

**ZÁPADOČESKÁ UNIVERZITA V PLZNI
FAKULTA ELEKTROTECHNICKÁ**

Katedra technologií a měření

BAKALÁŘSKÁ PRÁCE

Konstrukce ekvalizéru

ZADÁNÍ BAKALÁŘSKÉ PRÁCE
(PROJEKTU, UMĚLECKÉHO DÍLA, UMĚLECKÉHO VÝKONU)

Jméno a příjmení: **Miroslav ŠÍMA**
Osobní číslo: **E10B0396P**
Studijní program: **B2644 Aplikovaná elektrotechnika**
Studijní obor: **Aplikovaná elektrotechnika**
Název tématu: **Konstrukce ekvalizéru**
Zadávající katedra: **Katedra elektromechaniky a výkonové elektroniky**

Z á s a d y p r o v y p r a c o v á n í :

1. Prostudujte možnosti obvodových řešení ekvalizéru.
2. Navrhněte dané zařízení.
3. Zařízení realizujte a ověřte jeho parametry.

Rozsah grafických prací: **podle doporučení vedoucího**
Rozsah pracovní zprávy: **20 - 30 stran**
Forma zpracování bakalářské práce: **tištěná/elektronická**
Seznam odborné literatury:

Student si vhodnou literaturu vyhledá v dostupných pramenech podle doporučení vedoucího práce.

Vedoucí bakalářské práce: **Ing. Jan Hrubý**
Katedra technologií a měření

Datum zadání bakalářské práce: **15. října 2012**
Termín odevzdání bakalářské práce: **7. června 2013**


Doc. Ing. Jiří Hammerbauer, Ph.D.

děkan




Prof. Ing. Václav Kús, CSc.

vedoucí katedry

V Plzni dne 15. října 2012

Abstrakt

Tato bakalářská práce popisuje návrh a realizaci parametrického ekvalizéru. Zabývá se též shrnutím potřebných informací, jako jsou například způsoby vyjádření přenosové funkce, jakost obvodu či obvodového prvku, které se následně vyhodnocují a definují tak způsob realizace dílčích obvodových celků, tedy sumačního obvodu ekvalizéru, filtrů typu horní a dolní propust a laditelných pásmových propustí. Výsledný návrh je dán kombinací těchto dílčích obvodů spolu s dalšími prvky, které jsou nezbytné pro správnou funkčnost ekvalizéru.

Klíčová slova

kmitočtový filtr, parametrický ekvalizér, grafický ekvalizér, sumační obvod, state variable, Sallen Key, dolní propust', horní propust', pásmová propust', přenosová funkce, operační zesilovač

Abstract

This bachelor's thesis describes the design and realization of the parametric equalizer. It's concern is a gather of information, for example formulation of a transfer function, a quality of circuit or a quality of a circuit element. These evaluation based on these information define the method of realization of circuit units, for example summing circuits of equalizers, high-pass and low-pass filters and tunable band-pass filters. The final design is based on combination of these circuits with additional elements, that are necessary for a correct function of an equalizer.

Key words

Frequency filter, parametric equalizer, graphic equalizer, summing circuit, state variable, Sallen Key, lowpass, highpass, bandpass, transfer function, operational amplifier

Prohlášení

Prohlašuji, že jsem tuto bakalářskou práci vypracoval samostatně, s použitím odborné literatury a pramenů uvedených v seznamu, který je součástí této diplomové práce.

Dále prohlašuji, že veškerý software, použitý při řešení této bakalářské práce, je legální.

.....
podpis

V Plzni dne 7.6.2013

Miroslav Šíma

Poděkování

Své poděkování věnuji především vedoucímu své práce Ing. Janu Hrubému za odborné rady, které pro mě byly přínosem při vypracování této práce. Dále děkuji svým rodičům za podporu při studiu.

Obsah

OBSAH.....	8
ÚVOD.....	10
1 KMITOČTOVÉ FILTRY A JEJICH UPLATNĚNÍ.....	11
1.1 DŮVODY VYUŽITÍ KMITOČTOVÝCH FILTRŮ.....	11
1.2 SHRUTÍ ZÁKLADNÍCH TYPŮ IDEÁLNÍCH KMITOČTOVÝCH FILTRŮ.....	11
1.2.1 Dolní propust	11
1.2.2 Horní propust	13
1.2.3 Pásmová propust	13
1.2.4 Pásmová zádrž	14
1.3 MATEMATICKÝ POPIS KMITOČTOVÝCH FILTRŮ.....	15
1.3.1 Přenos kmitočtových filtrů.....	15
1.3.2 Přenosová funkce.....	16
2 ZÁKLADNÍ FAKTORY OVLIVŇUJÍCÍ PARAMETRY FILTRU.....	18
2.1 JAKOST A JEJÍ ZÁKLADNÍ VYJÁDŘENÍ.....	18
2.2 NEDOSTATKY PASIVNÍCH SOUČÁSTEK S REÁLNÝMI VLASTNOSTMI.....	19
2.3 NÁHRADA INDUKTORU SYNTETICKÝM PRVKEM.....	20
3 ZÁKLADNÍ DRUHY EKVALIZÉRŮ	22
3.1 GRAFICKÉ EKVALIZÉRY.....	22
3.2 PARAMETRICKÉ EKVALIZÉRY.....	23
4 SUMAČNÍ OBVOD EKVALIZÉRU A JEHO NÁVRH.....	24
4.1 OPERAČNÍ ZESILOVAČ V ZAPOJENÍ SUMÁTORU.....	24
4.2 SUMAČNÍ OBVOD S JEDNÍM OPERAČNÍM ZESILOVAČEM.....	25
4.3 SUMAČNÍ OBVOD SE DVĚMA OPERAČNÍMI ZESILOVAČI.....	27
4.4 VLIV SOUSEDNÍCH PÁSEM	31
5 NÁVRH AKTIVNÍCH FILTRŮ PRO EKVALIZÉR.....	33
5.1 AKTIVNÍ RC FILTRY.....	33
5.3 ODVOZENÍ PŘENOSOVÉ FUNKCE DOLNÍ PROPUSTI 2. ŘÁDU.....	35
5.4 VOLBA ZÁKLADNÍCH HODNOT PRO NÁVRH.....	37
5.5 NÁVRH DOLNÍ PROPUSTI 2. ŘÁDU.....	38
5.6 NÁVRH HORNÍ PROPUSTI 2. ŘÁDU	41
6 UNIVERZÁLNÍ FILTR TYPU STATE VARIABLE.....	45
6.1 VLASTNOSTI TOPOLOGIE STATE VARIABLE.....	45
6.2 NÁVRH LADITELNÝCH PÁSMOVÝCH PROPUSTÍ.....	47
ZÁVĚR.....	49
SEZNAM LITERATURY A INFORMAČNÍCH ZDROJŮ.....	50

Příloha 1.....	Schéma napájení a sumačního obvodu s dalšími prvky
Příloha 2.....	Schéma filtrů state variable a Sallen-Key
Příloha 3.....	Náhled vrchní strany desky
Příloha 4.....	Náhled spodní strany desky
Příloha 5.....	Osazovací plán

Úvod

Cílem této bakalářské práce je návrh kmitočtového ekvalizéru, konkrétně ekvalizéru parametrického. První kapitola této práce je zaměřena na strohé seznámení se se základními druhy filtrů, vyjádření jejich přenosových funkcí a způsobů realizace. Dále budou následovat nedostatky pasivních součástek, jejich vliv na výsledný filtr a jejich náhrada syntetickým prvkem, který je základním kamenem aktivních filtrů. Následovat bude popis dvou základních sumačních obvodů pro ekvalizér, návrh dílčích filtrů typu dolní a horní propust a návrh laditelné pásmové propusti typu „state variable“. Závěr práce obsahuje již kompletní schémata pro realizaci parametrického ekvalizéru a je tedy syntézou všech předchozích kapitol.

Kmitočtové ekvalizéry jsou velmi často používanými zařízeními, která jsou nedílnou součástí mnoha ozvučovacích systémů. Úzce spolupracují s filtry ovlivňujícími frekvence v akustickém pásmu. Jejich nasazení lze odlišit na nasazení z důvodu kmitočtové korekce a nebo z důvodů modifikace frekvenčního spektra ke vkusu posluchače. Kmitočtové ekvalizéry se zavádí především v situacích, kde vlivem přenosové cesty, zpracování signálu nebo produkce zvuku dochází k odchýlkám ve frekvenčním spektru výsledného zvuku (signálu) oproti frekvenčnímu spektru signálu zdrojového. Kvalitní ekvalizér může být velmi mocným nástrojem. Záleží však na schopnostech obsluhy, zda jeho použití přispěje ke zkvalitnění zvukové produkce či naopak.

Jejich realizace je různorodá – od nejjednodušších tónových korekcí za účelem regulace výšek a hloubek pro domácí použití až po profesionální ekvalizéry určené pro dokonalé korekce při příležitostech venkovních produkcí, studiového nahrávání nebo například pro tvorbu žádoucích zvukových efektů pro jejich pozdější nasazení například ve filmu.

1 Kmitočtové filtry a jejich uplatnění

1.1 Důvody využití kmitočtových filtrů

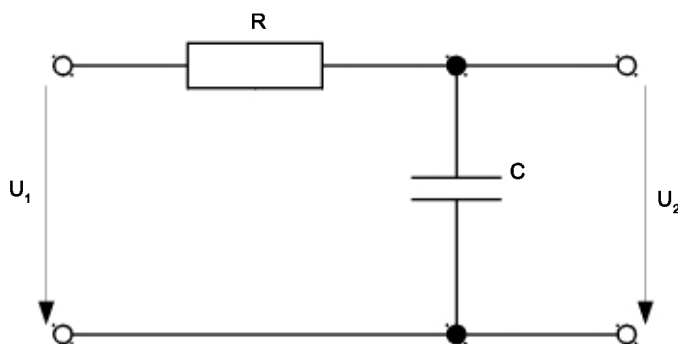
Již s prvními vynálezy v elektrotechnice se začala zjevovat potřeba tlumit určité frekvence a zachovávat frekvence jiné. Určitým řazením akumulacních prvků, tj. kondenzátorů a induktorů či jejich kombinací s rezistory bylo dosaženo ovlivňování spektra signálu. Pro cílenou modifikaci frekvenčního spektra se dané obvodové celky pojmenovaly „frekvenční filtry“ z důvodu jejich schopnosti „filtrovat“ nežádoucí frekvence a zachovávat frekvence žádoucí.

Z hlediska výkonů se jejich uplatnění naskýtá především ve slaboproudé technice. Pro silnoproudou techniku se kmitočtové filtry vyskytují především jako tzv. „odrušovací“ filtry. Z hlediska nízkých výkonů se jejich funkce využívá v nespočtu oblastí. Jako příklady lze jmenovat například regulační techniku pro řízení výkonových zařízení, radiotechniku, kde je především důležitá selekce určitých frekvenčních pásem a potlačení nežádoucích frekvencí. Speciálně pro číslicovou techniku zde vystupují ve formě tzv. „Antialiasingových“ filtrů, důležitých především pro digitální vzorkování analogového signálu, a jejich protějšku, „rekonstrukčních“ filtrů. Velmi často je pro běžné uživatele elektrotechniky zřejmé použití kmitočtových filtrů v elektroakustice.

1.2 Shrnutí základních typů ideálních kmitočtových filtrů

1.2.1 Dolní propust

Propustné pásmo se nachází na kmitočtech nižších než je mezní kmitočet.



Přenosová funkce

$$\overline{Ku} = \frac{\omega_0}{j\omega + \omega_0} \quad (1.1)$$

Mezní úhlový kmitočet

$$\omega_0 = \frac{1}{RC} \quad (1.2)$$

Obr. 1.1 Filtr typu dolní propust

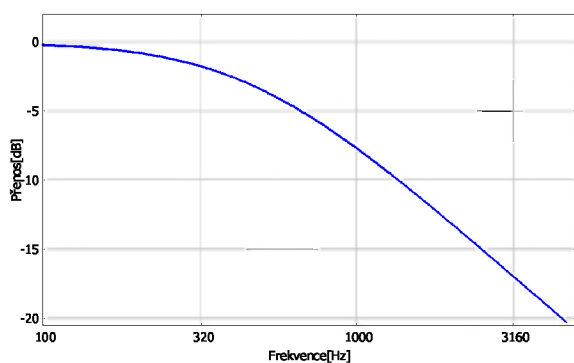
Příklad odvození přenosové funkce dolní propusti

$$\overline{Ku} = \frac{\overline{U_2}}{\overline{U_1}} = \frac{\frac{\overline{U_1}}{R + \frac{1}{j\omega C}} \cdot \frac{1}{j\omega C}}{\overline{U_1}} = \frac{1}{j\omega CR + 1} = \frac{1 \cdot \frac{1}{RC}}{(j\omega CR + 1) \cdot \frac{1}{RC}} = \frac{\frac{1}{RC}}{j\omega + \frac{1}{RC}} = \frac{\omega_0}{j\omega + \omega_0}$$

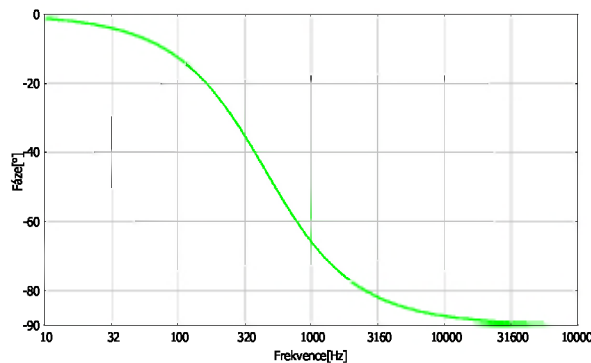
Pro mezní kmitočet platí velikost absolutní hodnoty komplexního přenosu

$$|\overline{Ku}| = \frac{1}{\sqrt{2}}. \text{ Z tvaru členu } \frac{1}{j\omega CR + 1} \text{ lze tedy na první pohled určit } \omega_0 = \frac{1}{RC}. \text{ Pro}$$

mezní kmitočet filtru prvního řádu je též charakteristický fázový posun 45° .



a)



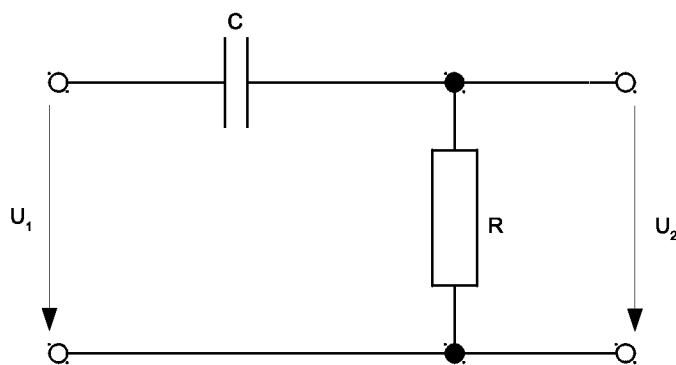
b)

Obr. 1.2 a) Modulová charakteristika dolní propusti

Obr. 1.2 b) Fázová charakteristika dolní propusti

1.2.2 Horní propust

Propustné pásmo se nachází na kmitočtech vyšších než je mezní kmitočet.



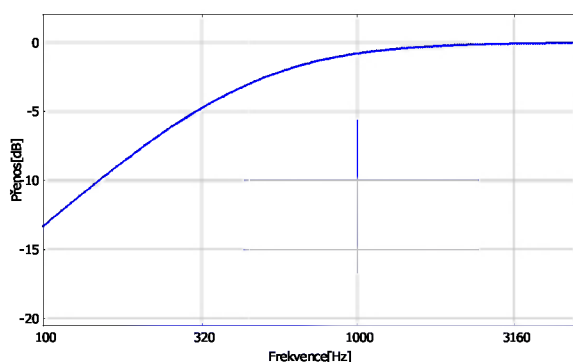
Obr. 1.3 Filtr typu dolní propust

Přenosová funkce

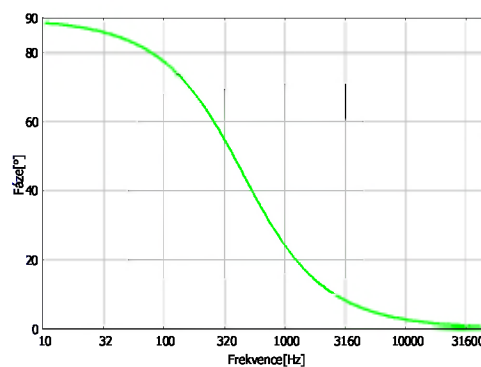
$$\overline{Ku} = \frac{j\omega}{j\omega + \omega_0} \quad (1.3)$$

Mezní úhlový kmitočet

$$\omega_0 = \frac{1}{RC} \quad (1.4)$$



a)



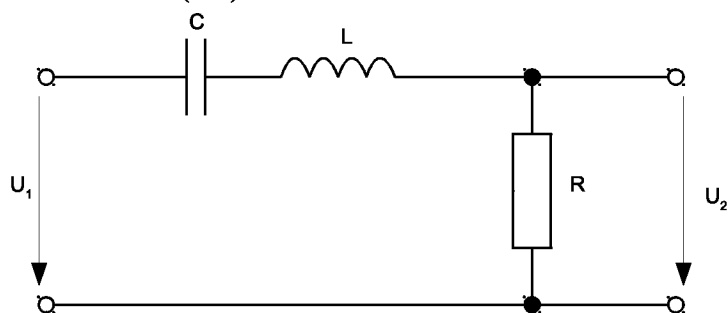
b)

Obr 1.4 a) Modulová charakteristika filtru typu horní propust

Obr 1.4 b) Fázová charakteristika filtru typu horní propust

1.2.3 Pásmová propust

Propustné pásmo se nachází mezi dolní mezní frekvencí f_d a horní mezní frekvencí f_h . Tedy v okolí frekvence f_0 dané geometrickým průměrem obou těchto frekvencí dle (1.5).



$$f_0 = \sqrt{f_d \cdot f_h} \quad (1.5)$$

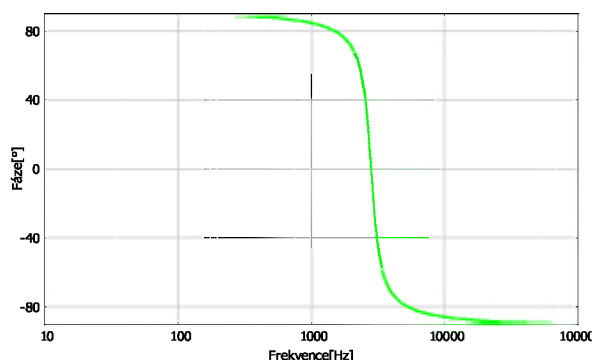
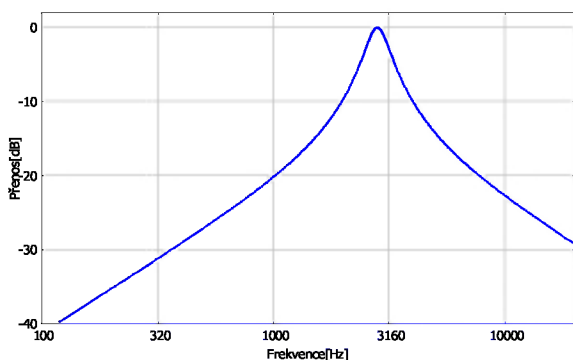
Obr. 1.5 Filtr typu pásmová propust

Přenosová funkce

$$\overline{Ku} = \frac{j\omega\omega_0}{(j\omega)^2 + \frac{j\omega\omega_0}{Q} + \omega_0^2} \quad (1.6)$$

Mezní úhlový kmitočet

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (1.7)$$



a)

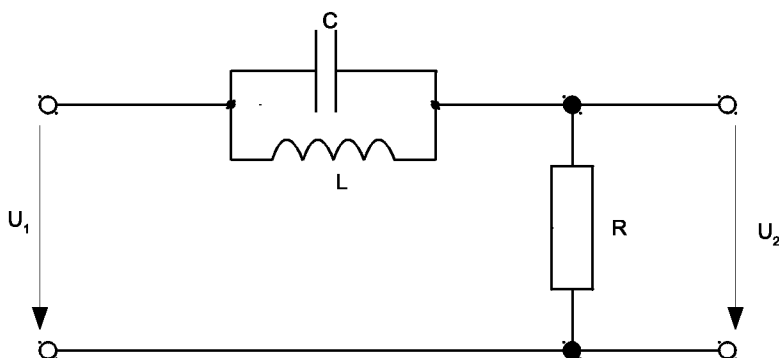
b)

Obr. 1.6 a) Modulová charakteristika filtru typu pásmová propust

Obr. 1.6 b) Fázová charakteristika filtru typu pásmová propust

1.2.4 Pásmová zadrž

Propustné pásmo se nachází na kmitočtech nižších než-li je kmitočet dolní mezní frekvence f_d a na kmitočtech vyšších, nežli je kmitočet horní mezní frekvence f_h . Mezi těmito mezními kmitočty je nepropustné pásmo.



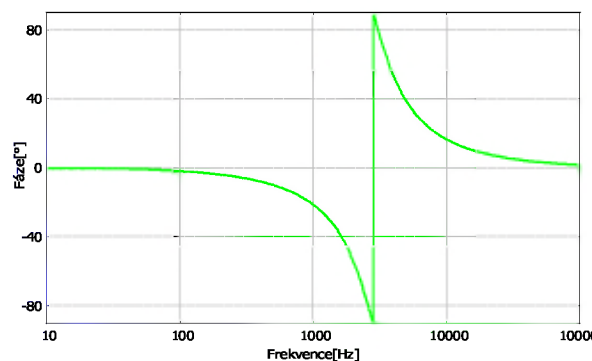
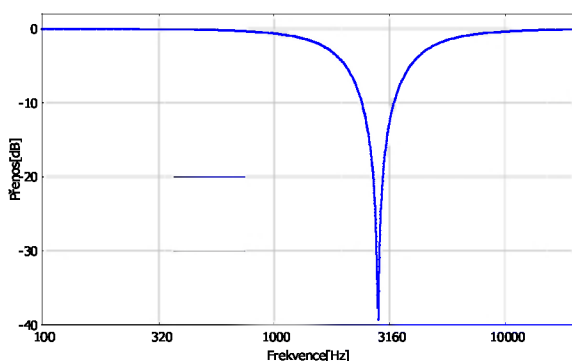
Obr. 1.7 Filtr typu pásmová zadrž

Přenosová funkce

$$\overline{Ku} = \frac{(j\omega)^2 + \omega_0^2}{(j\omega)^2 + \frac{j\omega\omega_0}{Q} + \omega_0^2} \quad (1.8)$$

Mezní úhlový kmitočet

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (1.9)$$



a)

b)

Obr. 1.8 a) Modulová charakteristika filtru typu pásmová zádrž

Obr. 1.8 b) Fázová charakteristika filtru typu pásmová zádrž

1.3 Matematický popis kmitočtových filtrů

1.3.1 Přenos kmitočtových filtrů

Napětovým přenosem filtru se rozumí vyjádření napětových vztahů mezi vstupem a výstupem. Přenos napětí (Ku) lze vyjádřit jako podíl výstupního napětí a napětí vstupního a to komplexní funkcí dle rovnice (1.10).

$$\overline{Ku} = Ku \cdot e^{j\varphi} = \frac{U_2 \cdot e^{j\varphi_2}}{U_1 \cdot e^{j\varphi_1}} \quad (1.10)$$

Tato funkce lze rozdělit na část modulovou (amplitudovou) $Ku = \frac{U_2}{U_1}$ a část

argumentovou (fázovou), kde $\varphi = \varphi_2 - \varphi_1$.

Z praktických důvodů se nejčastěji zavádí přenos v decibelech, kde

$$Ku [dB] = 20 \cdot \log(Ku) \quad (1.11)$$

Vhodné je také pro vyšetření frekvenčních průběhů vyjádřit přenos jako funkci komplexního kmitočtu $Ku(j\omega)$ či $Ku(p)$, $p = j\omega$.

Pro matematický popis filtru se využívá tzv. **přenosové funkce**, která se vykytuje

ve tvaru racionální lomené funkce $\overline{Ku} = \frac{a_m(j\omega)^m + a_{m-1}(j\omega)^{m-1} + \dots + a_1(j\omega) + a_0}{b_n(j\omega)^n + b_{n-1}(j\omega)^{n-1} + \dots + b_1(j\omega) + b_0}$ [1].

1.3.2 Přenosová funkce

Řád polynomu čitatele této funkce je $m \leq n$, kde n udává řád této funkce a zpravidla reprezentuje počet akumulčních prvků. Stejně jako při vyjádření napět'ového přenosu lze tuto funkci rozdělit na část modulovou a část argumentovou. Při práci s přenosovou funkcí se využívá tzv. normování koeficientů především kvůli možnosti výskytu velmi vysokých hodnot [1].

Pro přehlednost lze uvažovat $p = j\omega$. Nenormovanou přenosovou funkci lze tedy

vyjádřit ve tvaru $\overline{Ku} = \frac{a_m(p)^m + a_{m-1}(p)^{m-1} + \dots + a_1(p) + a_0}{b_n(p)^n + b_{n-1}(p)^{n-1} + \dots + b_1(p) + b_0}$. Jako nejvýhodnější se jeví

položení koeficientu $b_n = 1$, čili $\overline{Ku} = \frac{a_{mx}(p)^m + a_{mx-1}(p)^{m-1} + \dots + a_{1x}(p) + a_{0x}}{1(p)^n + b_{nx-1}(p)^{n-1} + \dots + b_{1x}(p) + b_{0x}}$, kde

ostatní koeficienty s dodatečným indexem x jsou znormovány vzhledem ke koeficientu

b_n dle vztahů $a_{ix} = \frac{a_i}{b_n}$ a $b_{ix} = \frac{b_i}{b_n}$, kde i je libovolný index koeficientu a b_n je

koeficient nenormované přenosové funkce s indexem zpravidla udávajícím řád funkce (počet akumulčních prvků). Za pozornost v této úpravě stojí především koeficient b_{0x} , který svou hodnotou udává mezní úhlový kmitočet Ω_0^n , kde n je již zmíněná mocnina odpovídající řádu funkce [1].

Jednou z dalších úprav je vyjádření přenosové funkce pomocí kořenových činitelů. Využijeme-li předchozí znormovanou přenosovou funkci, po rozložení polynomu čitatele a

jmenovatele získáme funkci ve tvaru $\overline{Ku} = \frac{a_m \cdot (p - pa_m)(p - pa_{m-1}) \dots (p - pa_1)}{(p - pb_n)(p - pb_{n-1}) \dots (p - pb_1)}$, kde

pa jsou komplexní kořeny čitatele a pb komplexní kořeny jmenovatele[1]. Z tvaru funkce je zřejmé, že pokud-li vyjde některý z kořenových činitelů čitatele nulový (tj. je-li některá hodnota komplexního kmitočtu p a kořen pa_i ekvivalentní), hodnota funkce bude nulová. Z tohoto důvodu se body funkce, pro které platí $p = pa_i$, nazývají tzv. „nulovými“ body funkce.

Obdobně body jmenovatele, pro které platí $p = pb_i$, způsobí nekonečný přenos (hodnota jmenovatele bude nulová). Tyto body nazýváme takzvanými „póly“ přenosové funkce.

Charakter filtru typu dolní propust či horní propust lze zjistit za pomoci tvaru čitatele funkce. Je-li nulový bod umístěn v $\omega \rightarrow \infty$, jedná se o filtr typu dolní propust a opačně, je-li nulový bod umístěn v $\omega \rightarrow 0$, jedná se o filtr typu horní propust.

Nuly a póly se vyskytují v komplexně sdružených dvojicích

$p^2 = (\sigma + j\omega) \cdot (\sigma - j\omega)$ [1], kde prvek σ je odpovědný za činné ztráty obvodu a svojí velikostí se podílí na celkové jakosti obvodu. Přenosovou funkci druhého řádu můžeme

$$\text{zapsat jako: } \frac{(p - pa_i) \cdot (p - pa_i)}{(p - pb_i) \cdot (p - pb_i)} = \frac{p^2 + a_{ip} + a_{i0}}{p^2 + b_{ip} + b_{i0}} = \frac{-\omega^2 + j\omega \cdot \frac{\omega_{Ni}}{\omega_{Ni}} + \omega_{Ni}^2}{-\omega^2 + j\omega \cdot \frac{\omega_{0i}}{\omega_i} + \omega_{0i}^2} \quad [1].$$

Přepočítáme-li vhodně koeficienty, lze vyjádřit přenosovou funkci za pomoci proměnné jf namísto $j\omega$.

$$\text{Získáme tedy } \frac{-f^2 + jf \cdot \frac{F_N}{Q_N} + F_N^2}{-f^2 + jf \cdot \frac{F_0}{Q} + F_0^2} \quad [1], \text{ kde parametr } F_N \text{ udává kmitočet nulových}$$

bodů funkce, F_0 mezní (rezonanční kmitočet) a Q jakost.

2 Základní faktory ovlivňující parametry filtru

2.1 Jakost a její základní vyjádření

Jakost obvodu Q vystupuje u přenosových funkcí řádu $n > 1$. Svojí velikostí nám určuje strmost přechodu modulové charakteristiky z propustného pásma do nepropustného. U pásmových zádrží či pásmových propustí má vliv na šířku propustného pásma. Jak bylo již zmíněno, za velikost jakosti je odpovědná především reálná složka souřadnic přenosových pólů σ .

Jakost lze tedy v tomto případě vyjádřit dle (2.1) [1].

$$Q = \frac{\omega_0}{-2\sigma} \quad (2.1)$$

$$Q = \frac{F_0}{B} \quad (2.2)$$

U pásmových propustí či zádrží je časté vyjádření jakosti dle (2.2), kde B je šířka propustného pásma, která je dána rozdílem dvou frekvencí F_1 a F_2 vyskytujících se kolem frekvence F_0 , pro které platí pokles přenosu oproti přenosu na frekvenci F_0 o 3dB. Dle tohoto vztahu je také patrný fakt, že s vyšší frekvencí F_0 roste šířka pásma B . Ve zvukových aplikacích však není tento jev nedostatkem, neboť lidský sluch nemá lineární charakter.

Příkladem obvodu s nekonečnou jakostí by mohl být například rezonanční obvod LC, jehož součástky jsou ideální a bezztrátové. Tato realizace je však reálně možná za pomoci aktivních funkčních bloků, jako například impedančních konvertorů či bezztrátovou simulací dílčích obvodových prvků. Výsledkem je sice zvyšování jakosti, která však při určité velikosti a při rezonančním kmitočtu může vést ke vzniku oscilací. Nápodobně příliš vysoký činitel jakosti u filtrů typu dolní či horní propust může změnit průběh kmitočtové amplitudové charakteristiky nepřijatelným způsobem – způsobuje zvlnění modulové charakteristiky. Pro zvyšování strmosti filtru či snižování šířky propustného pásma se nejčastěji postupuje návrhem filtrů vyššího řádu, což však část vede na vyšší cenu realizace.

2.2 Nedostatky pasivních součástek s reálnými vlastnostmi

Při realizaci pasivních filtrů s použitím induktorů se vyskytnou jejich zjevné nedostatky. Mimo relativně vysokou pořizovací cenu, rozměry a případně hmotnost v závislosti na parametrech induktoru lze jmenovat například jakost. Jakost celkové obvodu je závislá na dílčích jakostech stavebních prvků. Příliš nízké jakosti součástek mohou tedy zapříčinit nevyhovující parametry obvodu, které při návrhu či simulaci s ideálními prvky nebyly zřejmé. Jakost cívky lze vyjádřit za pomoci vztahu:

$$Q = \frac{X}{R_s} \quad (2.3)$$

Parametr X je reaktance cívky a R_s je ztrátový odpor reprezentující energetické ztráty cívky. Především lze uvést ztráty, které jsou dány elektrickou vodivostí vinutí, ztráty hysterezní, vířivými proudy a nebo dokonce ztráty způsobené vyzářenou energií do okolí. Z posledních jmenovaných druhů ztrát je patrná závislost frekvence na jakosti cívky. Další nedostatky mohou být dány nelinearitou induktoru, za kterou je odpovědné především jádro cívky a rušením okolních prvků již zmíněným vyzařováním energie.

U kondenzátorů nejsou nedostatky natolik stěžejní jako u cívek a většinou se na jejich výběr neklade tak velký důraz. Náhradní schéma je patrné na *Obr. 2.1 a), b)*.

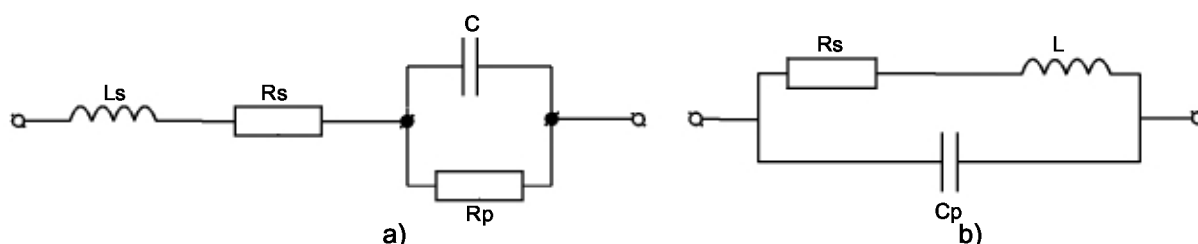
Odpor v sérii s paralelní kombinací kondenzátoru C_p a k němu paralelnímu rezistoru

R_p je odpovědný za ztráty při střídavém přebíjení kondenzátoru a v katalozích lze nalézt jeho hodnotu pod označení ESR (ekvivalentní sériový odpor). Při stárnutí a vysychání dielektrika se hodnota tohoto parametru prudce zvyšuje a spolu s ní se snižuje jakost součástky.

Činitel jakosti kondenzátoru lze vyjádřit vztahem

$$Q = \frac{1}{\operatorname{tg} \delta} \quad (2.4)$$

, kde $\operatorname{tg} \delta$ se nazývá ztrátový činitel a je dán vztahem $\operatorname{tg} \delta = \frac{1}{\omega_0 C R_p}$.



Obr. 2.1 a) Náhradní schéma kondenzátoru

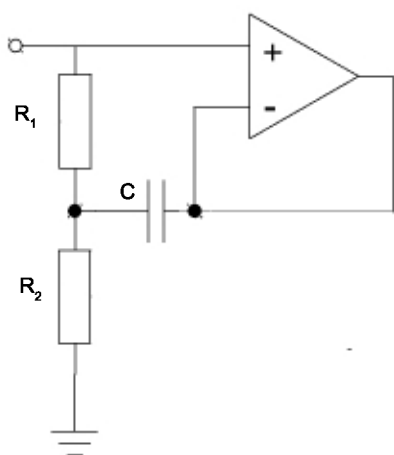
Obr. 2.1 b) Náhradní schéma cívky

2.3 Náhrada induktoru syntetickým prvem

Pro řešení těchto nedostatků se využívá tzv. syntetického induktoru, kdy vhodným zapojením jednoho či více aktivních a pasivních prvků lze realizovat obvodový celek vykazující induktivní reaktanci. Skládá se zpravidla z operačních zesilovačů a pasivních prvků (R a C).

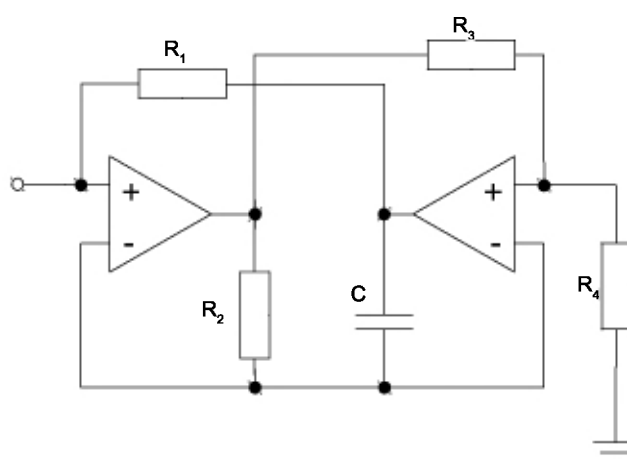
Dle druhu zapojení lze realizovat uzemněné či neuzemněné (plovoucí) syntetické induktory. Dle ztrátovosti ztrátové či bezztrátové. Záleží tedy na konkrétním návrhu a možnostech, kterou možnost zvolit.

Plovoucí zapojení má výhodu ve větším množství možností zapojení, za pomoci bezztrátových syntetických induktorů lze dosáhnout vyšší jakosti. Nevýhodou těchto možností je složitější zapojení a větší počet aktivních prvků. Pro realizaci plovoucího zapojení je patrné zdvojení uzemněných zapojení. Z tvarů tohoto vzorců (2.5 -2.8) vyplývá možnost realizovatelnosti velmi vysokých hodnot indukčností.



a)

Obr. 2.2 a) Ztrátový uzemněný induktor



b)

Obr. 2.2 b) Bezeztrátový uzemněný induktor

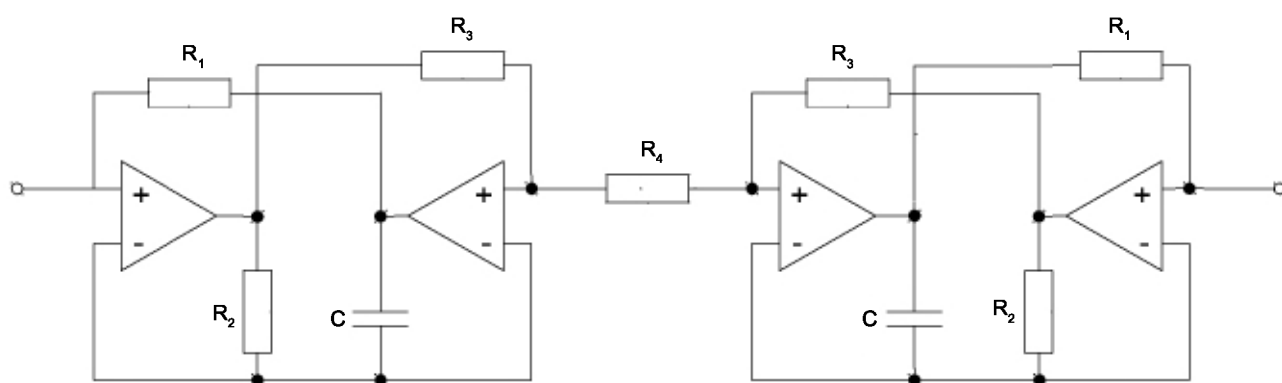
Vzorec pro výpočet parametrů:

$$L = R_1 R_2 C \quad (2.5)$$

$$R_s = R_1 + R_2 \quad (2.6)$$

Vzorec pro výpočet parametrů:

$$L = \frac{R_1 R_2 R_4 C}{R_3} \quad (2.7)$$



Obr. 2.3 Bezeztrátový plovoucí induktor

Vzorec pro výpočet parametrů:

$$L = \frac{R_1 R_2 R_4 C}{R_3} \quad (2.8)$$

3 Základní druhy ekvalizérů

Z hlediska obsluhy a principu činnosti lze elektroakustické korektory rozdělit zpravidla do dvou kategorií:

- Grafické ekvalizéry
- Parametrické ekvalizéry

3.1 Grafické ekvalizéry

První kategorie – grafické ekvalizéry – jsou frekvenční korektory využívající filtry s pevně nastaveným mezním kmitočtem a jakostí. Ze strany obsluhy je laditelný pouze přenos jednotlivých kmitočtových pásem, jejichž počet odpovídá počtu dílčích filtrů.

Co se jednotlivých pásem týče, jejich šířka bývá nejčastěji nastavena tak, aby při jejich počtu bylo pokud možno ovlivňovat celé slyšitelné frekvenční pásmo. Vzájemná vzdálenost jednotlivých mezních kmitočtů bývá volena na základě oktáv, kde u jednooktávového uspořádání kmitočtů jsou sousední kmitočty vzdáleny o násobek dvou. V hudbě všechny tyto kmitočty tvoří tón značený stejným písmenem. Rozdělení mezních kmitočtů lze pro přehled demonstrovat následující tabulkou[1]

Tab. 3.1 Rozdělení pásem grafického ekvalizéru

Jednou z největších výhod a tedy i důvodem pro masivní rozšíření do běžných ozvučovacích systémů je tedy především často vyšší počet simultánně nastavitelných přenosů jednotlivých frekvenčních pásem než parametrických ekvalizérů, tak i jednoduchost z hlediska pochopení obsluhy. K této jednoduchosti přispívá i vzhled grafického ekvalizéru. Jeho regulační prvky jsou totiž zpravidla tvořeny posuvnými potenciometry, kdy při jejich nastavení si lze tzv. „obalovou křivku“ pozic jezdců těchto potenciometrů graficky představit jako korekční křivku kmitočtového spektra. Správná korekce závisí zpravidla na citu a zkušenostech obsluhy. Ekvalizéry s nižším počtem pásem lze většinou jednodušeji ladit dle sluchu, zatímco vícepásmové vyžadují více praxe.

V případě kmitočtové korekce přenosového prostředí lze za pomoci generátoru šumu a spektrálního analyzátoru téměř dokonale vykompenzovat nežádoucí vlivy produkčního prostředí. Možná preciznost korekce širokého frekvenčního pásma je však mimo jiné závislá na počtu pásem korektoru.

3.2 Parametrické ekvalizéry

Druhá kategorie – parametrické ekvalizéry – našly své uplatnění především v profesionálním nasazení především díky své vysoké selektivitě a flexibilitě. Umožňují totiž současnou změnu mezní frekvence, jakosti a přenosu.

Velmi často bývají součástí profesionálních mixážních pultů, kde často slouží pouze pro korekci frekvencí v okolí středů. V tomto případě se pro korekci výšek a hloubek používají nejčastěji filtry typu horní a dolní propust s nastavitelnou mírou korekce. Tyto ekvalizéry se označují jako „hybridní ekvalizéry“ a jsou tedy kombinací parametrického ekvalizéru s tónovými korekcemi.

Prostřednictvím zmíněné selektivity lze tedy přehledně realizovat výběr frekvence, za pomoci ovládacího prvku jakosti určit šířku frekvenčního pásma, které zamýšlíme ovlivnit, a pomocí ovládacího prvku přenosu toto frekvenční pásmo tlumit či zesilovat. Nevýhodou je především nižší počet simultánně ovlivňovatelných frekvenčních pásem než počet pásem, kterým běžně disponuje grafický ekvalizér.

Vzhledem k počtu ovlivňovatelných pásem nelze příliš precizně zajistit frekvenční korekci reprodukčního prostředí. Odchytky ve frekvenčním spektru snímaného zvuku od spektra zdrojového signálu mohou vyústit v korekční křivky komplexních tvarů, které je možno realizovat pouze grafickým ekvalizérem s velkým množstvím pásem.

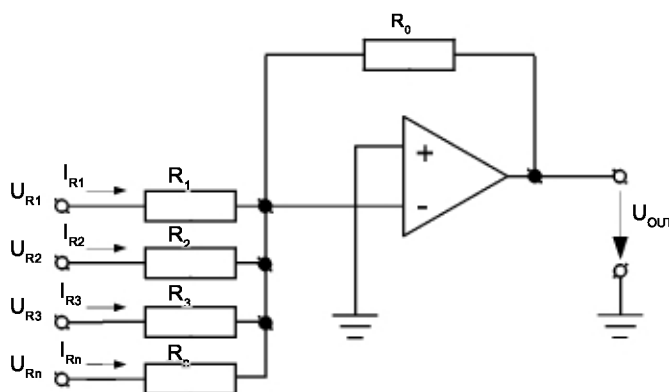
4 Sumační obvod ekvalizéru a jeho návrh

Konstrukce parametrického ekvalizéru lze rozložit do dvou dílčích procesů. Jedním je návrh vhodných kmitočtových filtrů, které svými vlastnostmi modifikují kmitočtové spektrum signálu a tím druhým je návrh sumačního obvodu. Níže budou uvedena možná řešení těchto dílčích problémů. Záleží tedy na požadavcích na výsledný ekvalizér, jaká řešení těchto dvou úloh zvolit.

4.1 Operační zesilovač v zapojení sumátoru

Sumační obvod na základě nastavení přičítá již zmíněný signál s modifikovaným spektrem ke vstupnímu signálu (tj. signálu s nepozměněným spektrem) a signál vystupující ze sumačního obvodu je tedy součtem těchto dvou signálů. Základním prvkem tohoto obvodu je **sumátor**, který toto sčítání signálů, respektive proudů, vykonává.

Výstupní napětí je dáno (4.1).



Obr. 4.1 Invertující zapojení sumátoru

$$U_{OUT} = -R_0 \left(\frac{U_{R1}}{R_1} + \frac{U_{R2}}{R_2} + \frac{U_{R3}}{R_3} + \dots + \frac{U_{Rn}}{R_n} \right) \quad (4.1)$$

4.2 Sumační obvod s jedním operačním zesilovačem

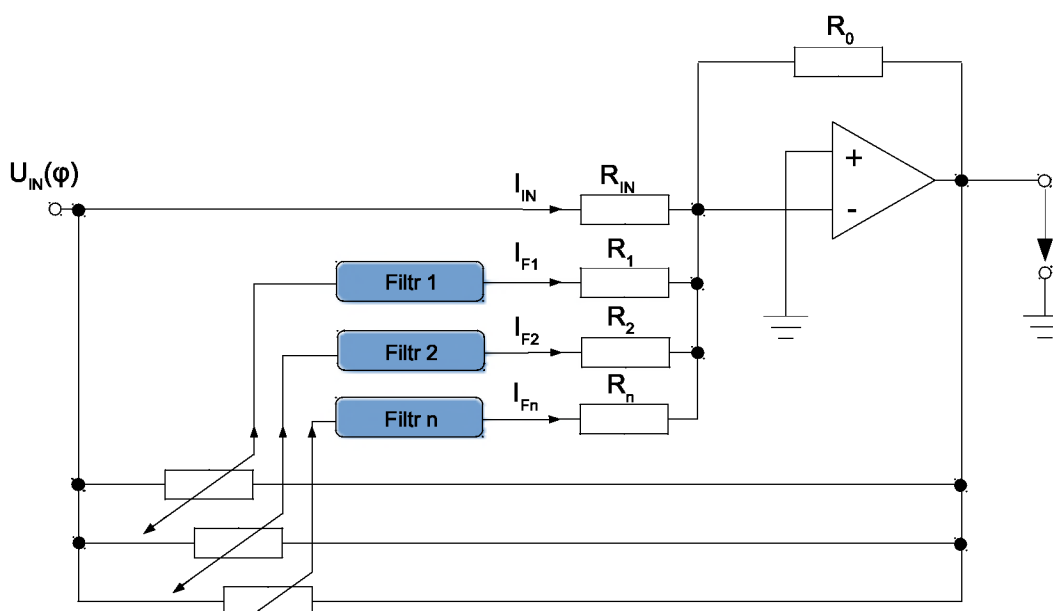
Pro patřičnou flexibilitu ekvalizéru je však nutné zajistit i případnou korekci menší než jedna, tedy možnost odečíst signál s kmitočtově modifikovaným spektrem od signálu vstupního.

Realizace je možná díky schopnosti výše uvedeného zapojení *Obr. 4.1* invertovat součet vstupních proudů.

Přivede-li se výstupní signál ze sumačního obvodu na vstup téhož obvodu, sčítají se proudy v protifázi (tj. proudy fázově pootočený o 180°). Důsledkem toho se vstupní proudy s opačnou fází sčítají s opačným znaménkem, tudíž se odečítají.

Odporů sumátoru R_i určují velikosti proudů tekoucích do zpětné vazby operačního zesilovače, čímž lze jejich vhodnou volbou stanovit míru ovlivnění vstupního signálu signálem s modifikovaným spektrem. Pro konstrukci ekvalizéru s regulovatelnou korekcí se tedy přímo vybízí využití potenciometrů namísto neregulovatelných rezistorů.

Snad nejpoužívanějším sumačním obvodem pro realizaci korektoru je na *Obr. 4.2*.



Obr. 4.2 Sumační obvod s jedním operačním zesilovačem

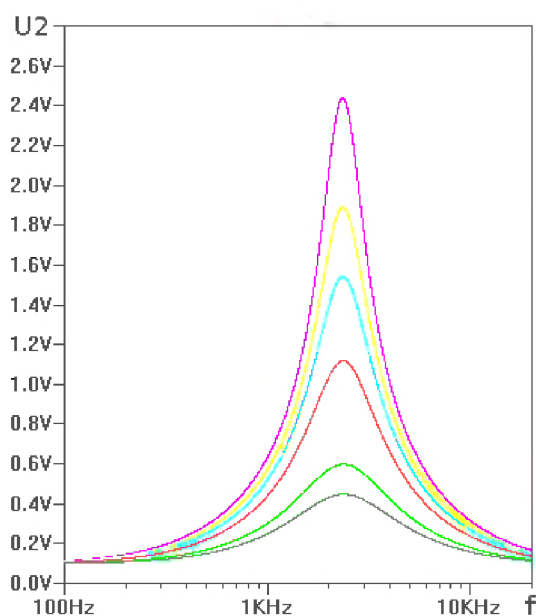
Na tomto obrázku je již zmíněné přičítání či odečítání proudů s modifikovaným spektrem řešeno uspořádáním, kde část vstupního signálu vstupuje na invertující vstup sumátoru přes odpor R_{IN} a současně skrze odporový dělič tvořený potenciometry vstupuje do filtrů.

Jsou-li kmitočtové filtry neinvertující, signál s modifikovaným spektrem vstupující na invertující vstup sumátoru je ve stejné fázi jako je vstupní signál bez modifikovaného spektra. Tyto signály se tím pádem sčítají. Je-li však jezdec regulačního potenciometru v druhé části své dráhy, do filtrů vtéká převážně proud z výstupu invertujícího sumátoru s fází o $\pm 180^\circ$ pootočenou oproti vstupnímu signálu. Proud se tedy odečítají.

Je-li jezdec potenciometru v polovině své dráhy, proudy vtékající do potenciometru z obou stran odporové dráhy jsou stejně velké a neovlivňují tedy vstupní signál.

Jak již bylo zmíněno, sériový odpor v signálové cestě způsobuje ztráty, kterým je úměrný pokles jakosti. Vzhledem k umístění potenciometrů před vstupy jednotlivých filtrů nedochází při jejich regulaci při velkém vstupním odporu těchto filtrů tedy ke změně jakosti. Důvodem toho se výše uvedené zapojení nazývá zapojení impedančně nezávislé s konstantní jakostí.

Vliv této regulace lze spatřit na obrázku *Obr 4.3* s průběhy výstupního napětí pro různé (kladné) korekce, který vznikl simulací sumačního obvodu dle *Obr. 4.2* s jedním filtrem typu pásmová propust v programu LTspice.

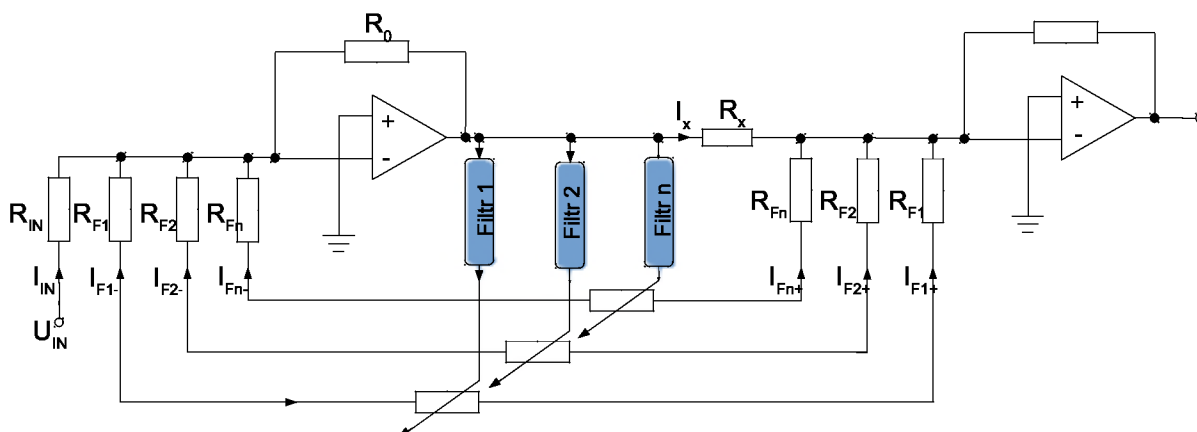


Obr. 4.3 Amplitudová frekvenční charakteristika pro různé korekce

4.3 Sumační obvod se dvěma operačními zesilovači

Dalším možným řešením je realizace dle *Obr. 4.4*.

R_0

Obr. 4.4 Sumační obvod³ se dvěma operačními zesilovači

Tento způsob realizace sumačního obvodu se liší od předešlého jak topologií, tak způsobem regulace korekce. Proud invertovaný první operačním zesilovačem vstupuje jak do všech filtrů, tak na vstup druhého operačního zesilovače v invertujícím zapojení sumátoru. Velikost kmitočtově závislého proudu s fází posunutou o $\pm 180^\circ$ vystupujícího z filtrů je dána nastavením potenciometru. V jedné polovině nastavení potenciometru je proud vstupující na vstup prvního operačního zesilovače větší než proud vstupující na vstup druhého operačního zesilovače. Vlivem zmíněného pootočení napětí (proudu) o $\pm 180^\circ$ se v prvním sumátoru tento proud od vstupního proudu I_{IN} odečítá. Je-li potenciometr v druhé polovině svého průběhu, větší vliv má sčítání proudu za pomoci druhého operačního zesilovače kvůli totožné (případně podobné) fázi. Pro střední nastavení potenciometru (jsou-li odpory sumátoru shodné) je sčítající se proud s ostatními proudy na prvním sumátoru stejně velký jako proud odečítající se na druhém sumátoru. Vstupní signál procházející korektorem s tímto nastavením korekčního potenciometru jím není ovlivněn.

Maximální úroveň korekce pro signál určitého filtru je dána především poměrem mezi zpětnovazebním odporem druhého operačního zesilovače R_0 a jeho dílčím vstupním odporem R_{Fi} .

Minimální úroveň korekce je dána poměrem mezi zpětnovazebním odporem sumátoru s prvním operačním zesilovačem R_0 a jeho vstupním odporem R_{Fi} .

Shodné názvy odporů obou sumátorů jsou voleny úmyslně, neboť pouze jejich shodnou velikostí lze zajistit neovlivnění vstupního proudu I_{IN} při nastavení potenciometru ve střední poloze.

Tento obvod je zajímavým především pro níže zmíněnou změnu jakosti vlivem různého nastavení korekce. Byl tedy zvolen pro realizaci.

Pro návrh je třeba určit všechny rezistory obou sumátorů. Nejprve je vhodné stanovit velikost potenciometru pro regulaci úrovně korekce. Při volbě je vhodné zvolit takovou hodnotu, aby při maximální korekci, kdy proud z výstupu filtru vstupuje na vstup druhého operačního zesilovače pouze přes odpor R_F a na vstup prvního operačního zesilovače přes celkový odpor potenciometru a odporu R_F , tedy $R_p + R_F = R_x$, kde R_p je odpor potenciometru, nedocházelo zároveň k přílišnému odečítání signálu u prvního sumátoru. Nedostatečná velikost odporu R_x může způsobit i vcelku podstatné odečtení signálu vystupujícího z filtru u prvního operačního zesilovače od signálu zdrojového i při maximální kladné korekci.

Příliš vysoká hodnota odporu potenciometru R_p však způsobuje značnou nelinearitu průběhu korekce, která však při určité míře umožní na jedné straně velmi jemnou korekci pro dosažených drobných změn ve zdrojovém signálu, tak zároveň i změny většího vlivu při vytočení potenciometru do jedné z krajních poloh. Po realizaci prototypu se jako zajímavý průběh korekce jevil při využití potenciometru s $R_p = 50\text{ k}\Omega$.

Pro výpočet maximálního zisku se vychází z (5.1). Pro přesnost je však nutno nejprve spočítat již zmíněný vliv částečného odečtení signálu i při maximální korekci. Využijeme následující rovnici, kde U_x je napětí na výstupu prvního sumátoru.

$$U_x = R_0 \left(\frac{U_{IN}}{R_{IN}} - \frac{U_F}{R_F + R_p} \right) \quad (4.2)$$

Pro zjištění výstupního napětí U_{OUT} se dále využije rovnice:

$$U_{OUT} = R_{OUT} \left(\frac{U_x}{R_0} + \frac{U_F}{R_F} \right) \quad (4.3)$$

Hodnoty odporů byly zvoleny následovně:

$$\begin{aligned} R_0 &= R_{IN} = R_x = 5.6\text{ K}\Omega \\ R_{Fi} &= 820\ \Omega \\ R_p &= 50\text{ k}\Omega \end{aligned}$$

Po dosazení hodnot do (5.2) získáme napětí za prvním operačním zesilovačem pro maximální korekci při zdrojovém signálu o napětí $U_{IN} = 100\text{mV}$ a jednotkovém přenosu filtru, tedy $U_F = U_{IN}$.

$$U_x = R_0 \left(\frac{U_{IN}}{R_{IN}} - \frac{U_F}{R_F + R_p} \right) = 5600 \left(\frac{0.1}{5600} - \frac{0.1}{820 + 50000} \right) = 88.9\text{mV}$$

Dále lze určit již výstupní napětí korektoru U_{OUT} dle (4.3).

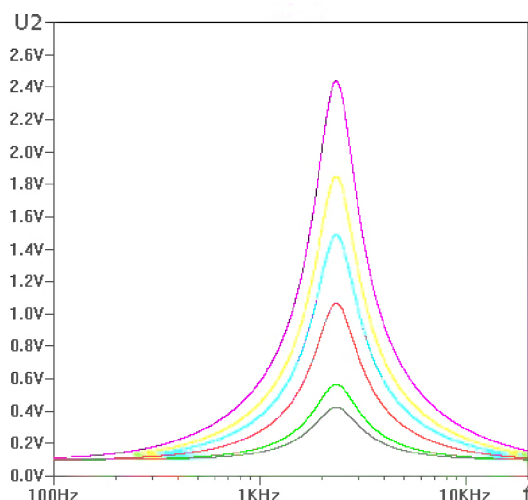
$$U_{OUT} = R_{OUT} \left(\frac{U_x}{R_0} + \frac{U_F}{R_F} \right) = 5600 \left(\frac{0.0889}{5600} + \frac{0.1}{820} \right) = 0.771\text{mV}$$

Zisk je poté:

$$Ku = 20 \log \left(\frac{U_{OUT}}{U_{IN}} \right) = 20 \log \left(\frac{0.771}{0.1} \right) = 17.74\text{dB}$$

V této realizaci jsou potenciometry umístěny za výstupy kmitočtových filtrů. Dle nastavení potenciometru je celkový odpor mezi výstupem filtru a vstupem operačního zesilovače závislý právě na nastavení potenciometru a odporu R_{Fi} . Vlivem toho dochází při změně korekce k současné změně jakosti a současně k tendenci zachování šířky pásma. Vliv tohoto jevu je zde dán výstupní impedancí filtru. Vzhledem k těmto poznatkům se tento typ zapojení nazývá zapojení impedančně závislé se zachováním šířky pásma.

Tento efekt lze názorně demonstrovat následujícím obrázkem. Při porovnání s *Obr. 4.3* lze spatřit odlišnosti zejména na nižších úrovních korekce, kdy se typ sumačního obvodu projevuje nejvíce.



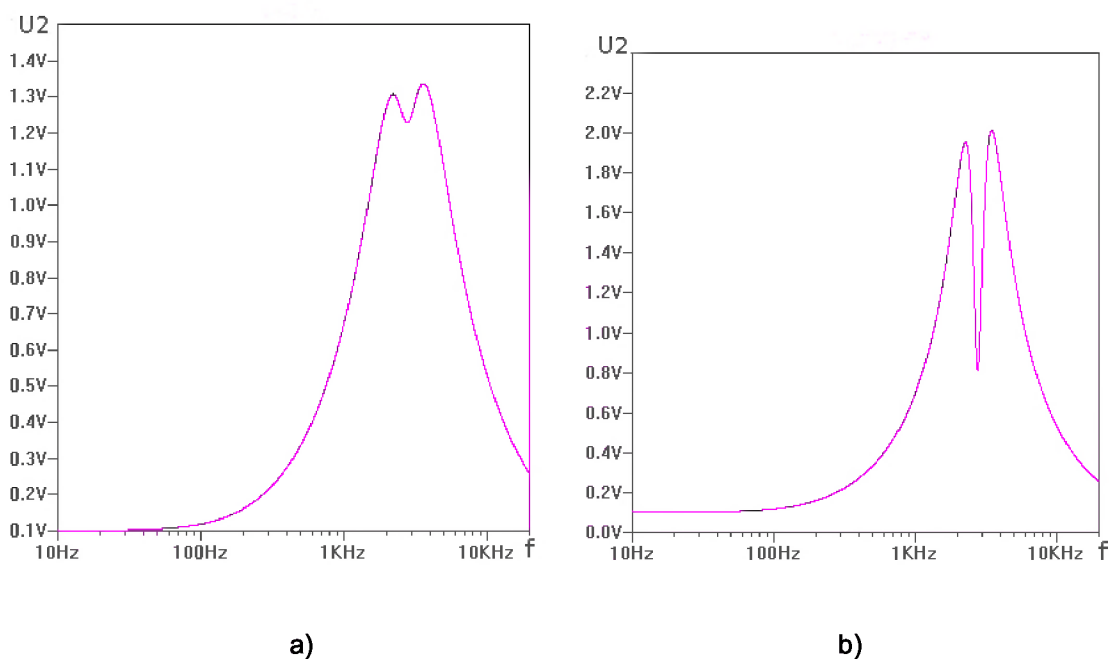
Obr. 4.5 Amplitudová frekvenční charakteristika pro různé korekce

Z hlediska šumových vlastností je tento sumační obvod kvůli své topologii výhodnější a to kvůli vzájemné kompenzaci stejně velkých signálů vstupujících do obou sumátorů současně při jednotkové korekci [1]. Tento přínos je důležitý především při použití velkého množství filtrů se současně nastavenou jednotkovou korekcí.

4.4 Vliv sousedních pásem

Při naladění dvou a více přeladitelných pásmových filtrů v ekvalizéru na navzájem si blízké frekvence dochází ke zvlnění výsledné charakteristiky [4]. Velikost tohoto zvlnění záleží především na vzdálenosti těchto frekvencí, jakosti obou filtrů a úrovni korekce. Tento jev je velmi vhodné respektovat především při návrhu grafického ekvalizéru s velkým počtem pásem, které jsou tedy naladěny na frekvence navzájem si blízké a jejichž jakost musí být dána kompromisem mezi nezasahováním jednotlivých pásem do pásem sousedních a již zmíněným zvlněním. Pro řešení tohoto problému se nabízí interpolační topologie [4].

Pro přehled lze uvést Obr. 4.6 a), b), které vznikly simulací korektorů pro různá nastavení činitelů jakosti dvou pásmových propustí naladěných na blízké frekvence (2.2kHz a 3.7kHz).



Obr. 4.6 a) Amplitudová frekvenční charakteristika výstupního napětí ekvalizéru pro $Q=1.2$

Obr. 4.6 b) Amplitudová frekvenční charakteristika výstupního napětí ekvalizéru pro $Q=2.4$

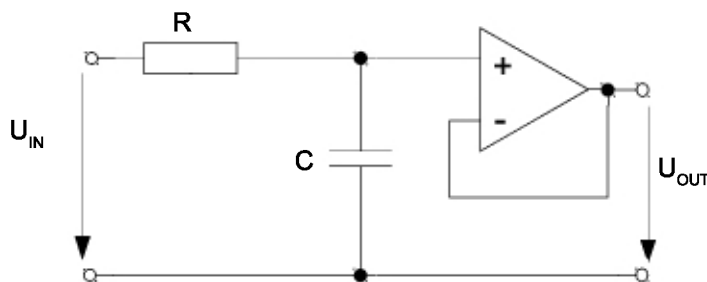
Nedochází však k prudkému nárůstu výstupního napětí daného přenosem těchto dílčích laditelných pásmových propustí, neboť přenosová funkce korektoru je dána lineárním součtem dílčích přenosových funkcí filtrů, nikoliv jejich součinem [1].

5 Návrh aktivních filtrů pro ekvalizér

5.1 Aktivní RC filtry

Filtry RLC se velmi často realizují se simulací induktoru obvodem s minimálně jedním aktivním prvkem z důvodů nedostatků cívek uvedených v předchozím textu. Dle potřeby lze vybrat ze všech možností obvodových řešení simulace. V případě jednoduchých filtrů druhého řádu se nejčastěji využívá náhrada cívky simulací ztrátovým uzemněným induktorem dle *Obr 2.2 a*). Záleží tedy zejména na požadavcích na výslednou jakost filtru, které zapojení zvolit. Dle [2] pro filtr s jakostí $Q \leq 15$ postačí jednodušší realizace se simulací ztrátového induktoru.

Většinou se filtry s aktivním prvkem navrhují jako filtry řádu $n > 1$. Lze se však setkat se zapojením obsahující aktivní prvek v zapojení napěťového sledovače, který slouží k maximalizování vstupní a minimalizování výstupní impedance úměrně k reálným vlastnostem tohoto prvku. Díky tomuto doplnění filtru 1. řádu lze snáze realizovat kaskádní spojování filtrů za účelem získání filtrů vyššího řádu bez vzájemného ovlivňování sousedních filtrů[3]. Příklad doplnění filtru typu dolní propusti napěťovým sledovačem se zesílením $A_u=1$ je uveden na *Obr. 5.1*.



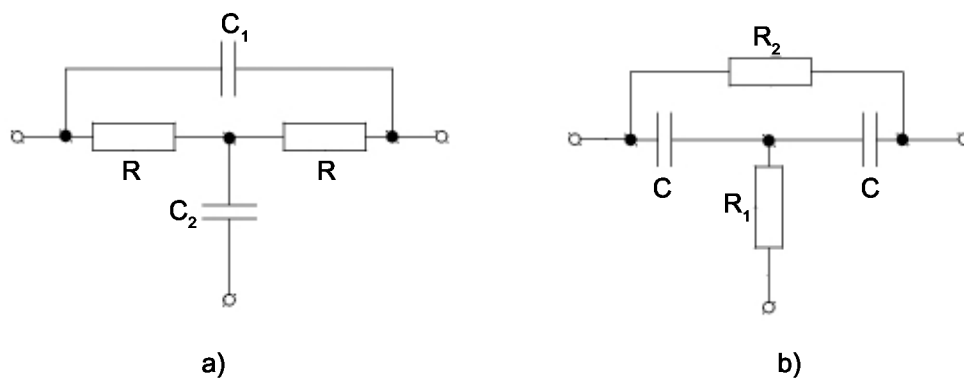
Obr. 5.1 Filtr typu dolní propust s napěťovým sledovačem

Pro návrh aktivních RC filtrů druhého řádu často vychází z takzvaných T- článků [1].

Pro jednoduchost návrhu se vybírá ze dvou variant:

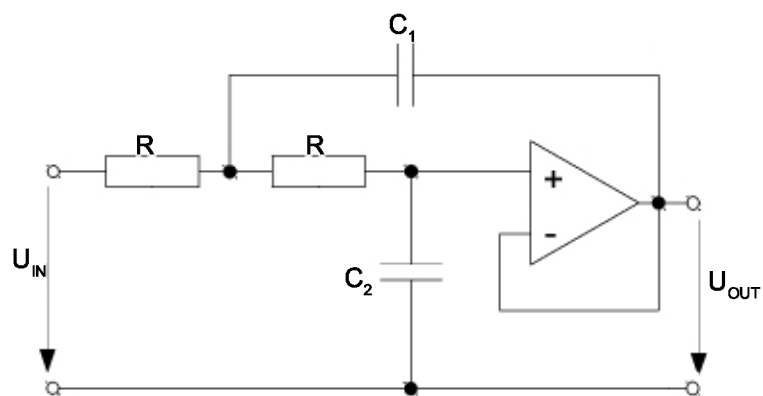
- Přemostěný článek T se shodnými rezistory
- Přemostěný článek T se shodnými kapacitami

Na následujícím obrázku jsou pro představu uvedeny oba typy přemostěných T-článků a filtry typu horní a dolní propust z nich vycházejících.

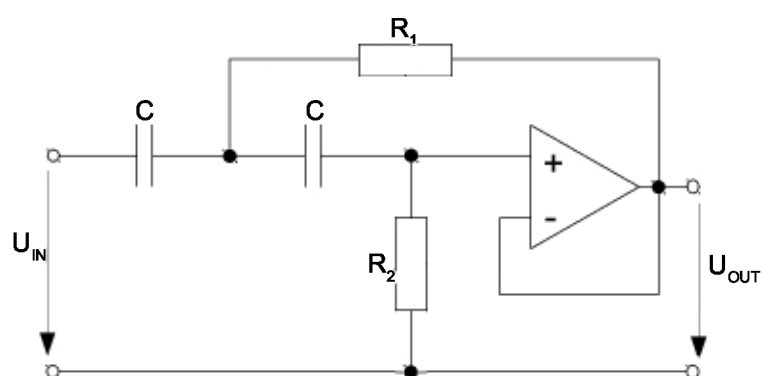


Obr. 5.2 a) Přemostěný T-článek se shodnými rezistory

Obr. 5.2 b) Přemostěný T-článek se shodnými kapacitami



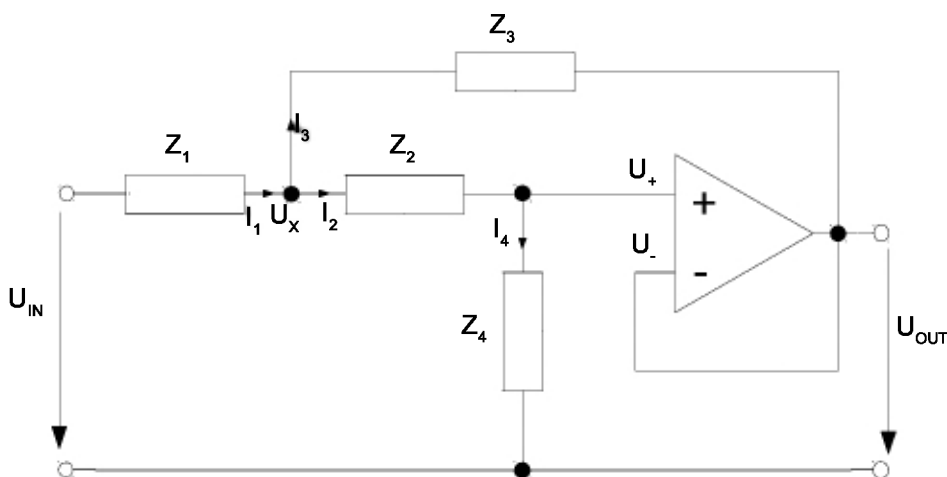
Obr. 5.3 Aktivní filtr typu dolní propust 2. řádu



Obr. 5.4 Aktivní filtr typu horní propust 2. řádu

5.3 Odvození přenosové funkce dolní propusti 2. řádu

Přenosovou funkci pro obecnou topologii Sallen-Key s impedancemi Z s jednotkovým zesílením lze jednoduše odvodit například za pomoci Kirchhoffových zákonů.



Obr. 5.5 Aktivní filtr 2. řádu s obecnými impedancemi

Dle I. Kirchhoffova zákona pro proudy uzlu U_X lze stanovit

$$\frac{U_{IN} - U_X}{Z_1} - \frac{U_X - U_{OUT}}{Z_3} - \frac{U_X - U_+}{Z_2} = 0 \quad (5.1)$$

Díky záporné zpětné vazbě je napětí na vstupech operačního zesilovače: $U_{-/+} = U_{OUT}$.

Do vstupů ideálního operačního zesilovače neteče žádný proud a tedy lze určit:

$$\frac{U_X - U_{OUT}}{Z_2} = \frac{U_{OUT}}{Z_4} \quad (5.2)$$

Po úpravě získáme

$$U_X = U_{OUT} \left(1 + \frac{Z_2}{Z_4}\right) \quad (5.3)$$

Dosazením (5.3) do (5.2) a upravením tvaru rovnice na podíl výstupního napětí U_{OUT} a vstupního napětí U_{IN} získáme přenosovou funkci, která je pro impedance ve tvaru:

$$\bar{K} = \frac{\bar{Z}_3 \bar{Z}_4}{\bar{Z}_1 \bar{Z}_2 + \bar{Z}_3 (\bar{Z}_1 + \bar{Z}_2) + \bar{Z}_3 \bar{Z}_4} \quad (5.4)$$

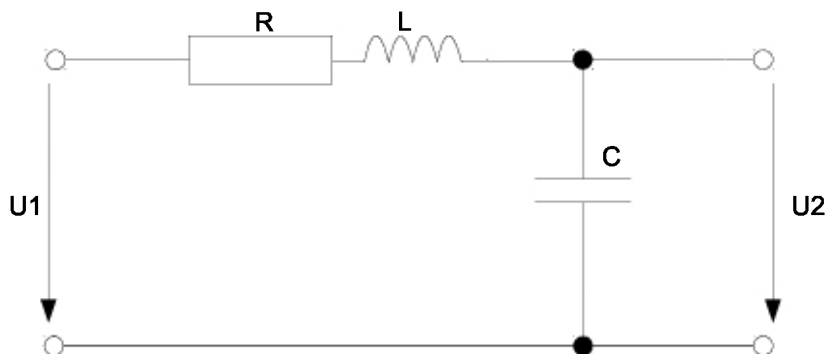
Po dosazení dílčích součástek za impedance dle Obr. 5.3 a úpravě získáme přenosovou funkci druhého řádu pro dolní propust typu Sallen-Key.

$$\bar{K}_u = \frac{1}{(j\omega)^2 + \frac{j\omega(R_1 + R_2)}{C_2 R_1 R_2} + \frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2}} \quad (5.5)$$

Z této funkce lze vyzpozorovat jistou podobnost s přenosovou funkcí (5.6) pasivního filtru 2. řádu typu dolní propusti následujícího obrázku, kde se za indukčnost pouze dosadil předpis pro výpočet indukčnosti simulací ztrátového uzemněného induktoru a za odpor R předpis pro výpočet sériového odporu ztrátového induktoru dle (2.5 – 2.6).

Přenosové funkce jsou tedy ekvivalentní.

$$\bar{K}_u = \frac{1}{(j\omega)^2 + j\omega \frac{R}{L} + \frac{1}{LC}} \quad (5.6)$$



Obr. 5.6 Pasivní filtr typu dolní propust 2. řádu

5.4 Volba základních hodnot pro návrh

Vzhledem k návrhu hybridního parametrického ekvalizéru se využijí aktivní RC filtry pro návrh tónových korekcí typu horní a dolní propust. Z hlediska topologie byl zvolen výše uvedený aktivní RC filtr typu Sallen-Key 2. řádu. Vhodné umístění mezních kmitočtů je pro korekci hloubek či výšek diskutabilní a záleží především na subjektivních pocitech uživatele. Není tedy důvod volit filtr vyššího řádu za účelem získání strmějších modulových charakteristik. Pro filtr typu dolní propust je v tomto případě vhodná hodnota mezního kmitočtu $F_0 = 100 - 150 \text{ Hz}$. Pro filtr typu horní propust hodnota

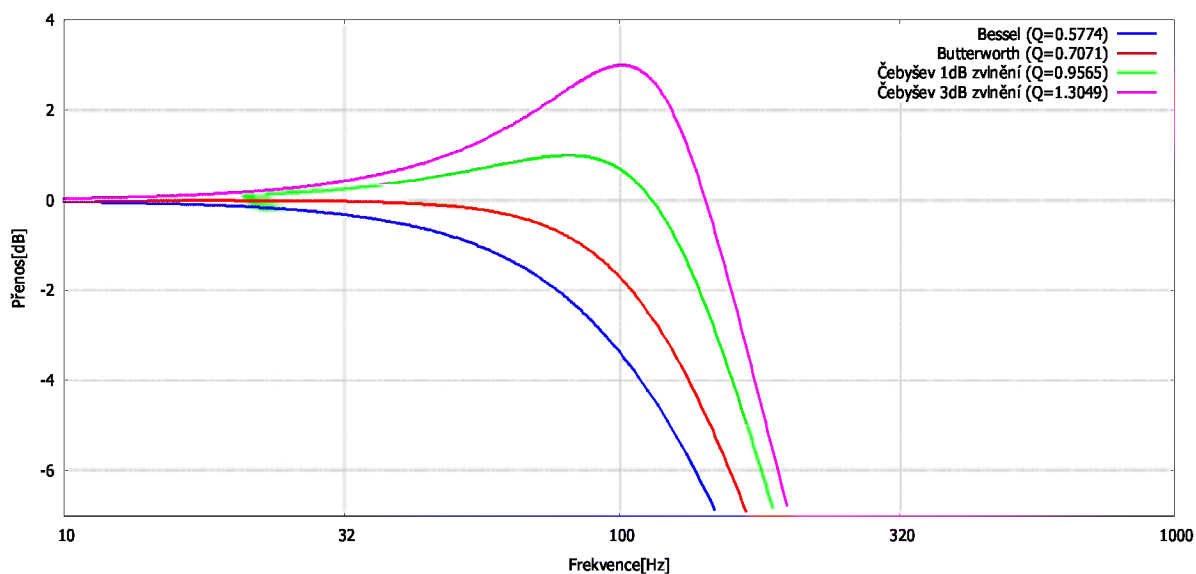
$$F_0 = 5 - 7 \text{ kHz}$$

Dále je nutno vzhledem ke zvolenému sumačnímu obvodu korektoru dodržet neinvertující zapojení. Zisk pro pásmo přenosu vzhledem ke vhodnému průběhu korekce sumačním obvodem musí být jednotkový (0dB). Z toho důvodu se vynechá zpětnovazební rezistor, který se nahradí zkratem.

Jakost Q zvolíme dle požadavků na tvar modulové charakteristiky. Vhodnou velikost lze zvolit na základě různých typů aproximačních úloh [5]. Jako příklad lze uvést *Tab. 5.1.*

Tab. 5.1 Jakosti různých aproximací

Typ aproximace	Bessel	Butterworth	Čebyšev (1dB zvlnění)	Čebyšev (3dB zvlnění)
Jakost Q	0,5774	0,7071	0,9565	1,3049



Obr. 5.7 Modulové charakteristiky různých jakostí

Průběhy modulových frekvenčních charakteristik pro všechny čtyři hodnoty jakostí jsou vyobrazeny na Obr. 5.7. Dle výše uvedených průběhů se jako kompromis jeví Butterworth vzhledem k relativně strmému přechodu modulové charakteristiky z propustného pásma do nepropustného bez zvlnění[5]. Jakost výsledných filtrů typu dolní a horní propusti bude tedy odpovídat zhruba hodnotě dle Tab. 5.1, tedy hodnotě $Q=0.7071$.

5.5 Návrh dolní propusti 2. řádu

Návrh lze zjednodušeně provést dle následujícího postupu [1].

Požadované parametry filtru typu dolní propust jsou pro návrh tedy:

$$\begin{aligned} F_0 &= 100 - 150 \text{ Hz} \\ Q &\approx 0.7071 \\ K &= 1 \end{aligned}$$

Zvolíme například $F_0 = 120 \text{ Hz}$

Uřídíme β_{MIN} na základě známé jakosti dle vztahu

$$\beta_{MIN} = 4Q^2 = 4 \cdot 0.7071^2 = 2$$

Vypočteme střední hodnotu kapacity C

$$C = \frac{10^{-7}}{\sqrt{(F_0)}} = \frac{10^{-7}}{\sqrt{(120)}} = 9.1287 \text{ nF}$$

Spočteme hodnoty kondenzátorů C_1 a C_2

$$\begin{aligned} C_1 &= \frac{C}{\sqrt{\beta_{MIN}}} = \frac{9.1287}{\sqrt{2}} = 6.45 \text{ nF} \\ C_2 &= C \sqrt{\beta_{MIN}} = 9.1287 \cdot \sqrt{2} = 12.9 \text{ nF} \end{aligned}$$

Stanovíme skutečné hodnoty kondenzátorů dle řad vyvolených hodnot, jejichž poměr by měl být

$$\frac{C_2}{C_1} \geq \beta_{MIN}$$

v tomto případě lze tedy volit

$$\begin{aligned} C_1 &= 6.2 \text{ nF} \\ C_2 &= 13 \text{ nF} \end{aligned}$$

Stanovíme α , která je dána vztahy

$$\alpha = \frac{R_2}{R_1} = \frac{1}{(a + \sqrt{a^2 - 1})^2}, \text{ kde } a = \frac{\sqrt{\beta}}{2Q}$$

Dle použití filtru typu Sallen-Key s článkem T ve zpětné vazbě se shodnými rezistory lze bez výpočtu určit $\alpha = 1$.

Vypočteme střední hodnotu rezistivity R

$$R = \frac{1}{2\pi F_0 \sqrt{C_1 C_2}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 120 \sqrt{6.2 \cdot 10^{-9} \cdot 13 \cdot 10^{-9}}} \approx 147.8 \text{ k}\Omega$$

Určíme hodnoty rezistorů R_1 a R_2

$$R_1 = \frac{R}{\sqrt{\alpha}} = \frac{147.8 \cdot 10^3}{\sqrt{1}} = 147.8 \text{ k}\Omega$$

$$R_2 = R \cdot \sqrt{\alpha} = 147.8 \cdot 10^3 \cdot \sqrt{1} = 147.8 \text{ k}\Omega$$

Je patrné, že vzhledem k návrhu filtru se shodnými rezistory jsou hodnoty obou rezistorů totožné se spočítanou střední rezistivitou.

Z řad vyvolených čísel se nabízí využití hodnoty

$$R_1 = R_2 = R = 150 \text{ k}\Omega$$

Vzhledem k vybírání hodnot součástek z řad vyvolených čísel je vhodné přepočítat stěžejní parametry navrhovaného filtru, abychom se ujistili, zda výsledné parametry jsou v mezích naší tolerance. Je vhodné se především zabývat mezním kmitočtem dle (5.7) a jakostí dle (5.8).

$$F_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}} \quad (5.7)$$

$$Q = \frac{\sqrt{\alpha \cdot \beta}}{\alpha \cdot (1 - \beta) + 1} \quad (5.8)$$

$$F_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{150 \cdot 10^{-3} \cdot 150 \cdot 10^{-3} \cdot 6.2 \cdot 10^{-9} \cdot 13 \cdot 10^{-9}}} \approx 118 \text{ Hz}$$

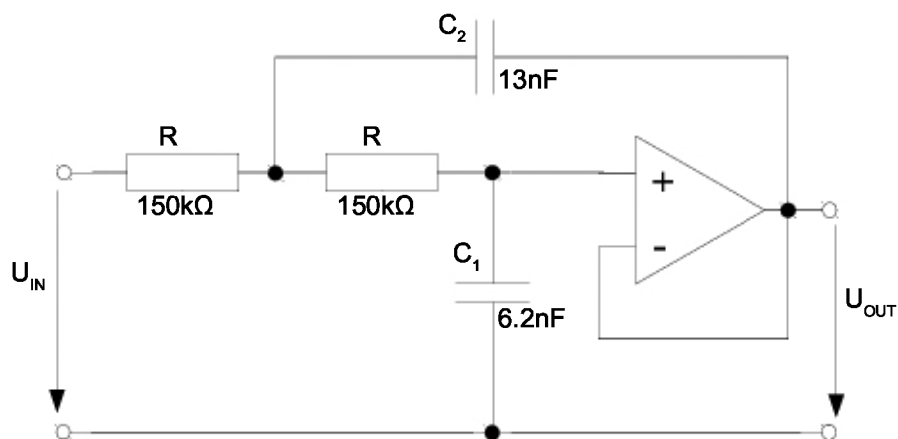
$$\alpha = 1$$

$$\beta = \frac{C_2}{C_1} = \frac{13 \cdot 10^{-9}}{6.2 \cdot 10^{-9}} = 2.09677$$

$$Q = \frac{\sqrt{\alpha \cdot \beta}}{\alpha \cdot (1 - \beta) + 1} = \frac{\sqrt{1 \cdot 2.09677}}{1 \cdot (1 - 2.09677) + 1} = 0.724$$

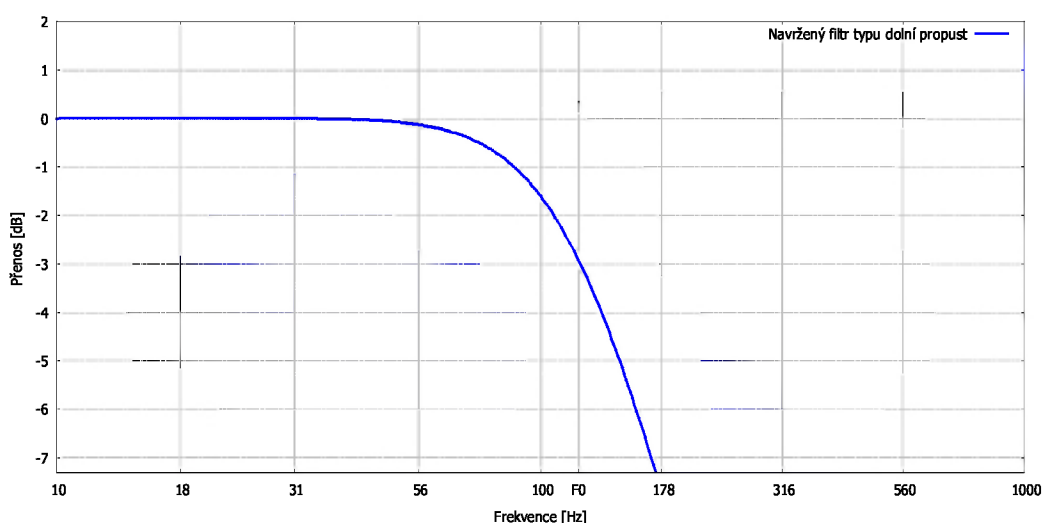
Dle výše uvedených výpočtů je zřejmé, že odchylky vzniklé vybíráním součástek z dostupných řad nezpůsobily změnu parametrů výsledného filtru nepřijatelným způsobem. Frekvence se oproti vstupním údajům liší o 2 Hz a jakost vlivem zvětšení poměru β kondenzátorů vzrostla zhruba o 0.017. Tento přírůstek však nevyvolává ztelné zvlnění a lze jej tedy bez problému přijmout.

Finální schéma je patrné na následujícím obrázku:

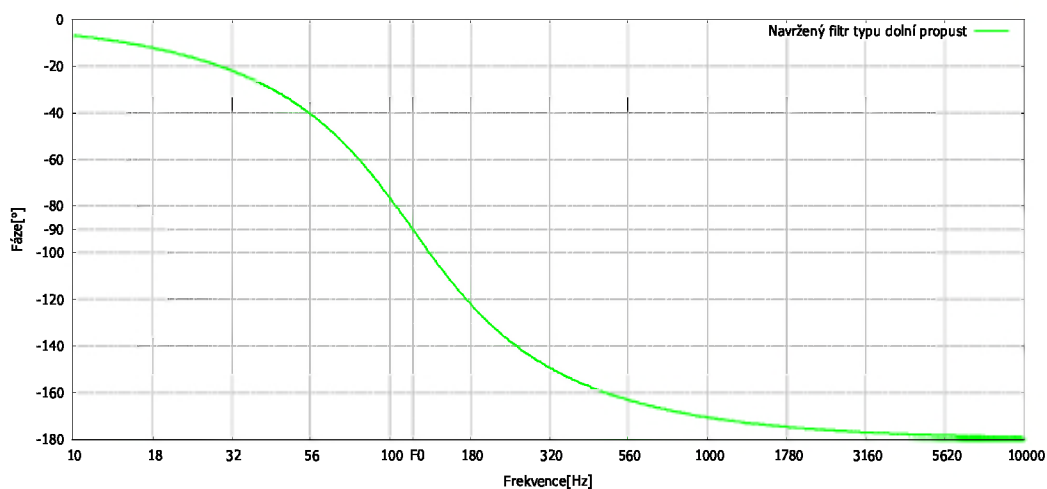


Obr. 5.8 Schéma navrženého filtru typu dolní propust

Z Obr. 5.9 vzniklých výpočtem přenosové funkce dle (5.5) po dosazení lze potvrdit platnost vstupních parametrů.



Obr. 5.9 Modulová charakteristika navrženého filtru dolní propusti



Obr. 5.10 Fázová charakteristika navrženého filtru dolní propusti

5.6 Návrh horní propusti 2. řádu

Postup návrhu horní propusti 2. řádu typu Sallen-Key není příliš odlišný od návrhu dolní propusti. Vyjdeme nyní z článku T se shodnými kondenzátory. Výchozí jakost zvolíme totožnou, tedy $Q \approx 0.7071$. Mezní frekvenci volíme z výše zadaného intervalu. Přenos pro mezní kmitočet je potřeba navrhnout jednotkový. Zpětnou vazbu z výstupu do invertujícího vstupu operačního zesilovače vedeme tedy přes nulovou impedanci (zkrat).

Vstupní údaje jsou:

$$\begin{aligned}F_0 &= 5000 - 7500 \text{ Hz} \\ Q &\simeq 0.7071 \\ K &= 1\end{aligned}$$

Mezní frekvenci pro návrh zvolíme například

$$F_0 = 6000 \text{ Hz}$$

Spočítáme α_{MIN} dle námi zadané jakosti

$$\alpha_{MIN} = 4Q^2 = 4 \cdot 0.7071^2 \simeq 2$$

Uřídíme střední hodnotu kapacity, která je shodná s oběma hodnot kapacit kondenzátoru

$$C = \frac{3 \cdot 10^{-7}}{\sqrt{F_0}} \simeq 3.873 \text{ nF} = C_{1x} = C_{2x}$$

Vybereme vhodné hodnoty z řad vyvolených čísel

$$C_1 = C_2 = 3.9 \text{ nF}$$

Stanovíme střední hodnotu rezistivity

$$R = \frac{1}{2\pi F_0 C} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 6000 \cdot 3.9 \cdot 10^{-9}} \simeq 6801.5 \Omega$$

Vypočítáme hodnoty obou rezistorů

$$\begin{aligned}R_1 &= \frac{R}{\sqrt{\alpha}} = \frac{6801.5}{\sqrt{2}} = 4809 \Omega \\ R_2 &= R\sqrt{\alpha} = 6801.5 \cdot \sqrt{2} = 9618.7 \Omega\end{aligned}$$

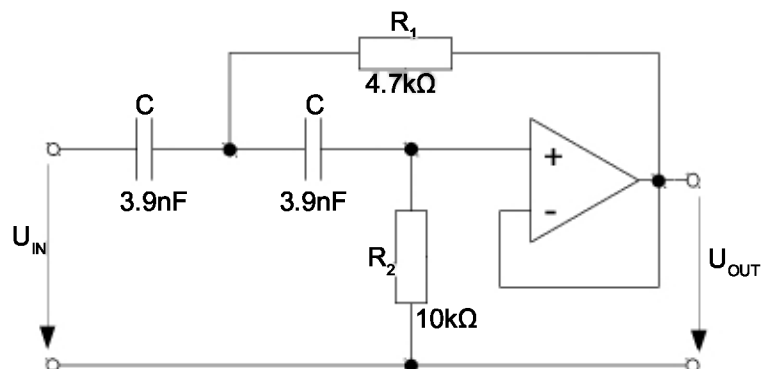
Stanovíme hodnoty rezistorů dle řad vyvolených čísel tak, aby byl dodržen vztah

$$\alpha \geq \alpha_{MIN}, \text{ kde } \alpha = \frac{R_2}{R_1}.$$

$$\begin{aligned}R_1 &= 4.7 \text{ k}\Omega \\ R_2 &= 10 \text{ k}\Omega\end{aligned} \quad \alpha = \frac{R_2}{R_1} = \frac{10 \cdot 10^3}{4.7 \cdot 10^3} = 2.12766$$

$\alpha \geq \alpha_{MIN}$

Výsledné schéma navrženého filtru typu horní propust lze spatřit na následujícím obrázku:



Obr. 5.11 Schéma navrženého filtru typu horní propust

Mezní frekvence a jakost:

$$F_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{R_1 C_1 R_2 C_2}} \quad (5.9)$$

$$Q = \frac{\sqrt{R_1 C_1 R_2 C_2}}{R_1(C_1 + C_2) + R_2 C_2} \quad (5.10)$$

Přenosová funkce pro navržený filtr:

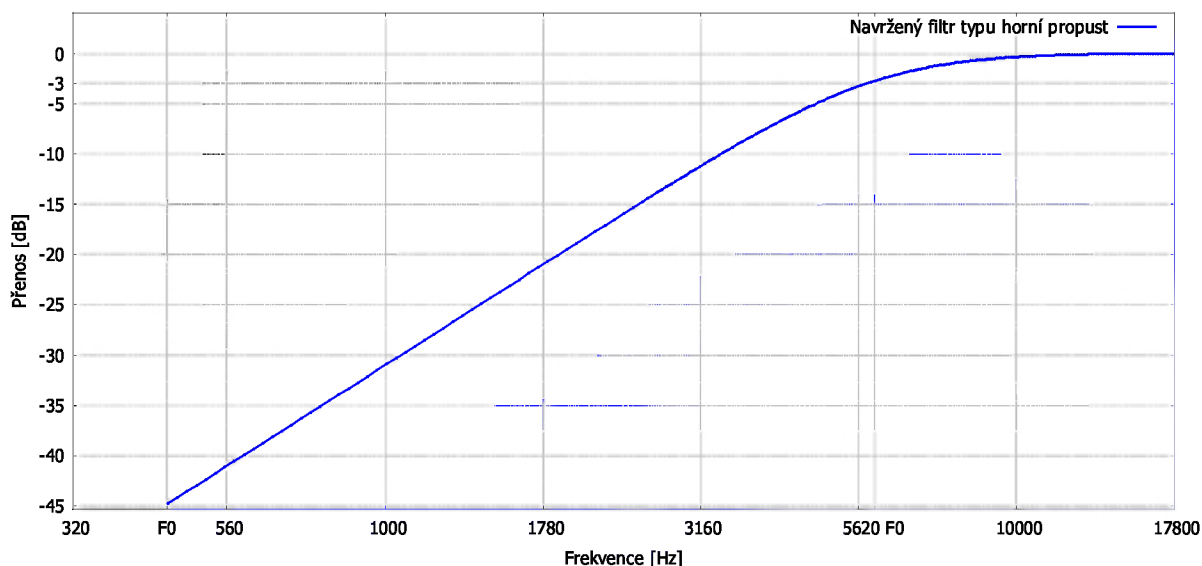
$$\overline{Ku} = \left(1 + \frac{R_4}{R_3}\right) \frac{j\omega^2}{j\omega^2 + j\omega \frac{R_1(C_1 + C_2) - R_2 C_1 \frac{R_3}{R_4}}{R_1 R_2 C_1 C_2} + \frac{1}{R_1 C_1 R_2 C_2}} \quad (5.11)$$

Na závěr zpětně přepočítáme stěžejní parametry na základě rovnic pro mezní frekvenci (5.9) a jakost (5.10).

$$Q = \frac{\sqrt{R_1 C_1 R_2 C_2}}{R_1(C_1 + C_2) + R_2 C_2} = \frac{\sqrt{4700 \cdot 3.9 \cdot 10^{-9} \cdot 10000 \cdot 3.9 \cdot 10^{-9}}}{4700 \cdot (3.9 \cdot 10^{-9} + 3.9 \cdot 10^{-9}) + 10000 \cdot 3.9 \cdot 10^{-9}} = 0.729325$$

$$F_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{R_1 C_1 R_2 C_2}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{4700 \cdot 3.9 \cdot 10^{-9} \cdot 10000 \cdot 3.9 \cdot 10^{-9}}} = 5952,6 \text{ Hz}$$

Dle zpětně přepočítaných parametru je patrný zanedbatelný pokles mezní frekvence vlivem navyšování hodnot dílčích součástí vzhledem k výběru z řad vyvolených čísel. Ze stejného důvodu byla navýšena i hodnota jakosti.



Obr. 5.12 Modulová charakteristika navržené horní propusti

Z grafu modulové charakteristiky získaného z přenosové funkce pro navržené hodnoty součástí je však patrné, že mezní frekvence $F_0 = 5952 \text{ Hz}$ není frekvencí s charakteristickým útlumem 3dB. Důvodem je vyšší jakost ($Q \sim 0.729$), než je jakost pro filtr typu Butterworth ($Q \approx 0.7071$). Útlum 3dB je tedy typický pro výše uvedenou jakost.

Pro výpočet frekvence s útlumem 3dB lze využít přenosové funkce dle (5.11) spolu se znalostí rovnice pro útlum. Pro řešení je vhodné využít softwaru pro matematické operace podporující CAS (computer algebra system). Frekvence spočítaná z přenosové rovnice pro daný útlum je $F_{(-3\text{dB})} = 5777 \text{ Hz}$. I tato frekvence je však v mezích potřebných hodnot a navýšení jakosti nezpůsobuje znatelné zvlnění modulové charakteristiky.

6 Univerzální filtr typu state variable

6.1 Vlastnosti topologie state variable

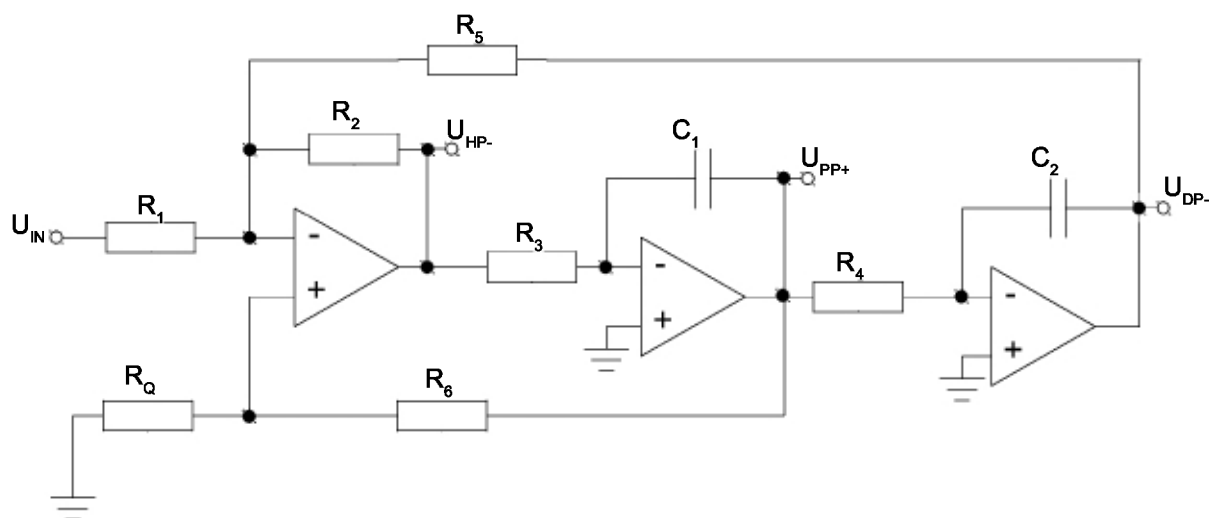
Filtry State Variable jsou velmi často základním kamenem pro tvorbu parametrických ekvalizérů. Jejich topologie umožňuje simultánní využití vývodů pro získání výstupního signálu s patřičně ovlivněným kmitočtovým spektrem.

Tato výhoda je přínosná především například pro realizaci kmitočtových vyhýbek, pro parametrický ekvalizér je využíván zpravidla pouze výstup pásmové propusti (PP).

Předurčení použití tohoto univerzálního filtru spočívá především ve výborné přeladitelnosti. Změna mezního kmitočtu se provádí současnou změnou velikostí odporů potenciometrů P_1 a P_2 , udávajících rychlost integrace a změnou hodnot kondenzátorů ve zpětné vazbě obou integrátorů. Tato současná změna hodnot odporů potenciometrů P_1 a P_2 je realizovatelná například využitím tzv. stereo potenciometrů či využitím vhodně navrženého elektronického řízení [1]. V případě nepřesného souběhu je rozdíl těchto odporů odpovědný za pokles jakosti Q .

Z hlediska ladění mezního kmitočtu se dle volby hodnot potenciometrů a kondenzátorů volí šířka přeladitelného pásma, kdy vhodnou volbou lze dosáhnout přeladitelnosti v celém potřebném pásmu pouze za pomoci potenciometrů bez nutnosti přepínání velikostí kondenzátorů. S využitím obvodu dle *Obr. 6.1* je však potřeba předpokládat pokles jakosti při širokém pásmu přeladění, který je svojí velikostí je však při vhodné realizaci naprosto přijatelný a vzhledem k možnosti posléze navýšit jakost změnou hodnoty vhodného obvodového prvku není třeba komplikovat návrh či obsluhu například přepínáním hodnot zpětnovazebních kondenzátorů.

Příklad zapojení state variable filtru s neinvertující výstupem pásmové propusti je uveden na *Obr. 6.1*.



Obr. 6.1 Filtr typu state variable

Mezní kmitočet je definován vztahem (6.1).

$$F_0 = \frac{1}{2\pi R_p C} \quad (6.1) \quad [2]$$

Hodnota parametru je R_p je totožná hodnota odporů potenciometrů se souběhem a C je totožná hodnota obou kondenzátorů ve zpětných vazbách operačních zesilovačů v integrujícím zapojení.

Jakost tohoto filtru udávající šířku pásma a strmost přechodu modulové charakteristiky z propustného pásma do nepropustného je dána vztahem:

$$Q = \left(1 + \frac{R_6}{R_Q}\right) \sqrt{\frac{C_1 R_3}{C_2 R_4} \frac{\sqrt{R_2 R_5}}{R_5 + 2R_2}} \quad (6.2) \quad [2]$$

Přenosová funkce pro výstup pásmové propusti state variable filtru[2]:

$$\overline{Ku} = \frac{-j\omega \frac{R_2}{R_1 R_3 C_1}}{(j\omega)^2 + j\omega \frac{R_Q (R_1 R_5 + R_1 R_2 + R_2 R_5)}{C_1 R_3 R_1 R_5 (R_6 + R_Q)} + \frac{R_2}{C_1 C_2 R_3 R_4 R_5}} \quad (6.3) \quad [2]$$

6.2 Návrh laditelných pásmových propustí

Pro návrh laditelné pásmové propusti vyjdeme z topologie na obrázku *Obr. 6.1*. Nejprve je vhodné zvolit hodnoty rezistorů R_1 , R_2 a R_5 . Pro platnost výše uvedených rovnic je nutnost obě hodnoty volit totožné. Z hlediska velikosti se volí nejčastěji $R_1=R_2=R_5=10\text{k}\Omega$ jako kompromis. Příliš vysoké hodnoty rezistorů mohou vést na vysokou úroveň šumu a naopak příliš nízké hodnoty na přetěžování operačních zesilovačů a tedy zhoršování jejich parametrů.

Namísto rezistoru R_6 dle *Obr. 6.1* se využije potenciometr pro regulaci jakosti. Jakost lze taktéž do určité míry regulovat trimrem umístěným na místě tlumícího rezistoru R_Q dle *Obr. 6.1*. Příliš nízká hodnota odporu tohoto trimru (případně rezistoru) může však vyvolat rozkmitání obvodu.

Pro ladění mezní frekvence se využívá nejčastěji dvojitého potenciometru se souběhem, často nazývaným jako stereo potenciometr. Hodnoty kondenzátorů ve zpětných vazbách operačních zesilovačů v integrujícím zapojení se volí shodné, v řádech jednotek nF. Jejich hodnota spolu s hodnotou odporu potenciometrů udává mezní kmitočet. Je však nutno před dílčí potenciometry ladící mezní frekvenci umístit odpory zamezující nulové impedanci mezi operačními zesilovači filtru kvůli stabilitě obvodu. Nejjednodušší je velikost těchto odporů volit experimentálně, avšak s dostatečnou rezervou pro spolehlivou funkčnost ekvalizéru.

S jejich rostoucí velikostí klesá maximální laditelný kmitočet pro korekci pásmovou propustí. Velikost těchto odporů byla zvolena $R_x=1.5\text{k}\Omega$. Tato hodnota nám spolu s hodnotou kondenzátorů C_1 a C_2 určí maximální naladitelný kmitočet dle (6.1). V případě potřeby možnosti přeladění pásmové propusti až na hranici slyšitelného pásma lze z (6.1) odvodit vztah pro výpočet hodnoty kapacit:

$$C=C_1=C_2=\frac{1}{2\pi\cdot F_H\cdot R_{POT}}=\frac{1}{2\pi\cdot 16000\cdot 1500}=6\text{ nF}$$

Z řad vyvolených hodnot zvolíme například hodnotu $C=C_1=C_2=6.8\text{ nF}$.

Celková rezistivita regulačního prvku je dána $R_x+R_{POT}=R_p$

Pro určení celkového odporu R_p se též využije (6.1), jehož hodnotou se stanoví minimální laditelný kmitočet. Vzhledem k mezní frekvenci filtru typu dolní propust

$$F_0=118\text{ Hz} \text{ lze zvolit například } F_D=220\text{ Hz}.$$

Nižší hodnoty vzhledem k volbě kapacity $C=6.8\text{ nF}$ vyžadují velmi vysoké zvyšování hodnoty R_p .

R_p lze spočítat následovně:

$$R_p = \frac{1}{2\pi F_D C} = \frac{1}{2\pi \cdot 220 \cdot 6.8 \cdot 10^{-9}} \approx 106\text{ k}\Omega$$

Z dostupných hodnot stereo potenciometrů lze zvolit například potenciometr s odporem dráhy $R_{POT}=100\text{ k}\Omega$

Dle (6.1) pro kontrolu spočítáme frekvenci F_H a F_D

$$F_H = \frac{1}{2\pi R_x C} = \frac{1}{2\pi \cdot 1500 \cdot 6.8 \cdot 10^{-9}} = 15603\text{ Hz}$$

$$F_D = \frac{1}{2\pi R_p C} = \frac{1}{2\pi \cdot 101500 \cdot 6.8 \cdot 10^{-9}} = 230.6\text{ Hz}$$

Pro určení jakosti poslouží (6.2). Jako regulační prvek využijeme potenciometru P_6 na pozici rezistoru R_6 . Rezistor R_Q nahradíme trimrem P_Q . Trimr P_Q nastavíme na vhodnou hodnotu tak, abychom byli schopni potenciometrem P_6 regulovat jakost v potřebném rozsahu. Pro maximální jakost $Q_{MAX}=4.5$ lze zvolit například

kombinaci $R_{PQ}=2000\Omega$
 $R_{P6}=25\text{ k}\Omega$. Tato jakost je dostačující, hodnotu $25\text{ k}\Omega$ lze volit jako

maximální hodnotu odporu odporové dráhy potenciometru P_6 . Pro univerzálnost regulace jakosti zvolíme hodnotu odporové dráhy trimru například $P_Q=10\text{ k}\Omega$, kde jakost $Q_{MAX}=4.5$ se získá regulací tohoto trimru na již zmíněný odpor 2000Ω . Při snižování odporu trimru P_Q se jakost zvyšuje, při snižování odporu potenciometru P_6 se naopak snižuje.

Po zapojení takto realizované pásmové propusti do již navrženého sumačního obvodu je zvlášť výhodné nastavit odpor trimru P_Q na nižší hodnotu, jelikož zvolený sumační obvod způsobuje pokles jakosti jak již svou topologií, tak úrovní korekce.

Závěr

Výroba oboustranné desky byla úspěšně realizována fotocestou v amatérských podmínkách. Pro expozici byla využita univerzální deska se 30ti UV LED. Po expozici, vyvolání a vyleptání byla oboustranná deska postříbřena ve stříbřicí lázni a po nanesení pájitelného laku osazena.

Hodnoty součástek byly dodrženy dle výsledků návrhových postupů v bakalářské práci. Všechny tyto postupy byly ověřovány simulací či případným matematickým výpočtem s využitím vhodného programu.

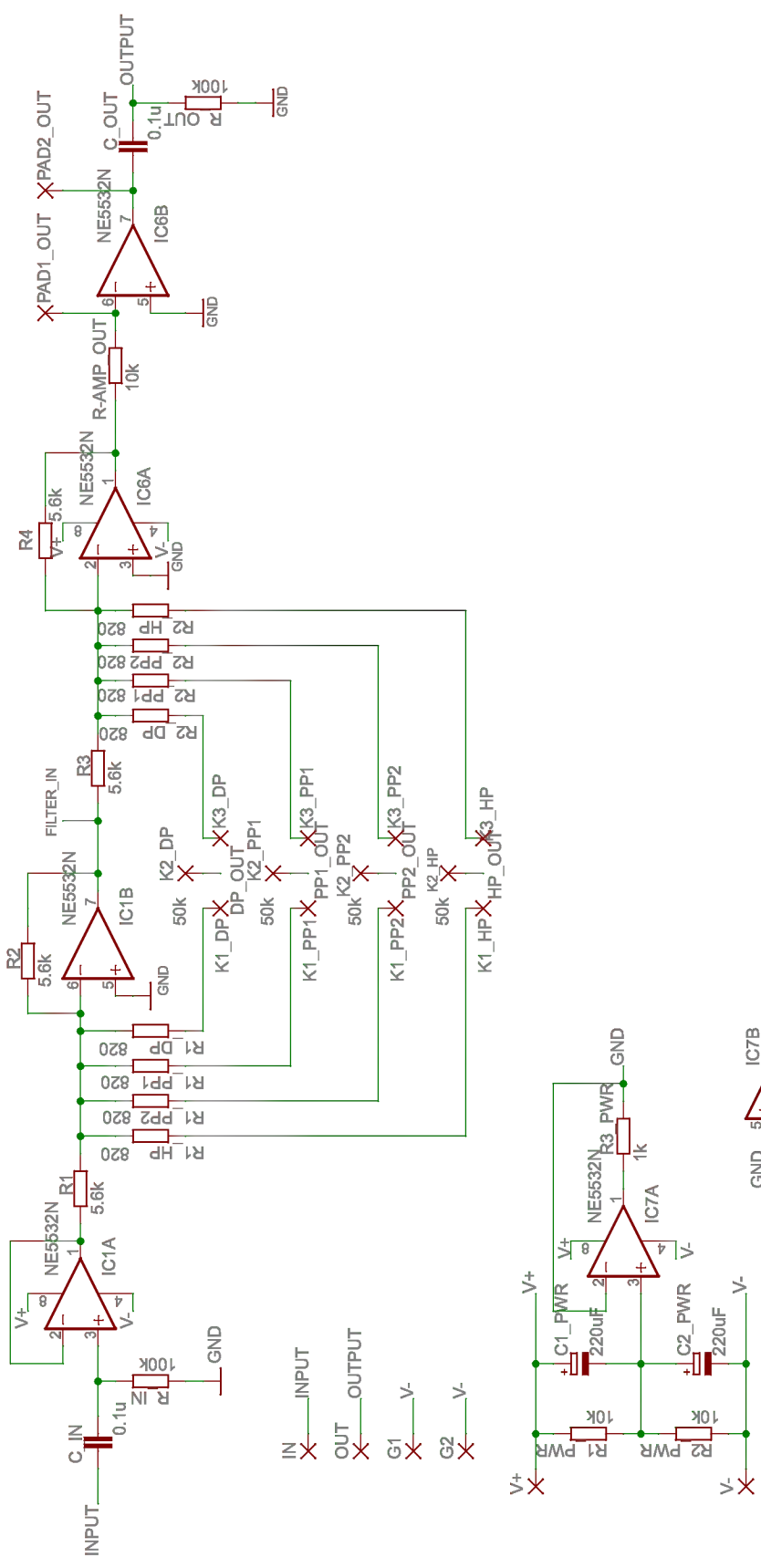
Obvod korektoru byl vybaven navíc jednoduchými filtry typu horní propust na vstupu a výstupu za účelem odstranění stejnosměrné složky. Dále byl na vstup korektoru přidán operační zesilovač v zapojení napěťového sledovače pro dosažení vysoké vstupní impedance a nízké výstupní impedance. Výstup korektoru byl dále doplněn operačním zesilovačem v invertujícím zapojení pro možnost snadné regulace výstupního napětí.

Napájení operačních zesilovačů bylo vyřešeno napěťovým děličem za pomoci dvou rezistorů, kde polovina napájecího napětí tvoří potenciál virtuální země. Další možností napájení je využití například nábojových pump za účelem získání záporné polarity napětí. Vzhledem k předchozí realizaci prototypů se však dané řešení ukázalo jako nevyhovující vzhledem ke vzniku rušení a potřebě velkého množství těchto obvodů pro dosažení patřičné symetrie napájení kvůli počtu operačních zesilovačů.

Schémata obvodů jsou spolu s náhledy desky umístěny v přílohách.

Seznam literatury a informačních zdrojů

- [1] HÁJEK, Karel, SEDLÁČEK, Jiří. *Kmitočtové filtry*. 1. vyd. Praha: BEN – technická literatura, 2002. 535 s.
- [2] DOLEČEK, Jaroslav. *Moderní učebnice elektroniky. 6. díl, Kmitočtové filtry, generátory signálu a převodníky dat*. 1. vyd. Praha: BEN – technická literatura, 2009. 272 s.
- [3] SÝKORA, Rudolf, KRUTÍLEK, František, VČELAŘ, Jaroslav. *Elektronické hudební nástroje a jejich obvody*. Vyd. 1. Praha: SNTL, 1981. 434s.
- [4] BOHN, Dennis, PENNINGTON, Terry. *Constant-Q Graphic Equalizers*. [online], RaneNote,Rane.Dostupnéz:
http://www.rane.com/pdf/ranenotes/Constant_Q_Graphic_Equalizers.pdf
- [5] KARKI, Jim. *Active Low-Pass Filter Design* [online], *Application Report*,Rev.B, Texas Instruments, September 2002



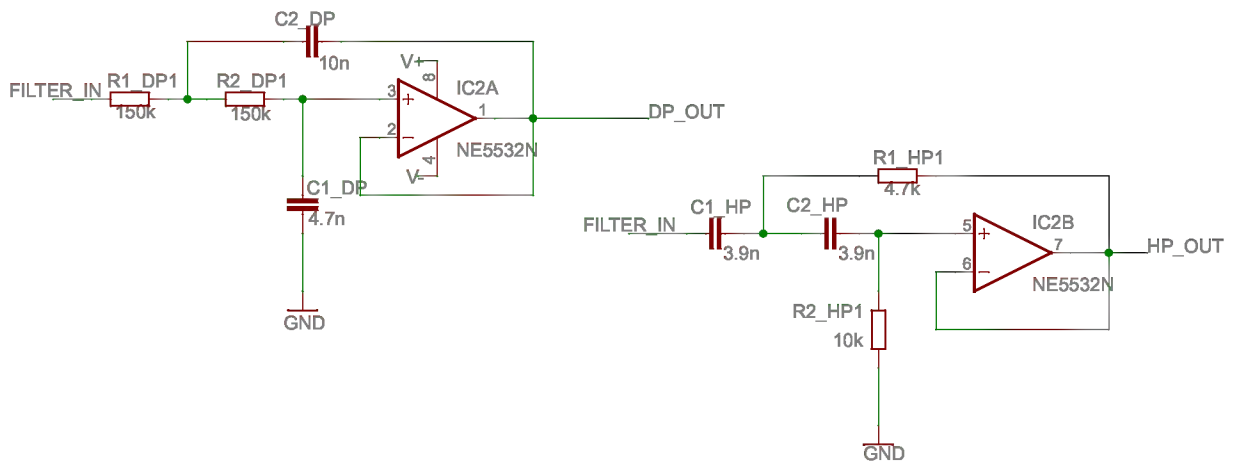
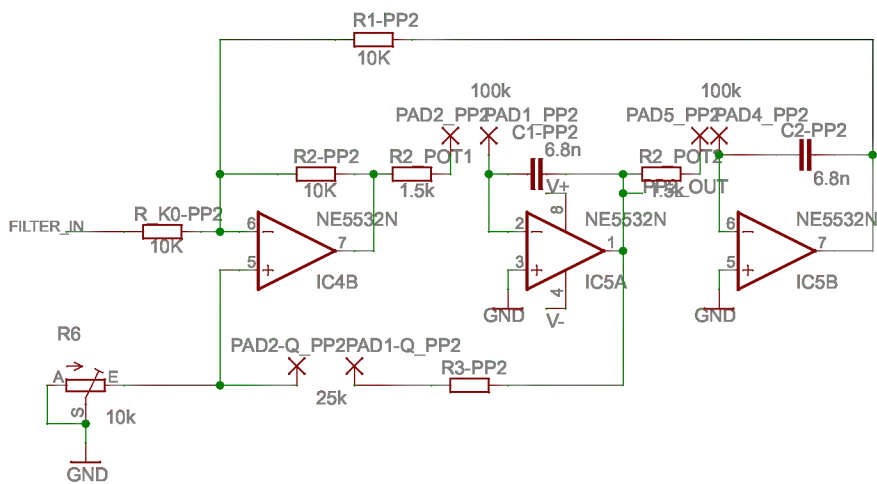
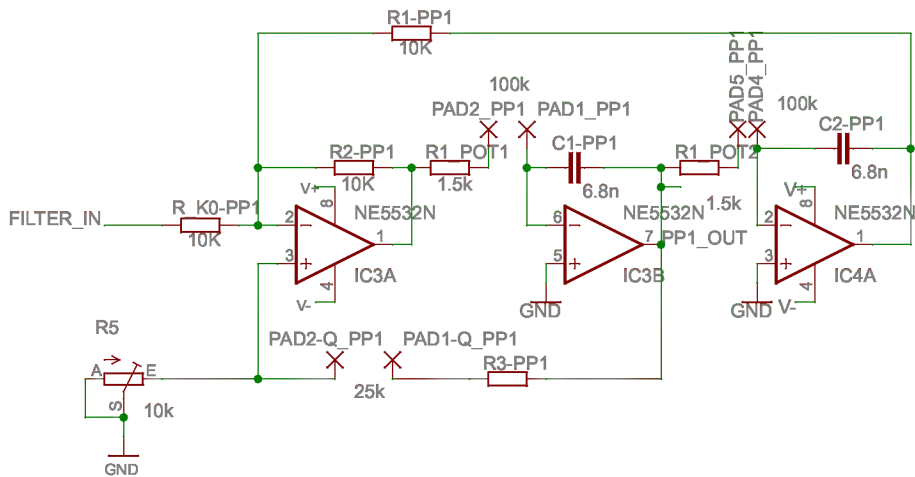
TITLE: Parametricky ekvalizer - 1cast

Document Number: -

REV:

Date: not saved!

Sheet: 1/1



TITLE: Parametricky ekvalizer - 2cast

Document Number:

REV:

Date: 7.6.2013 6:18:23

Sheet: 1/1

