left(\frac{ESL}{L1}\right) + \\ &+ I_{O-MAX} \frac{\frac{1}{f_{S-MIN}} - T_{RDWN}}{C3} = \\ &= (332.10^{-3} * 5.10^{-3}) + (48 - 4)\left(\frac{1.10^{-9}}{35,1.10^{-6}}\right) + \\ &+ 6.10^{-3} * \frac{\frac{1}{250.10^3} - 0,265.10^{-6}}{0.47.10^{-6}} = 50,6 \text{ mV.} \end{aligned} \quad (5.10)$$

$$\begin{aligned} R1 &= \frac{(1,8 - 0,5V_{C3-RPL}) + \sqrt{(1,8 - 0,5V_{C3-RPL})^2 + \frac{I_{O-MAX}V_{C3-RPL}}{\pi C4 f_{S-MIN}}}}{2I_{O-MAX}} = \\ &= \frac{(1,8 - 0,5 * 50,6.10^{-3}) + \sqrt{(1,8 - 0,5 * 50,6.10^{-3})^2 + \frac{6.10^{-3} * 50,6.10^{-3}}{\pi * 0,1.10^{-3} * 250.10^3}}}{2 * 6.10^{-3}} = 295,8 \text{ R.} \end{aligned} \quad (5.11)$$

$$V_{O-RPL} = \frac{V_{C3-RPL}}{2\pi R1 C4 f_{S-MIN}} = \frac{50,6.10^{-3}}{2 * \pi * 298,8 * 0,1.10^{-3} * 250.10^3} = 124 \mu\text{V.} \quad (5.12)$$

Presné nastavenie výstupného napätia vykonávame vhodnou voľbou rezistoru v spätnej väzbe,

$$R3 = R5 \left( \frac{V_{OUT}}{1,25} - 1 \right) = 27.10^3 \left( \frac{48}{1,25} - 1 \right) = 1,01 \text{ M}\Omega. \quad (5.13)$$

Pre redukciu zvlnenia na výstupe sa upravuje hodnota kondenzátorov C3 a C4. Napríklad keď zdvojnásobíme kapacitu kondenzátorov, klesne zvlnenie o polovicu.

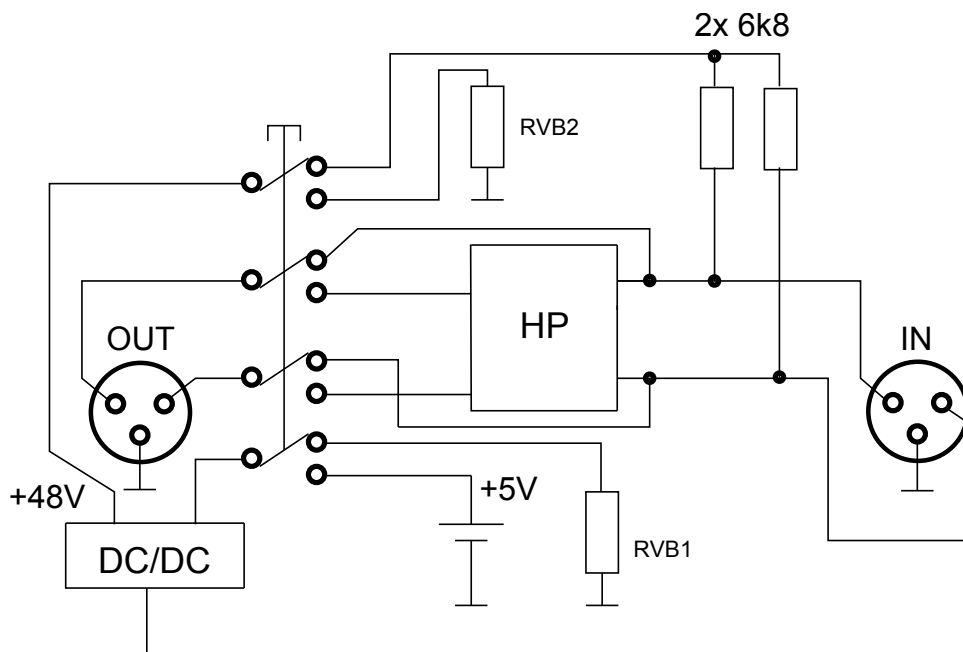
Pre zníženie rušenia vznikajúceho v DC-DC meniči sme vykonali tieto opatrenia: použili sme cievky zaliate feritom na odtienenie magnetického rušenia spôsobeného nabíjaním a vybíjaním cievky, na DPS je tzv. rozliata zem a menič je na DPS umiestnený ďalej od priepuste, kde vznikol priestor na prípadnú tieniacu krabičku z pocínovaného plechu, ktorá sa po celej dĺžke pripája k DPS.

## 6 KONŠTRUKCIA A ZAPOJENIE

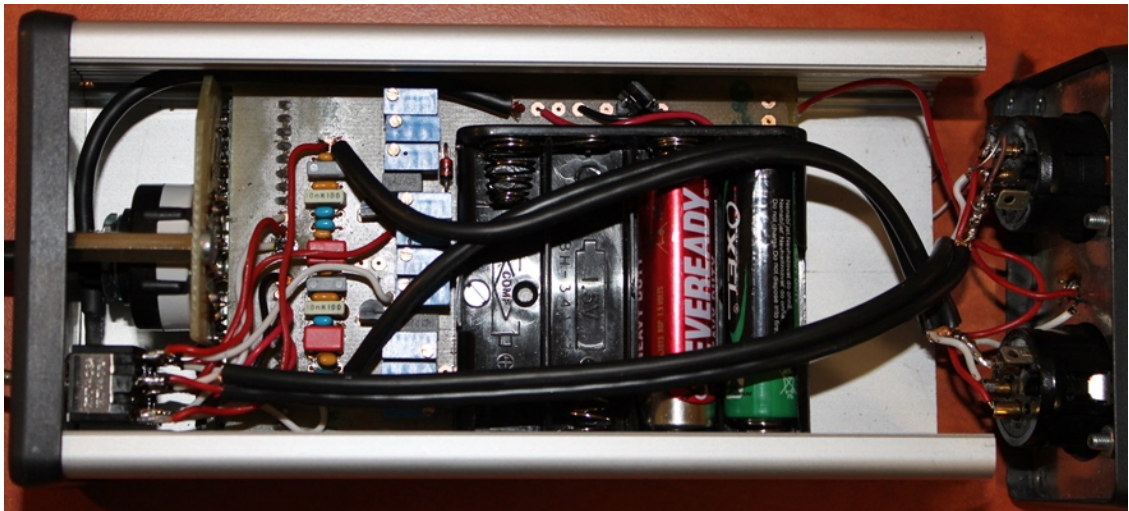
Zariadenie je navrhnuté na jednostrannej doske plošných spojov vo veľkosti 75x103 mm. (príloha E.1). Filter je prevažne zapojený pomocou klasických súčiastok a DC-DC menič je zapojený kompletne pomocou SMD súčiastok. Otočný prepínač je umiestnený na samostatnej DPS v polohe kolmej na DPS s filtrom a meničom. Tieto dve DPS sa zasúvajú do seba pomocou dutiniek a kolíkov. Páčkový prepínač je upevnený na prednom paneli a drôtikmi prepojený s DPS filtra a výstupného konektoru XLR. Vstupný konektor XLR je pripojený pomocou tienenej dvojlinky s DPS filtra. Celé zapojenie káblov môžeme vidieť na obrázku (6.1). Na prednom paneli je umiestnená indikačná zelená LED dióda, ktorá signalizuje zapnutý stav zariadenia. DPS filtra sa zasúva do bočníc (druhý stupeň z doľa) hliníkovej krabičky, ktorá slúži ako tienenie.

Proces výmeny batérií ma následovný postup. Odskrutkuje sa zadný panel, vysumie sa vrchná časť hliníkovej krabičky a pristúpi sa k výmene batérií a v opačnom postupe sa zariadenie zloží do pôvodného stavu.

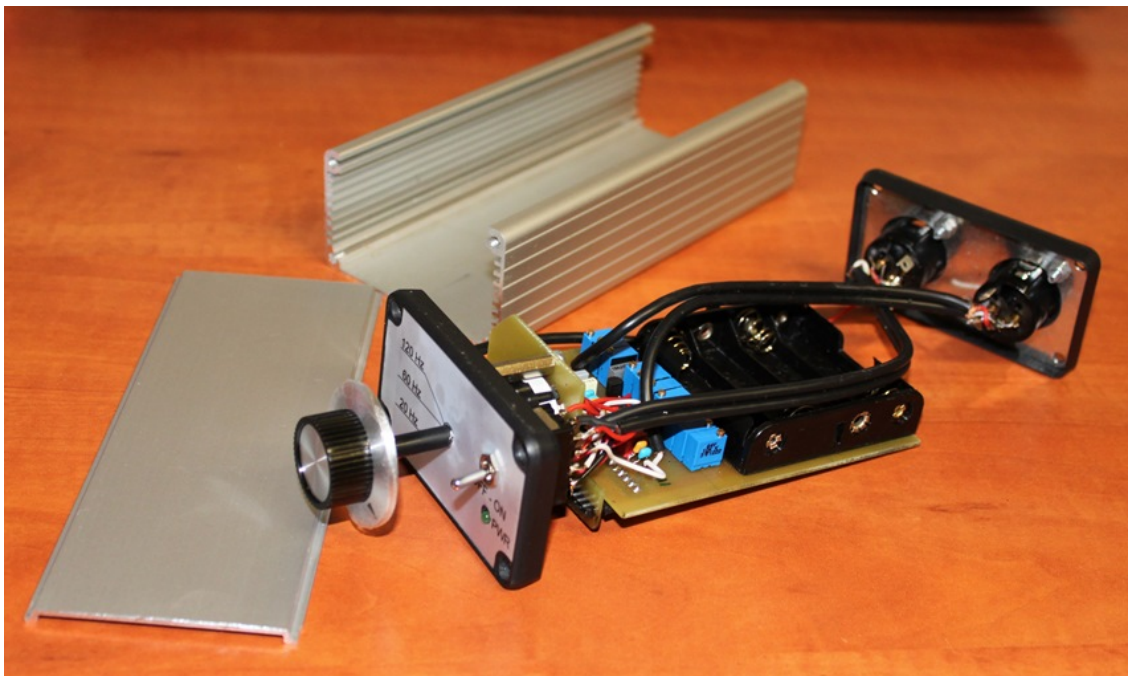
Počas zostavovania zariadenia sa dostavili prehliadnuté nedostatky pri návrhu DPS. Cestičky a izolačné medzery, sú príliš úzke (príloha E.2 a E.3). Pri pájkovaní sa plôšky odlepovali od DPS a vznikali skraty, ktoré boli komplikáciou pri oživovaní zariadenia. Ale to bola daň za čo najmenšie rozmery zariadenia.



Obr. 6.1: Blokové zapojenie zariadenia



Obr. 6.2: Detail zariadenia - pohľad z vrchu



Obr. 6.3: Rozobrané zariadenie

## 7 PARAMETRE

- Napájanie priepuste: 48 V z analyzátora XL2
- Napájanie mikrofónu: 46 V DC-DC menič
- Napájanie meniča: 4 x AA batérie
- Pracovná frekvencia meniča:
- Medzná frekvencia 20 Hz:
  - Šírka pásma (-3 dB): 20,6 Hz - 53 kHz
  - Útlm v priepustnom pásme: -0,008 dB
  - Strmosť filtra: 44,27 dB/dek
  - Šum: max 36  $\mu$ V
- Medzná frekvencia 60 Hz:
  - Šírka pásma (-3 dB): 62,6 Hz - 53 kHz
  - Útlm v priepustnom pásme: -0,000 dB
  - Strmosť filtra: 40,67 dB/dek
  - Šum: max 71  $\mu$ V
- Medzná frekvencia 120 Hz:
  - Šírka pásma (-3 dB): 123,1 Hz - 53 kHz
  - Útlm v priepustnom pásme: -0,005 dB
  - Strmosť filtra: 39,70 dB/dek
  - Šum: max 86  $\mu$ V



Obr. 7.1: Predný a zadný panel zariadenia

## 8 ZÁVER

Na začiatku mojej práce sa venujeme teoretickým znalostiam o filtroch, rozdeleniu filtrov, vlastnostiam a návrhom filtrov. Ďalej sa v mojej práci venujeme samotnému návrhu pasívneho filtra, ktorý sa nám podarilo navrhnuť podľa požiadaviek, ale kvôli vysokým hodnotám cievok by sa tento filter nedal realizovať.

V poslednej časti sa venujeme návrhu aktívneho filtra s využitím tranzistora. Podarilo sa nám navrhnuť hornú priepusť s optimálnymi vlastnosťami. Dosiahli sme maximálnu rovnosť prenosovej charakteristiky a strmosť cca 40 dB/dekádu. K prepínaniu medzných frekvencií slúži otočný prepínač, umiestnený na prednom paneli. Konektory XLR, umiestnené na zadnom paneli slúžia na vstup a výstup signálu. Podmienku prenositeľnosti zabezpečuje napájanie priepuste z analyzátoru XL2 a fantómové napájanie mikrofónu zabezpečuje DC-DC menič napätia s využitím obvodu MAX1932. Menič napätia bol počítaný na 48 V na výstupe, ale kvôli použitej rade E24 a tolerancii použitých SMD súčiastiek v spätnej väzbe a deliči, menič dosahuje napätia 46 V.

Návrh zariadenia je funkčný, priepusť funguje podľa simulácií a predpokladov ale menič napätia momentálne nefunguje. Pri zostavovaní došlo pravdepodobne k skratu a obvod MAX1932 to pravdepodobne nevydržal. Poškodený obvod začal odoberať príliš veľký prúd, čo následne nevydržal tranzistor a spálil sa. Po výmene týchto súčiastok, by mal byť menič opäť funkčný.



## LITERATÚRA

- [1] SEDLÁČEK, J., HÁJEK, K. *Kmitočtové filtry*. Praha: BEN, 2002. 535s. ISBN 80-7300-023-7.
- [2] DOSTÁL, T. *Elektrické filtry*. Brno: VUT FEKT, 2001. 96s. ISBN 80-214-0877-4.
- [3] DOSTÁL, T. *Analogové elektronické obvody* Brno: VUT FEKT, 200. 139s.
- [4] PACTITIS, S. A. *ACTIVE FILTERS Theory and Design* New Yourk: CRC Pres, 2008. 274s. ISBN 1-4200-5476-7.
- [5] SU, K. *ANALOG FILTERS*. Second edition. Norwell: Kluwer Academic Publisher, 2002. 406s. ISBN 1-4020-7033-0.
- [6] MARTINEK, P., BOREŠ, P., HOSPODKA, J. *Elektrické filtry*. Praha: ČVUT, 2003. 314s. ISBN 80-01-02765-1.
- [7] *Schéma mikrofónu AKG C414 EB*. [Online]. [cit. 2013-12-03]. Dostupné z: <[http://cdn.recordinghacks.com/images//mic\\_extras/akg/C414EB-schematic.png](http://cdn.recordinghacks.com/images//mic_extras/akg/C414EB-schematic.png)>.
- [8] *Datasheet MAX1932* [Online]. [cit. 2014-30-05]. Dostupné z: <<http://pdfserv.maximintegrated.com/en/ds/MAX1932.pdf>>.
- [9] *APPLICATION NOTE 1805* Výpočet meniča. [Online]. [cit. 2014-30-05]. Dostupné z: <<http://maximintegrated.com/en/app-notes/index.mvp/id/1805>>.

## ZOZNAM SYMBOLOV, VELIČÍN A SKRATIEK

Q	akosť
atď	a tak ďalej
SMD	bezvývodové súčiastky
DPS	doska plošných spojov
$L_{ekv}$	ekvivalentná cievka
ESR	ekvivalentný sériový odpor
ELS	ekvivalentná sériová indukčnosť
$I_{D1-AVG}$	priemerný prúd diódou
$I_{Q1-RMS}$	efektívny prúd tranzistorom
$\varphi$	fázový posun
$f$	frekvencia
$f_p$	frekvencia potlačenia
GIC	general impedance convertor
$f_{S-MAX}$	maximálna frekvencia
$D_{MAX}$	maximálny pracovný cyklus na najvyššej spínacej frekvencii
$I_{O-MAX}$	maximálny výstupný prúd
$V_{O-MAX}$	maximálne výstupné napätie
$V_{IN-MAX}$	maximálne vstupné napätie
$f_m$	medzná frekvencia
$V_{IN-MIN}$	minimálne vstupné napätie
$f_{S-MIN}$	minimálna frekvencia
$D_{MAX}$	maximálny pracovný cyklus na najvyššej spínacej frekvencii
$\eta_{MIN}$	minimálna účinnosť odvodu
U	napätie

$K_P$	prenos potlačenia
$K_{ZVL}$	prenos zvlnenia
$H_{DP}$	prenosová funkcia dolnej priepuste
$H_{HP}$	prenosová funkcia hornej priepuste
$I_{L1-AVG}$	priemerný prúd cievkou
$I_{D1-AVG}$	priemerný prúd diódou
obr	obrázok
RC	odpor, kondenzátor
RLC	odpor, cievka, kondenzátor
tz	to znamená
tzv	tak zvané
$V_{O-RPL}$	zvlnenie na výstupe vo voltoch

# ZOZNAM PRÍLOH

<b>A</b>	<b>Butterworthova aproximácia</b>	<b>44</b>
A.1	Tabuľka Butterworthovej aproximácie . . . . .	44
<b>B</b>	<b>Technické parametre mikrofónu a meracieho prístroja</b>	<b>45</b>
B.1	Charakteristika meracieho mikrofónu M2010 . . . . .	45
B.2	Špecifikácia meracieho mikrofónu M2010 . . . . .	46
B.3	Špecifikácia meracieho prístroja XL 2 . . . . .	47
B.4	Špecifikácia meracieho prístroja XL 2 . . . . .	48
<b>C</b>	<b>Schéma pasívneho filtra</b>	<b>49</b>
<b>D</b>	<b>Prehľad možností použitia gyrátora</b>	<b>50</b>
<b>E</b>	<b>Výrobná dokumentácia</b>	<b>51</b>
E.1	Doska plošných spojov . . . . .	51
<b>F</b>	<b>Konštrukcia</b>	<b>55</b>

# A BUTTERWORTHOVA APROXIMÁCIA

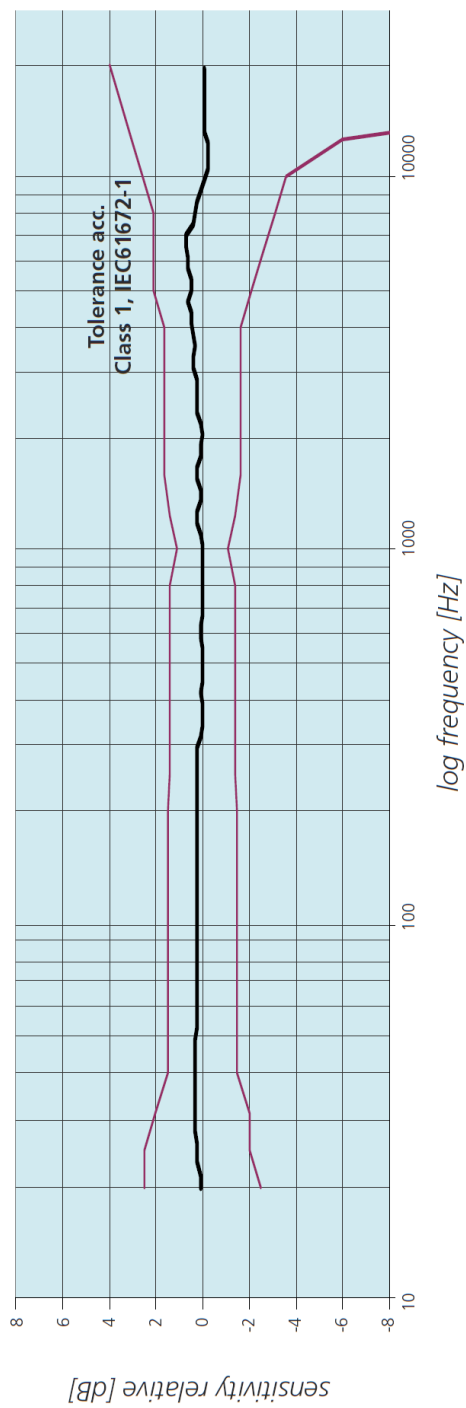
## A.1 Tabuľka Butterworthovej aproximácie

Tab. A.1: Butterworth

$n$	$l_1$	$c_2$	$l_3$	$c_4$	$l_5$	$c_6$	$l_7$	$c_8$	$l_9$
2	1,4142	1,4142							
3	1,0000	2,0000	1,0000						
4	0,7654	1,8478	1,8478	0,7654					
5	0,6180	1,6180	2,0000	1,6180	0,6180				
6	0,5176	1,4142	1,9319	1,9319	1,4142	0,5176			
7	0,4450	1,2470	1,8019	2,0000	1,8019	1,2470	0,4450		
8	0,3902	1,1111	1,6629	1,9616	1,9616	1,6629	1,1111	0,3902	
9	0,3473	1,0000	1,5321	1,8794	2,0000	1,8794	1,5321	1,0000	0,3473
	$c_1$	$l_2$	$c_3$	$l_4$	$c_5$	$l_6$	$c_7$	$l_8$	$c_9$

## B TECHNICKÉ PARAMETRE MIKROFÓNU A MERACIEHO PRÍSTROJA

### B.1 Charakteristika meracieho mikrofónu M2010



Obr. B.1: Mikrofón M2010

## B.2 Špecifikácia meracieho mikrofónu M2010

Microphone type	1/2" pre-polarized condenser, free field			
Polar pattern	omni-directional			
Sensitivity	-29 dBV/Pa $\pm$ 3 dB (35 mV/Pa @1kHz)			
Flatness	better Class 1 (IEC61672-1) < $\pm$ 1 dB @ 100 Hz - 4 kHz < $\pm$ 2 dB @ 10 Hz - 20 kHz			
Maximum SPL	145 dB <sub>SPL</sub> typical @ THD 3%, 1 kHz, 48 VDC			
Equivalent Noise level	< 24 dB <sub>SPL</sub> (A-weighted)			
Temperature coefficient	0.01 dB / °C @ (-10°C to +50°C)			
Long term stability	>250 years /dB			
Electrostatic capacitance	18 pF (cartridge only)			
Output impedance	100 Ohm (balanced) 50 Ohm (single ended)			
Power supply, phantom power	48 VDC	24 VDC	15 VDC	10 VDC
Worst case maximum SPL (@ THD 3%, 1 kHz, Rp*)	>142dB <sub>SPL</sub>	>134dB <sub>SPL</sub>	>128dB <sub>SPL</sub>	>124dB <sub>SPL</sub>
Power consumption @ dB <sub>SPL max</sub>	4 mA typical			
Overall shell length	50 mm (1.9")			
Shell diameter	13.2 mm (0.52") with protective cap			
Connector	3-pole XLR (NEUTRIK®)			
Cable	1.5 m (5 ft), diameter 3.6 mm, cable is detachable at the amplifier side, 3-pole NanoCon® (NEUTRIK®)			

Obr. B.2: Technické parametre meracieho mikrofónu M2010

## B.3 Špecifikácia meracieho prístroja XL 2

<b>Sound Level Meter</b>	
Product Configurations	<ul style="list-style-type: none"> <li>• XL2 with M2210 microphone: Class 1 freq. response acc. to IEC 61672</li> <li>• XL2 with M4260 microphone: Class 2 acc. to IEC 61672</li> </ul>
Conforms with Standards	IEC 61672, IEC 60651, IEC 60804, ANSI S1.4, ANSI S1.43, DIN 15905-5, DIN 45645-1*, DIN 45645-2, SLV 2007
Measurements	<ul style="list-style-type: none"> <li>• SPL actual, <math>L_{eq}</math>, <math>L_{min}</math>, <math>L_{max}</math>, <math>L_{Cpeak}</math></li> <li>• Gliding <math>L_{Aeq}</math> with <math>t = 5', 10', 15'</math> and <math>60'</math></li> <li>• All measurement results are simultaneously available</li> <li>• Correction value measurement wizard</li> <li>• Logging all data or subsets in selectable intervals</li> <li>• Recording of WAV-files (ADPCM) and voice notes</li> <li>• Limit monitoring showing exceeding sound levels</li> <li>• Level resolution: 0.1 dB</li> <li>• Internal noise: 1.3 <math>\mu</math>V A-Weighted</li> </ul>
Functions Extended Acoustic Pack (optional)	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Percentiles: 1%, 5%, 10%, 50%, 90%, 95%, 99%</li> <li>• Time weighting: Impulse</li> <li>• Sound Pressure Level <math>L_{Aeq}</math>, Sound Exposure Level <math>L_{AE}</math></li> <li>• TaktMax and values as specified in DIN 45645-1</li> <li>• High-resolution FFT, up to 0.4 Hz resolution in the range of 5 Hz - 20 kHz</li> <li>• Digital I/O interface</li> <li>• Recording of WAV-files (24 bit, 48 kHz)</li> </ul>
Weighting	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Frequency Weighting: A, C, Z</li> <li>• Time Weighting: Fast, Slow, optional: Impulse</li> </ul>
Real Time Analyzer RTA	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Frequency resolution: 1/3 octave, 1/1 octave, wide band</li> <li>• Frequency range: 6.3 Hz to 20 kHz, level resolution: 0.1 dB</li> <li>• Band pass filters conform IEC 61260 class 0, ANSI S1.11-2004, class 1</li> </ul>
<b>Acoustic Analyzer</b>	
FFT Analysis	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Real time FFT with LZFF and <math>L_{eq}</math></li> <li>• Level resolution: 0.1 dB</li> <li>• Ranges: 7 Hz - 215 Hz, 58 Hz - 1.72 kHz, 484 Hz - 20.5 kHz</li> <li>• Optional: High-resolution FFT in the range of 5 Hz - 20 kHz</li> </ul>
Reverberation Time RT60	<ul style="list-style-type: none"> <li>• 1/1 octave bands results from 63 Hz - 8 kHz, based on T20</li> <li>• 1/3 octave bands results by post processing</li> <li>• Range: 10 ms - 14 seconds</li> <li>• Measurement according to ISO3382 by Schroeder-method</li> <li>• Test signal: Impulse source or gated pink noise generated by the MR-PRO, MR2 or the included NTi Audio Test CD</li> </ul>
Delay Time	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Propagation delay between electrical reference signal and acoustical signal using the internal microphone</li> <li>• Range: 0 ms - 1 second (0 m - 344 m), Resolution: 0.1 ms</li> <li>• Test signal: NTi Audio delay test signal generated by the MR-PRO, MR2 or the included NTi Audio Test CD</li> </ul>
Polarity	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Checks polarity of speakers and line signals</li> <li>• Positive/Negative detection of wideband and individual 1/1 octave bands through internal microphone or XLR/RCA connector</li> <li>• Test signal: NTi Audio polarity test signal generated by the MR-PRO, MR2 or the included NTi Audio Test CD</li> </ul>
STI-PA Speech Intelligibility (optional)	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Single value STI and CIS test result according to IEC 60268-16, 2003 release, DIN VDE 0833-4, IEC 60849, DIN VDE 0828-1</li> <li>• Modulation indices and individual band level results with error indicator, post processing with recorded spectra supported</li> <li>• Test signal: NTi Audio STI-PA signal generated by the MR-PRO, NTi Audio TalkBox or the STI-PA Test CD</li> </ul>

Obr. B.3: Technické parametre meracieho prístroja, str.1

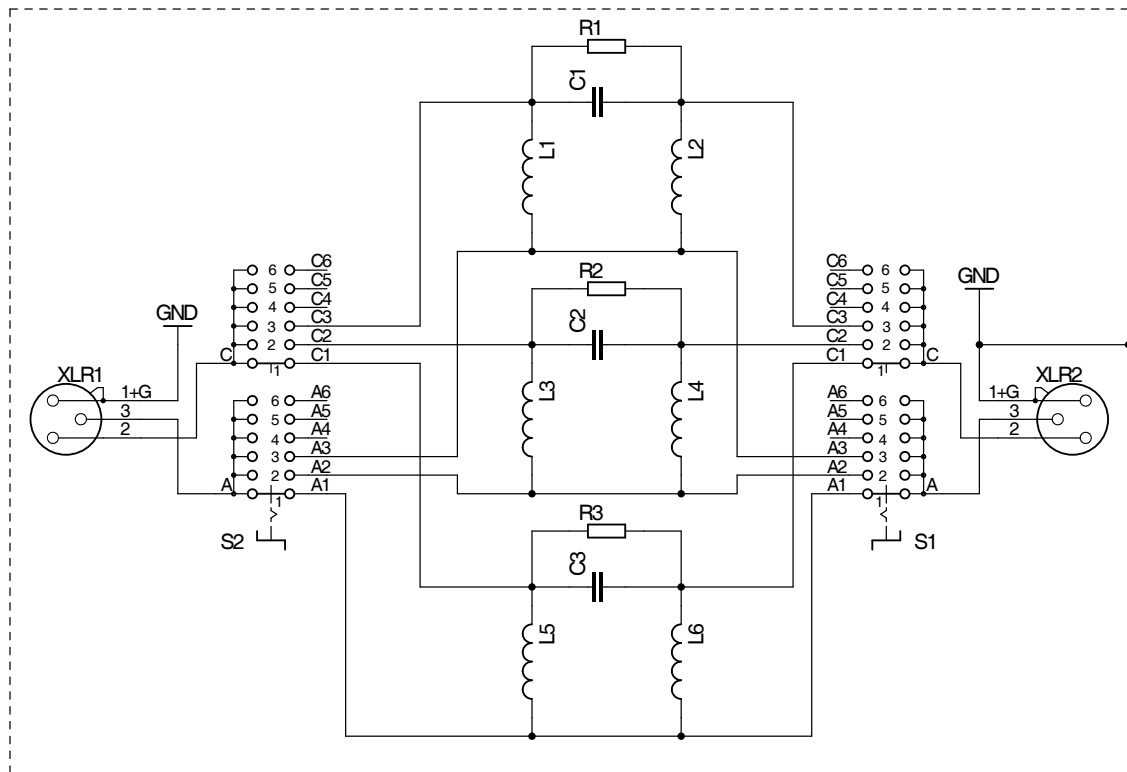


## B.4 Špecifikácia meracieho prístroja XL 2

Audio Analyzer	
Level RMS	<ul style="list-style-type: none"> <li>• True RMS detection in V, dBu and dBV</li> <li>• Range XLR/RCA input: 2 <math>\mu</math>V - 25 V (-112 dBu to +30 dBu)</li> <li>• Accuracy: <math>\pm</math> 0.5 % @ 1 kHz, flatness: <math>\pm</math> 0.1 dB @ 12 Hz to 21.3 kHz</li> <li>• Bandwidth (-3 dB): 2 Hz to 23.6 kHz</li> <li>• Resolution: 3 digits (dB scale), 5 digits (linear scale) or 6 digits (x1 scale)</li> </ul>
Frequency	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Range: 9 Hz to 21.3 kHz, resolution: 6 digits</li> <li>• Accuracy: <math>&lt;</math> <math>\pm</math> 0.003%</li> </ul>
THD+N (Total Harmonic Distortion + Noise)	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Range: -100 dB to 0 dB (0.001 % to 100%)</li> <li>• Minimum level: <math>&gt;</math> -90 dBu</li> <li>• Fundamental bandwidth: 10 Hz - 21.3 kHz, bandwidth: 2 Hz - 23.6 kHz</li> <li>• Resolution: 3 digits (dB scale) or 4 digits (linear scale)</li> <li>• Residual THD+N @ XLR/RCA input: <math>&lt;</math> 2 <math>\mu</math>V</li> </ul>
Scope	Auto ranging, auto scaling
Filter	Frequency weighting: A, C, Z, Highpass 400 Hz, Highpass 19 kHz
Input / Output Interfaces	
Audio Inputs	<ul style="list-style-type: none"> <li>• XLR balanced with input impedance = 200 kOhm, phantom power: +48 V switchable, automated sensor detection for M4260/M2210</li> <li>• RCA unbalanced with input impedance <math>&gt;</math>30 kOhm</li> <li>• Built-in condenser microphone for polarity testing, delay measurements and voice note recording</li> </ul>
Audio Outputs	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Built-in speaker</li> <li>• Headphone connector 3.5 mm Minijack Stereo</li> </ul>
USB Interface	USB mini connector for data transfer to PC and charging of Li-Po battery
Digital I/O	Optional 1-wire interface for control of external peripherals
TOSLink	24 bit linear PCM audio signal output (prepared for later firmware extension)
Memory	Mini-SD card, 2 GByte, removable, storing ASCII data, screenshots, voice notes and WAV-files
Power Supply	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Rechargeable Li-Po battery included, type 3.7 V / 2260 mAh, typical battery lifetime <math>&gt;</math> 4 hours</li> <li>• Dry cell batteries type AA, 4 x 1.5 V, typical battery lifetime <math>&gt;</math> 4 hours</li> <li>• Linear external power supply 9 VDC (charges Li-Po battery in operation)</li> </ul>
General	
Clock	Real time clock with lithium backup battery
Calibration	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Recommended calibration interval: one year</li> <li>• Microphone calibration supported with external calibrator</li> <li>• Calibration certificate for new instruments optional available</li> </ul>
Mechanics	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Tripod mount and wire stand mounted on rear side</li> <li>• Display: 160 x 160 pixels grey scale with LED back light</li> <li>• Dimensions: 180 mm x 90 mm x 45 mm (7.1" x 3.5" x 1.8")</li> <li>• Weight: 480 g (1 lbs) including built-in Li-Po battery</li> </ul>
Temperature	Operation: +5 $^{\circ}$ C to +45 $^{\circ}$ C (41 $^{\circ}$ - 113 $^{\circ}$ F) Storage: -10 $^{\circ}$ C to +60 $^{\circ}$ C (14 $^{\circ}$ - 140 $^{\circ}$ F)
Humidity	5% to 90% RH, non condensing
Electromagnetic Compatibility	CE compliant: EN 61326-1 Class B, EN 55011 class B, EN 61000-4-2 to -6 & -11

Obr. B.4: Technické parametre meracieho prístroja, str.2

## C SCHÉMA PASÍVNEHO FILTRA



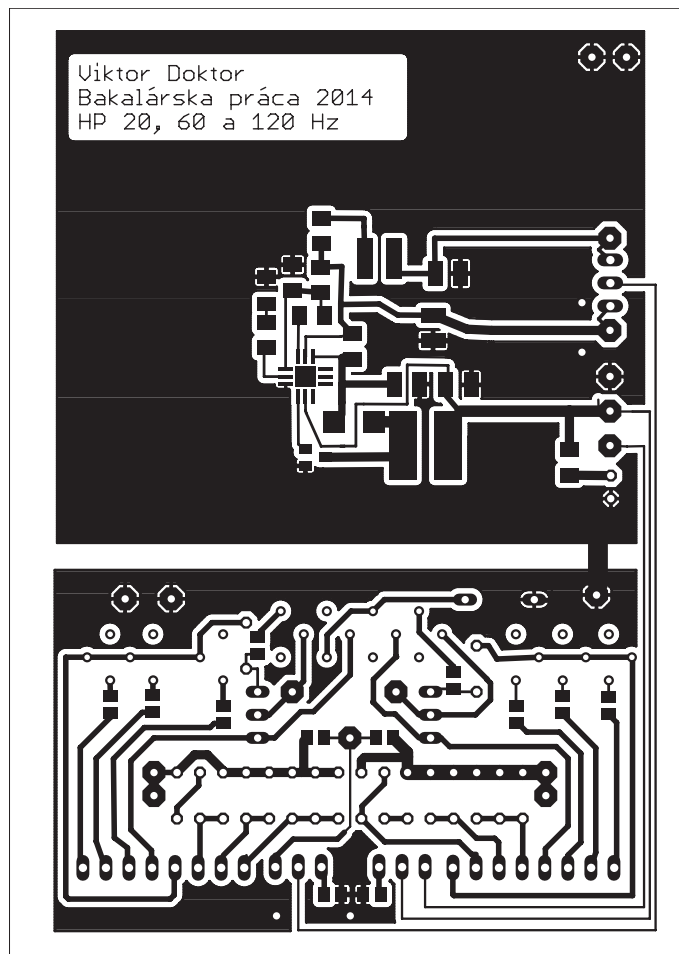
Obr. C.1: Schéma prepínateľnej hornej priepuste

# D PREHĽAD MOŽNOSTÍ POUŽITIA GYRÁTORA

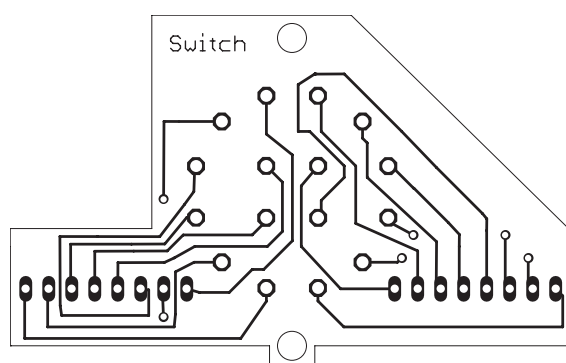
1							
2							
3							
4							
5							
				6			
				7			
				8			
				9			
				10			

Obr. D.1: Využitie gyrátora k simulácii obvodu

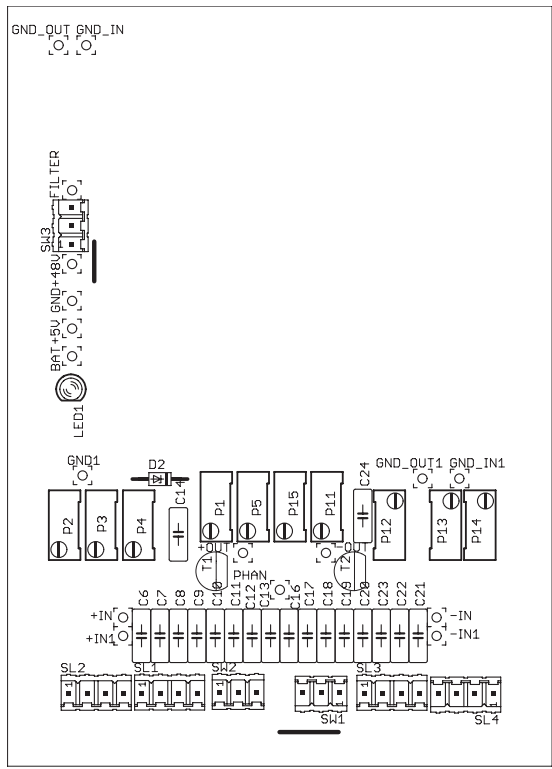




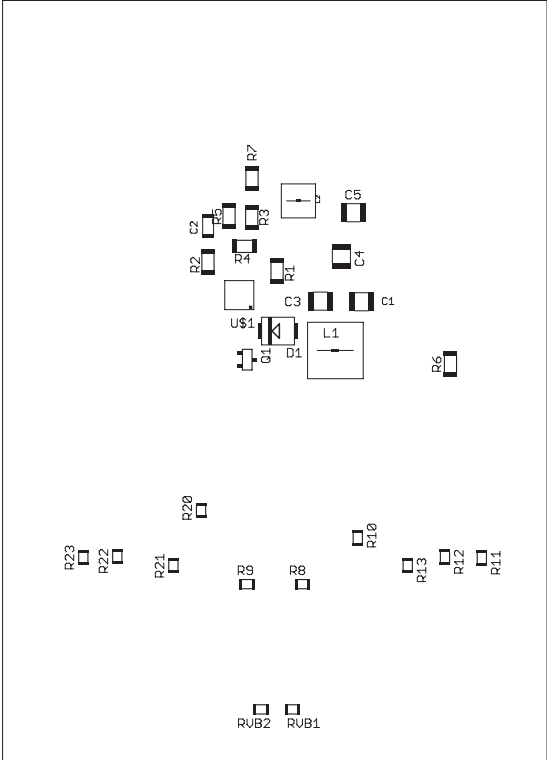
Obr. E.2: Obrazec plošných spojov - strana spojov



Obr. E.3: Doska plošných spojov prepínača



Obr. E.4: Osadzovací plán - vrchná vrstva



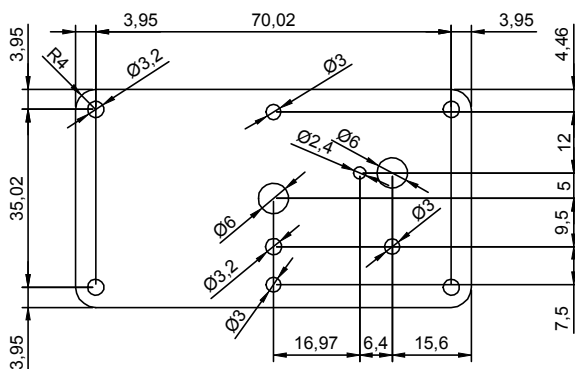
Obr. E.5: Osadzovací plán - spodná vrstva

Part	Value	Device	Package
C1	1u	C-EUC1210	C1210
C2	22n	C-EUC1206K	C1206K
C3	0.47u	C-EUC1210	C1210
C4	0.1u	C-EUC1210	C1210
C5	1u	C-EUC1210	C1210
C6	22n	C-EU050-025X075	C050-025X075
C7	33n	C-EU050-025X075	C050-025X075
C8	47n	C-EU050-025X075	C050-025X075
C9	10n	C-EU050-025X075	C050-025X075
C10	10n	C-EU050-025X075	C050-025X075
C11	10n	C-EU050-025X075	C050-025X075
C12	22n	C-EU050-025X075	C050-025X075
C13	2.5n	C-EU050-025X075	C050-025X075
C14	100n	C-EU050-025X075	C050-025X075
C16	22n	C-EU050-025X075	C050-025X075
C17	33n	C-EU050-025X075	C050-025X075
C18	47n	C-EU050-025X075	C050-025X075
C19	10n	C-EU050-025X075	C050-025X075
C20	10n	C-EU050-025X075	C050-025X075
C21	10n	C-EU050-025X075	C050-025X075
C22	22n	C-EU050-025X075	C050-025X075
C23	2.5n	C-EU050-025X075	C050-025X075
C24	100n	C-EU050-025X075	C050-025X075
D1	SS110B	SCHOTTKY-DIODE	SMB
D2	BZX85-C20	ZENER-DIODE	DO34Z7
L1	39u	WE-PD2_7850	WE-PD2_7850
L2	330u	WE-PD2-744773115	WE-PD2_4532
LED1	LED3MM	LED3MM	
P1	50k	R-TRIMM64Y	RTRIM64Y
P2	10k	R-TRIMM64Y	RTRIM64Y
P3	10k	R-TRIMM64Y	RTRIM64Y
P4	10k	R-TRIMM64Y	RTRIM64Y
P5	10k	R-TRIMM64Y	RTRIM64Y
P11	50k	R-TRIMM64Y	RTRIM64Y
P12	10k	R-TRIMM64Y	RTRIM64Y
P13	10k	R-TRIMM64Y	RTRIM64Y
P14	10k	R-TRIMM64Y	RTRIM64Y
P15	10k	R-TRIMM64Y	RTRIM64Y
Q1	BSS123	BSS123	SOT23
R1	300R	R-EU_M1206	M1206
R2	20k	R-EU_M1206	M1206
R3	1M	R-EU_M1206	M1206
R4	25k	R-EU_M1206	M1206
R5	33k	R-EU_M1206	M1206
R6	1k3	R-EU_M1206	M1206
R7	23R	R-EU_M1206	M1206
R8	6k8	R-EU_M0805	M0805
R9	6k8	R-EU_M0805	M0805
R10	240k	R-EU_M0805	M0805
R11	47k	R-EU_M0805	M0805
R12	27k	R-EU_M0805	M0805
R13	10k	R-EU_M0805	M0805
R20	240k	R-EU_M0805	M0805
R21	47k	R-EU_M0805	M0805
R22	27k	R-EU_M0805	M0805
R23	10k	R-EU_M0805	M0805
RVB1	300R	R-EU_M0805	M0805
RVB2	24k	R-EU_M0805	M0805
T1	2SC2240	2SC3330	TO92-ECB
T2	2SC2240	2SC3330	TO92-ECB
U\$1	MAX1932	TQFN	

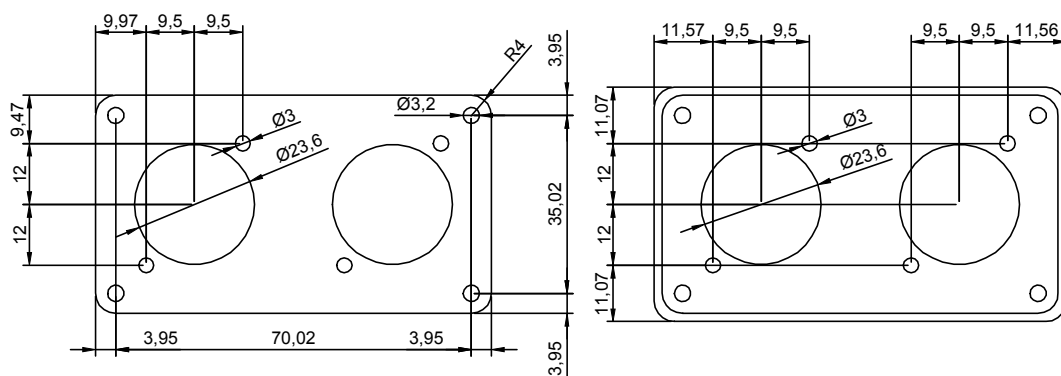
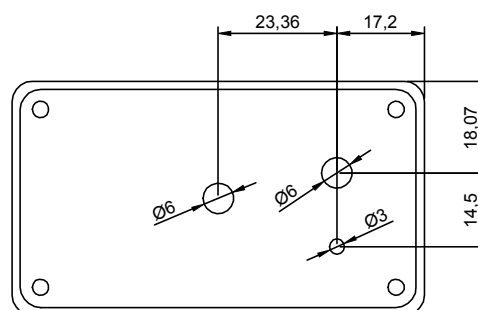
Obr. E.6: Zoznam súčiastok

# F KONŠTRUKCIA

## Ocelový plech



## Plastový rámik



Obr. F.1: Výrobné výkresy panelov