



**FAKULTA
ELEKTROTECHNICKÁ
ČVUT V PRAZE**

Bakalářská práce

Analogový přeladitelný filtr se zesilovači OTA

Klára Pacalová

Vedoucí práce: Doc. Dr. Ing. Jiří Hospodka
Katedra teorie obvodů

Praha, Prosinec 2019

Prohlašuji, že jsem bakalářskou práci na téma Analogový přeladitelný filtr se zesilovači OTA vypracovala pod vedením vedoucího bakalářské práce samostatně za použití v práci uvedených pramenů a literatury. Dále prohlašuji, že tato bakalářská práce nebyla využita k získání jiného nebo stejného titulu.

V Praze dne 8. listopadu 2019

.....

Vysokoškolská závěrečná práce je dílo chráněné autorským zákonem. Je možné pořizovat z něj na své náklady a pro svoji osobní potřebu výpisy, opisy a rozmnoženiny. Jeho využití musí být v souladu s autorským zákonem a citační etikou.

A university thesis is a work protected by the Copyright Act. Extracts, copies and transcripts of the thesis are allowed for personal use only and at one's own expense. The use of thesis should be in compliance with the Copyright Act and the citation ethics.

© Klára Pacalová, 2019
Fakulta elektrotechnická
České vysoké učení technické v Praze
Technická 2
160 00 Praha 6
Česká republika

Abstrakt

Cílem práce je navrhnout zapojení analogového přeladitelného filtru se zesilovači OTA. Filtr je zvolen typu pásmová propust 4. řádu s Cauerovou aproximací. K realizaci byl použit LM13700 kvůli dostačující šířce pásma (2 MHz) a cenové dostupnosti. Mezní kmitočet byl zvolen v řádu stovek kHz, což umožňuje využití např. pro přenos rozhlasového vysílání v atmosféře, nebo ve *WSN - wireless sensor network*. Mezní kmitočet lze měnit vstupním proudem tekoucím do zesilovače a změnou transkonduktance g_m až v rozsahu několika dekad. Simulace pásmové propusti s OTA byla realizována v MultiSimu, výhodou zde byla možnost využití bloku LM13700 bez nutnosti modelovat obvod vstupním diferenčním stupněm a proudovými zrcadly. Syntéza filtru z matematického hlediska byla provedena v Maplu s knihovnami Syntfil a PraCAN vyvinutými katedrou teorie obvodů. K praktické realizaci DPS byl využit KiCad z důvodu multiplatformní podpory (Linux, macOS, Windows).

Klíčová slova: *transkonduktance, OTA, OTA-C, analogový filtr, pásmová propust, dolní propust*

The purpose of this thesis is to design a schematics of an analog filter with a variable cut-off frequency using OTA. Filter to design is specified to be a band-pass of fourth-order with Cauer approximation. For the realization was used LM13700 due to its comfortable bandwidth (2 MHz) and price affordability. The cut-off frequency was chosen in the range of hundreds of kHz, which can be used i.e. for transmission of radio broadcasting in the atmosphere, or for usage in *WSN - wireless sensor network*. The cut-off frequency can be changed by the input current flowing into the amplifier and by changing the transconductance value g_m for up to several decades. Simulation of a bandpass filter with OTA was realized in MultiSim, the advantage was the possibility to use the LM13700 block without the need to model the circuit with a differential input stage and current mirrors. Mathematically, filter synthesis was performed in Maple with the Syntfil and PraCAN libraries developed by the Department of Circuit Theory. For the practical realization of PCB was used KiCad because of its cross-platform support (Linux, macOS, Windows).

Klíčová slova: *transconductance, OTA, OTA-C, analog filter, band-pass, low-pass*

Zkratky

ARC	active RC
BP	band-pass
BS	band-stop
CC	current conveyor
CCI	current conveyor (first generation)
CCII	current conveyor (second generation)
DIDO	differential-input, differential-output
DP	dolní propust
DPS	deska plošných spojů
EKG	elektrokardiogram
GBP	gain bandwidth product
GIC	general impedance converter
HD	harmonic distortion
HP	horní propust
HP	high-pass
IC	integrated circuit
LP	low-pass
PAN	personal area network
OTA	operational transconductance amplifier
OZ	operační zesilovač
PCB	printed circuit board
PP	pásmová propust
PZ	pásmová zadrž
RF	radio frequency
SISO	single-input, single-output
SNR	signal-to-noise ratio
SR	slew rate
THD	total harmonic distortion

UGBW

unity gain bandwidth

WSN

wireless sensor network

Obsah

1	Úvod	1
1.1	Analogové filtry	1
1.2	Butterworthova aproximace	3
1.3	Čebyševova aproximace	4
1.3.1	Typ I	4
1.3.2	Typ II	4
1.4	Besselova aproximace	4
1.5	Cauerova (eliptická) aproximace	4
1.5.1	Cauerova (eliptická) aproximace typu A	5
1.5.2	Cauerova (eliptická) aproximace typu B	5
1.5.3	Cauerova (eliptická) aproximace typu C	5
1.6	Srovnání typů aproximací	5
2	Transkonduktanční zesilovače (OTA)	6
2.1	Proudový konvektor druhé generace s OTA	7
2.2	IC s OTA	9
3	Náhrada prvků	12
3.1	Základní bloky	13
3.2	Odvození DP 2. řádu	14
4	Simulace	15
4.1	Dolní a pásmová propust 2. řádu, 4. řádu	15
5	Výsledky simulace	18
6	Návrh v Maple	24
6.1	Příčkové LC filtry	26
6.2	Gyrátory	27
6.3	Výpočet prvků LC filtru a přenosových funkcí	27
6.4	ARC syntéza	29
6.5	Kaskádní syntéza	31
6.6	Návrh funkční simulací	31
6.7	Vliv zátěže na funkci obvodu	31
6.8	Ladění filtru	33
6.9	Zhodnocení funkčnosti	33
7	Praktická část	35
8	Závěr	37

Seznam obrázků

1	Toleranční schéma dolní propusti (DP), horní propusti (HP), pásmové propusti (PP) a pásmové zadrž	2
2	A) Násobení přenosů - pásmová propust, B) Sčítání přenosů - pásmová zadrž	3
3	Typy aproximací (DP)	3
4	OTA - schematické značky	6
5	Linearizovaný model reálného OTA	6
6	OTA-C	7
7	Ztrátový OTA-C	7
8	CCII symbol	7
9	Integrátor s CCII a OTA	8
10	CCII s \pm výstupem založený na OTA	8
11	Základní CMOS transkonduktance a) jeden výstup b) diferenční výstup	9
12	Single input single output OTA (SISO) založený na CCII	9
13	Fully differential OTA (DIDO) založený na CCII a napětovém bufferu	10
14	Pinout LM13700M	11
15	Vnitřní schéma OTA	11
16	Náhradní obvod pro uzemněný rezistor	12
17	Náhradní obvod pro neuzemněnou indukčnost	12
18	Náhradní obvod pro indukčnost	13
19	Základní bloky s OTA	13
20	Dolní propust 2. řádu	14
21	Obecná OTA struktura pro bikvad	15
22	Zjednodušená verze bikvadu OTA-C	16
23	Kaskádní zapojení	17
24	Obecná OTA struktura pro bikvad	18
25	Amplitudová a fázová charakteristika DP,PP,HP	18
26	Schéma zapojení DP 2. řádu, PP 1. řádu	19
27	Amplitudová a fázová charakteristika DP 2. řádu, PP 1. řádu	19
28	Amplitudová a fázová charakteristika DP 2. řádu, PP 1. řádu	20
29	Schéma zapojení DP 4. řádu, PP 2. řádu	20
30	Amplitudová a fázová charakteristika DP 4. řádu	21
31	Amplitudová a fázová charakteristika PP 2. řádu	21
32	Schéma zapojení PP 4. řádu	21
33	Amplitudová a fázová charakteristika PP 4. řádu	22
34	Amplitudová a fázová charakteristika DP 2. řádu, PP 1. řádu	22
35	Amplitudová a fázová charakteristika DP 4. řádu, PP 2. řádu	23
36	Amplitudová a fázová charakteristika PP 4. řádu	23
37	Toleranční schéma navrhované pásmové propusti	25
38	Modulová frekvenční charakteristika NDP	25
39	Pasivní dolní propust n-tého řádu s π články	26
40	Pasivní dolní propust n-tého řádu s T články	26
41	Neuzemněný induktor realizovaný kapacitorem a dvěma gyrátory	27
42	Modulová frekvenční charakteristika NDP - LC příčkový filtr	28
43	Schéma LC příčkové struktury	28
44	Modulová frekvenční charakteristika LC struktury (červená) a LC struktury s konečnou hodnotou jakostí cívek (zelená)	29
45	Výsledné schéma	32
46	Amplitudová a fázová charakteristika PP 4. řádu	32
47	THD analýza PP 4. řádu	34
48	THD analýza výsledného obvodu	34
49	Schéma zapojení napětového zdroje pro vstupní externí proud	35
50	Schéma obvodu v Altium	35
51	PCB layout	36

Seznam tabulek

1	Přehled aproximací podle tvaru aproximační funkce v propustném i nepropustném pásmu	5
2	Porovnání integrovaných obvodů s jedním OTA	10
3	Porovnání integrovaných obvodů se dvěma OTA	10

1 Úvod

Mezní kmitočet navrhovaného filtru byl zvolen v řádu stovek kHz, což umožňuje využití např. pro přenos rozhlasového vysílání v atmosféře, nebo monitorování EKG přenosným zařízením (literatura [1]).

Kmitočet zvolený pro návrh filtru v řádu stovek kHz odpovídá dlouhým a středním vlnám. Dlouhé vlny (30 – 300 kHz, čemuž odpovídá délka vlny 1 – 10 km) obtékají nerovnosti a jdou za obzor bez nutnosti odrazu. Dnes na dlouhých vlnách vysílá jen několik národních rozhlasových vysílačů velkých států a pásmo se hlavně využívá pro takové účely, kde je na prvním místě spolehlivost a výhody pozemní vlny. To jsou například frekvenční a časové standardy (DCF77 – rádiová stanice vysílající dlouhovlnný tzv. frankfurtský časový signál), radiomajáky, případně i komunikace s ponorkami (literatura [2]). Střední vlny (525 – 1705 kHz, což odpovídá vlnovým délkám 186 – 577 m) mají menší dosah a často u nich dochází k jednomu odrazu od atmosféry. Lépe se ohýbají za přírodními překážkami a jsou vhodné pro vysílání v okruhu stovek kilometrů (literatura [3]).

Po zvýšení mezního kmitočtu, aby odpovídal standardu ZigBee, možné využití ve WSN (*Wireless Sensor Network*) pro monitorování dat z environmentálních senzorů v dané lokalitě. WSN běžně používá standard ZigBee s frekvencemi 868 MHz, 902–928 MHz a 2,4 GHz. ZigBee patří do skupiny bezdrátových sítí PAN (*Personal Area Networks*) a je určena pro spojení nízkovýkonových zařízení v těchto sítích na malé vzdálenosti (do 75 metrů). Umožňuje komunikaci i na větší vzdálenosti bez přímé radiové viditelnosti jednotlivých zařízení. Do této skupiny sítí patří i velmi rozšířený IEEE 802.15.1 – Bluetooth (literatura [4]). Také je možné použití pro vysokorychlostí širokopásmové RF filtry (frekvenční pásmo v řádech Mhz – GHz). Toto pásmo se používá např. pro televizní a rádiové vysílání a bezdrátovou komunikaci (mobilní telefony, Wi-Fi).

Mezní kmitočet a zesílení lze pomocí vstupního proudu tekoucího do zesilovače a pomocí změny transkonduktance g_m měnit v rozsahu několika dekád. Při návrhu filtru s OTA není použita zpětná vazba – její absence je výhodná z hlediska stability a kmitočtového rozsahu. Nevýhodou je nízké stejnosměrné zesílení, vysoký šum a také nelinearity, které závisí na vstupním externím proudu. Vstupní a výstupní impedance, SR (*slew rate* – rychlost přeběhu OZ) a maximální proud na výstupu jsou také závislé na vstupním proudu.

1.1 Analogové filtry

Filtry jsou určeny k potlačení nebo zvýraznění určité části kmitočtového spektra signálu. Jsou to obvody s kmitočtově závislou přenosovou funkcí (pro napěťový přenos $H_s(p) = U_{out}(p)/U_{in}(p)$). Základní rozdělení je na dolní propust (DP, anglicky *low-pass* - LP), horní propust (HP, *high-pass* - HP), pásmovou propust (PP, *band-pass* - BP) a pásmovou zadrž (PZ, *band-stop* - BS).

Filtry patří mezi základní stavební bloky pro zpracování přijímaných signálů. V radiotechnice je časté použití pásmových propustí pro výběr přijímaných signálů a redukci nežádoucích frekvencí (vstupní obvody přijímačů, mezifrekvenční filtry), dolních propustí a horních propustí jako výhybek pro rozdělení kmitočtových pásem v anténních obvodech a předzesilovačích, pásmových zadržích pro potlačení rušících signálů – vysílače blokují harmonické frekvence, které interferují, dolní propustí pro různé typy demodulátorů apod. Podobné použití filtrů můžeme hledat i v oblasti telekomunikace (literatura [5]). V elektroakustice se používají hojně korekční filtry pro efektivní reprodukci zvuku reproduktory (korektory hloubek, výšek, pásmové korektory apod.), filtry se systémem omezení šumu (Dolby).

Zvláštní skupinu aplikací tvoří filtry dolní propust v systémech pro převod analogového signálu na číslicový. Aby byl splněn vzorkovací teorém, je nutné požit antialiasingový filtr, který omezí vniknutí rušivého spektra do užitečného signálu a na výstupu se používá rekonstrukční filtr (literatura [6]). Také je možné použití pro předvzorkování u A/D převodníku.

Dolní propust nepropouští na výstup vstupní signál nad frekvencí f_s , signál v propustném pásmu zůstává beze změny nebo zesílený. Základní pasivní dvojbranné zapojení je ke vstupu sériově zapojený rezistor a k této větvi paralelně kapacitor. Tento RC člen (integrační členek) se zvyšující se frekvencí snižuje svou vstupní impedanci. Přenosová funkce v nekonečnu je nulová.

Obecná přenosová funkce filtru typu dolní propust je

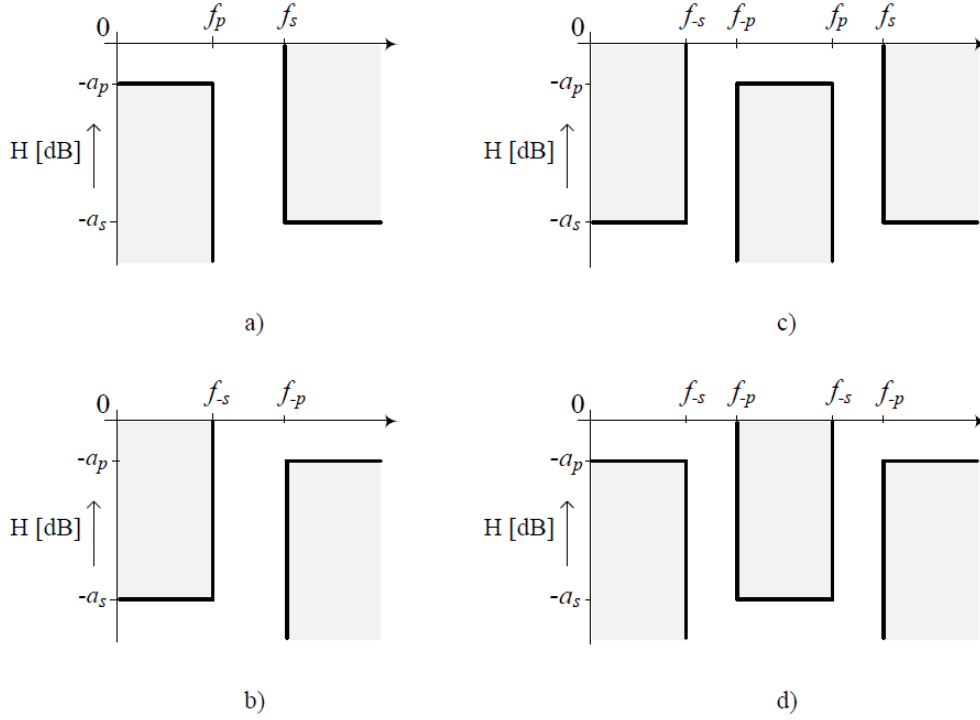
$$H(p) = \frac{H_0}{\prod_{i=1}^n (1 + a_i s + b_i s^2)}, \quad (1)$$

kde n je řád filtru.

Dolní propust druhého řádu má přenos v nekonečnu nulový $H_\infty = 0$. Přenosová funkce je

$$H(p) = \frac{H_0 \omega_c^2}{(p)^2 + \frac{\omega_c}{Q} p + \omega_c^2}. \quad (2)$$

Horní propust nepropouští signály o nízkých frekvencích. Nejjednodušší zapojení je RC člen (derivační členek), kdy kapacitor je zapojen sériově se zdrojem a k této větvi paralelně rezistor. Pro toto zapojení reaktance



Obrázek 1: Toleranční schéma pro a) dolní propust (DP), b) horní propust (HP), c) pásmovou propust (PP) a d) pásmovou zádrž (PZ)[7]

kapacitoru se zvyšující se frekvencí klesá. Přenosová funkce ideálního derivačního článku je v nule nulová. Obecná přenosová funkce filtru typu horní propust je

$$H(p) = \frac{H_\infty}{\prod_{i=1}^n (1 + \frac{a_i}{s} + \frac{b_i}{s^2})}, \quad (3)$$

kde n je řád filtru.

Horní propust druhého řádu (s každým řádem s pokles mění o 20 dB/dek) má přenos v nule nulový $H_0 = 0$. Přenosová funkce je

$$H(p) = \frac{H_\infty(p)^2}{(p)^2 + \frac{\omega_c}{Q}(p) + \omega_c^2}. \quad (4)$$

Pásmová propust propouští pásmo určené dvěma kmitočty. Pasivní pásmové propusti nedosahují účinnosti větší než 1. Jsou složeny z integračního článku (RC - dolní propust) a derivačního článku (CR - horní propust). Ideální pásmová propust má přenos v nule i nekonečnu nulový.

Pásmová propust má přenos v nule i nekonečnu nulový $H_0 = H_\infty = 0$. Přenosová funkce je

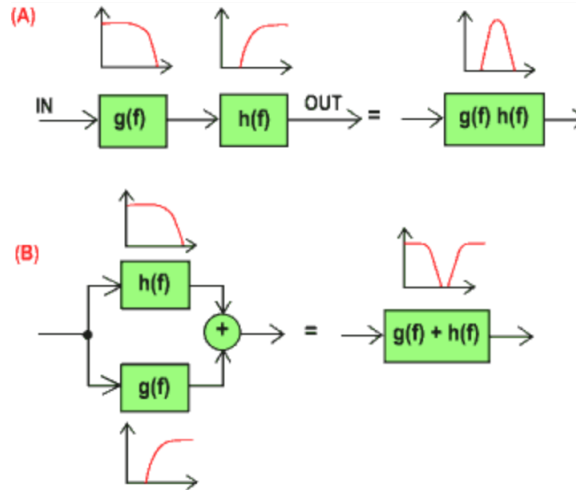
$$H(p) = \frac{H_B \frac{\omega_c}{Q}(p)}{(p)^2 + \frac{\omega_c}{Q}(p) + \omega_c^2}. \quad (5)$$

Pásmová zádrž nepropouští kmitočty pásma definovaného dvěma kmitočty. Pasivní zapojení je složeno ze dvou rezistorů a kapacitorů. Má vždy ztrátový přenos. Ideální pásmová zádrž má přenosovou funkci v nule stejnou jako v nekonečnu.

Podle rozložení nul a pólů jmenovatele rozlišujeme různé aproximace. Koeficienty filtru a_i, b_i (viz rovnice 1, 3) určují zesílení v propustném pásmu. Činitel jakosti udává míru ztrát v rezonančním obvodu a je definován jako $Q = \sqrt{b_i}/a_i$. Čím větší Q je obdrženo, tím spíš bude filtr nestabilní. U cívek je nositelem ztrát zejména odpor vodiče, kterým jsou navinuty. U kondenzátorů určují Q hlavně dielektrické ztráty použitého dielektrika (literatura [6]).

Pro následující charakteristiky také zadefinujeme fázový posuv a skupinové zpoždění. Fázový posuv výstupního napětí filtru vzhledem k jeho vstupnímu napětí je úměrný řádu filtru a kmitočtu.

$$\phi_n(\omega) \approx \arctg(n \frac{\omega}{\omega_0}) \approx n \frac{\omega}{\omega_0} \quad (6)$$

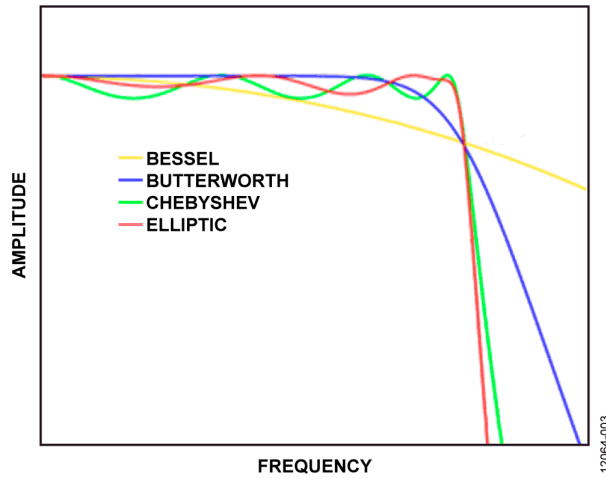


Obrázek 2: A) Násobení přenosů - pásmová propust, B) Sčítání přenosů - pásmová zádrž [8]

V rovnici 6 je n řád filtru a ω_0 mezní kmitočet.

Skupinové zpoždění filtru je definované poměrem změny fáze ke změně úhlového kmitočtu a je přímo úměrné řádu filtru a kmitočtu.

$$T_{DPn}(\omega) = \frac{d\phi}{d\omega} = -\frac{n}{\omega_0} \quad (7)$$



Obrázek 3: Typy aproximací (DP)[9]

1.2 Butterworthova aproximace

Podle literatury [7] má Butterworthova aproximace maximálně plochou amplitudovou charakteristiku v propustném pásmu. Frekvenční charakteristika má sklon daný počtem pólů a pro její posouzení je užíváno skupinové zpoždění (derivate fáze podle frekvence). Pro Butterworthovu aproximaci je skupinové zpoždění nezvlněné v propustném pásmu. Přechodová charakteristika má mírný překmit, zvyšující se s řádem filtru. Zesílení $G(\omega)$ je kmitočtově závislé a odpovídá absolutní hodnotě přenosové funkce $H(p)$.

$$G(\omega) = |H(p)| = \frac{1}{\sqrt{1 + \epsilon^2 \frac{\omega}{\omega_c}^{2n}}}, \quad (8)$$

kde ϵ je poměrné zvlnění kmitočtové charakteristiky v propustném pásmu (*faktor zvlnění*), n je řád filtru a ω_c mezní kmitočet (nastává při útlumu -3 dB). Pro $\omega_c = 1$ je faktor zvlnění $\epsilon = 1$.

1.3 Čebyševova aproximace

Čebyševova aproximace má strmější pokles, což vede k užití nižšího řádu filtru. Zato má ale zvlněnou frekvenční charakteristiku v propustném pásmu.

1.3.1 Typ I

Vyjádření modulové charakteristiky pro tuto aproximaci je dáno jako

$$G(\omega) = |H(p)| = \frac{1}{\sqrt{1 + \epsilon^2 T_n^2 \frac{\omega}{\omega_c}^{2n}}}, \quad (9)$$

kde T_n je Čebyševův polynom, ϵ je poměrné zvlnění, n je řád filtru a ω_c mezní kmitočet. Čebyševův polynom je definován vztahem $2\omega^2 - 1$ pro $n = 2$. Obecně jsou to kořeny Chebyshevových diferenciálních rovnic

$$(1 - x^2)y'' - xy' + n^2y = 0 \quad (10)$$

$$(1 - x^2)y'' - 3xy' + n(n + 2)y = 0. \quad (11)$$

1.3.2 Typ II

Typ II je nazýván také jako inverzní Čebyševova aproximace. V praxi není příliš používán, jelikož nemá tak rychlý pokles jako typ I a k jeho realizaci je třeba více prvků. Nemá zvlnění v propustném pásmu, zato v zádržném ano. Zesílení je definováno jako

$$G(\omega, \omega_c) = \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{1}{\epsilon^2 T_n^2 \frac{\omega}{\omega_c}^{2n}}}}, \quad (12)$$

kde T_n je Čebyševův polynom, ϵ je poměrné zvlnění, n je řád filtru a ω_c mezní kmitočet.

1.4 Besselova aproximace

Besselova aproximace se používá v telekomunikační technice v případech, kdy je požadováno zachování tvaru signálu. Amplitudová charakteristika v nepropustném pásmu je velmi plochá. Koefficienty polynomu jsou zvoleny tak, aby fázová charakteristika v pásmu okolo kritické frekvence byla maximálně lineární. Nevýhodou je poměrně malá strmost modulové charakteristiky. Ta je pro Besselovu aproximaci dána vztahem

$$G(\omega) = |H(p)| = \frac{\Theta_n(0)}{\Theta_n(\frac{p}{\omega_c})}, \quad (13)$$

kde Φ_n je Besselův polynom a ω_c mezní kmitočet. Besselův polynom je definován součtem řady (Grosswald 1978, Berg 2000)

$$\Theta_n(x) = x^n y_n\left(\frac{1}{x}\right) = \sum_{k=0}^n \frac{(n+k)!}{(n-k)!k!} \frac{x^{n-k}}{2^k}. \quad (14)$$

Pro filtr druhého řádu platí

$$G(\omega) = |H(p)| = \frac{3}{\sqrt{\omega^4 + 3\omega^2 + 9}}. \quad (15)$$

1.5 Cauerova (eliptická) aproximace

Cauerova aproximace (eliptická) má nejstrmější pokles, při jejím užití jsou voleny nižší řády filtru. Pokud se zvlnění v zádržném pásmu blíží nule, filtr se stává Čebyševovým (výše zmíněný - typ I). Opačně je tomu v propustném pásmu - přiblížením k nule se filtr stává inverzním Čebyševovým (typ II). Pokud se obě hodnoty zvlnění blíží k nule, filtr se stává Butterworthovým. Kmitočtová charakteristika je dána vztahem

$$G(\omega) = |H(p)| = \frac{1}{\sqrt{1 + \epsilon^2 R_n^2(\zeta, \frac{\omega}{\omega_c})}}, \quad (16)$$

kde ϵ je faktor zvlnění, R_n eliptická racionální funkce n -tého řádu, ζ selektivní faktor a ω_c mezní kmitočet. Pokud pro selektivní faktor platí $\zeta \rightarrow \infty$, filtr se stává Čebyševovým (typ I).

Protože se, podobně jako u Čebyševovy aproximace, liší odvození pro liché a sudé stupně, jsou pro ně různé postupy. Pro lichý stupeň existuje pouze jedna varianta, pro sudý tři varianty (A, B, C), které se liší průběhem aproximační funkce - viz literatura [10].

1.5.1 Cauerova (eliptická) aproximace typu A

Má stejný počet pólů a nul aproximující funkce. Je realizována jako LC filtr (Sekce 6.1) pouze s vázanými induktory.

1.5.2 Cauerova (eliptická) aproximace typu B

Jedná se o posun útlumového pólu z konečného kmitočtu k nekonečnu, tedy dále od propustného pásma. Tato úprava vede ke snížení strmosti přechodu od propustného k nepropustnému pásmu. Je to obdoba postupu u inverzní Čebyševovy aproximace.

1.5.3 Cauerova (eliptická) aproximace typu C

Vhodnou transformací, která vede na nulovou hodnotu přenosu v nulovém kmitočtu, získáme navíc proti variantám A, B i shodné zakončovací odpory v případě LC realizace (Sekce 6.1). Je to obdoba postupu u Čebyševovy aproximace.

1.6 Srovnání typů aproximací

Podle literatury [10] není z hlediska zápisu přenosové funkce rozdíl mezi Butterworthovou a Čebyševovou aproximací, přestože jedna má v propustném pásmu hladký a druhá zvlněný průběh. Přenosová funkce má v čitateli konstantu a ve jmenovateli polynom (odtud společné označení polynomiální aproximace).

Oproti tomu volba průběhu v nepropustném pásmu tvar přenosové funkce mění. Pokud je průběh monotónní (Butterworthova, Čebyševova aproximace), jedná se o podíl konstanty a polynomu. Je-li průběh v nepropustném pásmu zvlněný, tvoří přenosovou funkci podíl dvou polynomů. Pro běžné aproximace (Cauerova, inverzní Čebyševova) je v čitateli sudý polynom ve tvaru $\prod_i (p^2 + \omega_i^2)$.

Volbou kombinace hladkého a zvlněného průběhu v propustném a nepropustném pásmu získáme různé vlastnosti.

Tabulka 1: Přehled aproximací podle tvaru aproximační funkce v propustném i nepropustném pásmu [10]

Propustné pásmo	Nepropustné pásmo	Příklad aproximace
hladká	hladká	Butterworthova
zvlněná	hladká	Čebyševova
hladká	zvlněná	inverzní Čebyševova
zvlněná	zvlněná	Cauerova

2 Transkonduktanční zesilovače (OTA)

Podle literatury [19] se v telekomunikacích používají filtry v rozsahu kmitočtů desítek až stovek megahertz, v bezdrátové komunikaci až v řádu gigahertz. Běžné RC filtry by neměly být užívány ve frekvenčním rozsahu nad 5–10 % ω_c - tedy v tomto rozsahu používaném v telekomunikačních technologiích nemají předvídatelné průběhy. Krom toho ve spínacích CMOS, kde rezistory běžně nejsou dostupné, jsou potřeba zesilovače s velkou šířkou pásma a zároveň vysokým zesílením. Dodržení těchto požadavků je náročné a drahé. Dalším extrémem pro analogové integrované filtry jsou telefonní linky, kde jsou kmitočtové rozsahy sice nízké, ale je požadována nízká cena a vysoká přesnost.

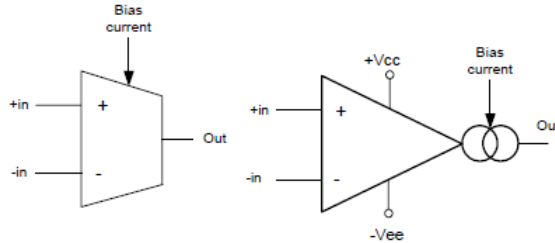
Pro nízké frekvence se ke splnění těchto požadavků používají obvody se spínanými kapacitami (SC). Přepínaný kapacitor se chová jako rezistor, tudíž časová konstanta RC je definována poměrem kapacitorů a hodinovou (CLK) frekvencí, se kterou jsou přepínány. Pro vysokofrekvenční aplikace (až v řádu gigahertz) se používají MOSFET-C filtry.

Další z možných prvků, které jsou dostupné jak pro nízkofrekvenční aplikace, tak pro kmitočtový rozsah stovek megahertz, jsou transkonduktanční zesilovače. Jejich kmitočtové vlastnosti umožňují využití při konstrukci ARC (*Active RC*) filtrů v pracovním kmitočtovém pásmu do cca 10 MHz a se speciálně konstruovanými OTA až do 100 MHz.

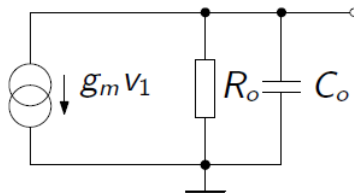
Transkonduktanční zesilovače (označují se též jako OTA (*Operational Transconductance Amplifiers*) jsou napětím řízené zesilovače s proudovým výstupem - zdroje proudu

$$i_{out} = g_m(u_+ - u_-), \quad (17)$$

kde u_+ a u_- jsou napětí invertujícího a neinvertujícího vstupu. Transkonduktance je řízena externím proudem I_{ABC} (*Bias Current*). Ideální OTA má kmitočtově nezávislou transkonduktanci g_m (na rozdíl od reálného, který je kmitočtově závislý). Ideální OTA má také nekonečnou vstupní a výstupní impedanci. Připojením zátěže R_z



Obrázek 4: OTA - schematické značky [11]



Obrázek 5: Linearizovaný model reálného OTA [12]

na výstup bylo získáno napětí naprázdno

$$u_{out} = R_z g_m(u_+ - u_-) = G_0(u_+ - u_-), \quad (18)$$

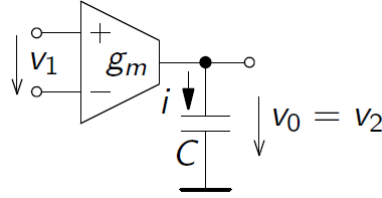
kde G_0 je zesílení. Ze vztahu 18 plyne, že zesílení je konečné a mezi vstupy je nenulové napětí. Po připojení kondenzátoru jako zátěže byl získán bezetrátový integrátor s přenosem

$$H(s) = \frac{v_2}{v_1} = \frac{g_m}{pC} \quad (19)$$

a napětím na výstupu

$$v_0(t) = \frac{1}{C} \int i(t) dt = \frac{1}{C} \int g_m v_1(t) dt. \quad (20)$$

Toto zapojení integrátoru s uzemněným kondenzátorem se označuje jako OTA-C.

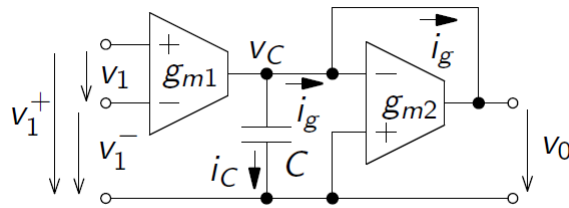


Obrázek 6: OTA-C [12]

Ztrátový integrátor lze utvořit sériovým zapojením dalšího OTA jako odporu se zápornou zpětnou vazbou. Rozdíl mezi ideálním a ztrátovým integrátorem lze pozorovat i v modulové charakteristice - pro ztrátový je konstantní a pak teprve lineárně klesá se sklonem -20 dB/dek.

Po doplnění ztrátové vodivosti, kterou zde simuluje druhý zesilovač, paralelně k integrační kapacitě, byl obdržen vztah pro výstupní napětí

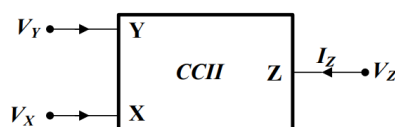
$$v_0(t) = \frac{g_{m1}}{sC + g_{m2}} (v_1^+ - v_1^-). \quad (21)$$



Obrázek 7: Ztrátový OTA-C [12]

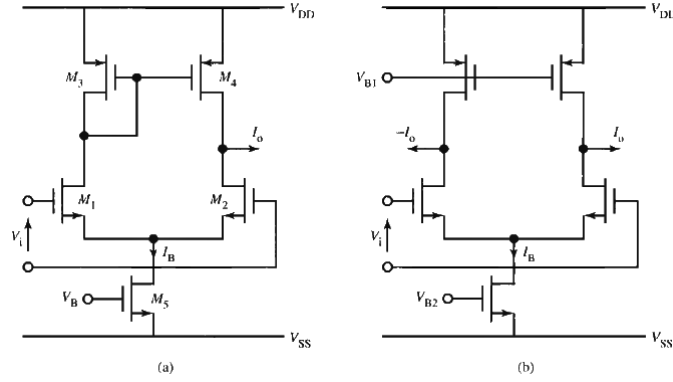
2.1 Proudový konvektor druhé generace s OTA

Podle literatury [15] je jeden z nejzákladnějších bloků v oblasti analogových obvodů v proudovém módu proudový konvektor (*current conveyor (CC)*). Princip CC první generace byl popsán v roce 1968 (K. C. Smith, A. S. Sedra [13]). CCI byl následně nahrazen univerzálnější druhou generací v roce 1970 (CCII)[14]. Obvody s CC se používaly především v zapojeních s bipolárními tranzistory kvůli jejich vysoké transkonduktanci (v porovnání s CMOS). Jsou to operační zesilovače s proudovou zpětnou vazbou (např. MAX477, MAX4112). Proudové konvektory (*Current conveyors*) jsou používány ve vysokofrekvenčních obvodech, kde je problematické použití běžných operačních zesilovačů, protože jsou limitovány násobkem šířky pásma a zesílení (*gain-bandwidth product*). Je to struktura s třemi vstupy. Proudovým konvejorem lze také jednoduše realizovat integrátor. Pro výstupní napětí

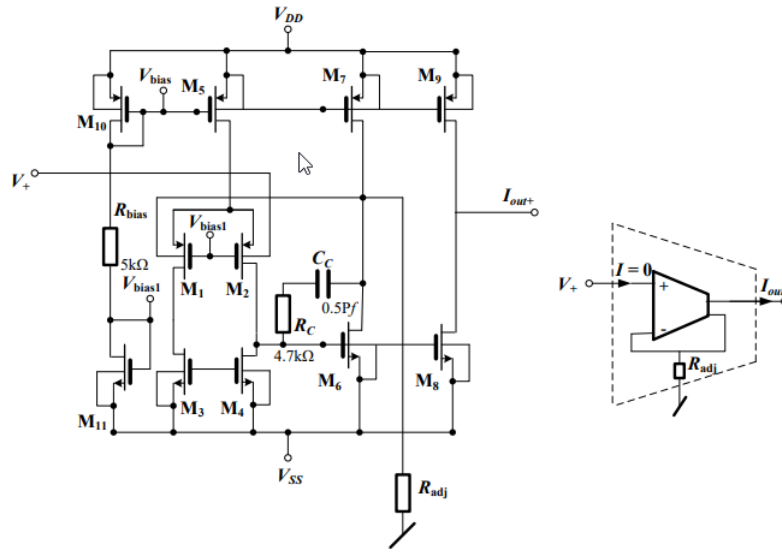


Obrázek 8: CCII symbol [15]

8



Obrázek 11: Základní CMOS transkonduktance a) jeden výstup b) diferenční výstup [19]



Obrázek 12: Single input single output OTA (SISO) založený na CCII [15]

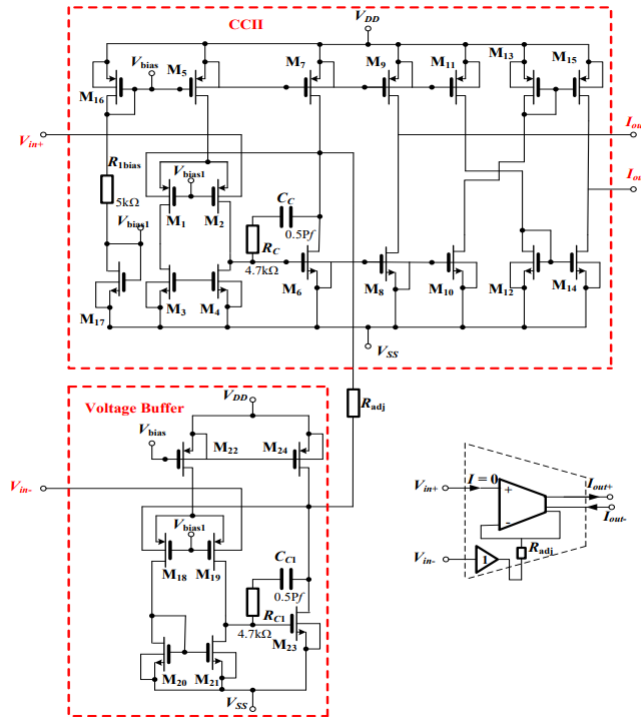
2.2 IC s OTA

OTA bývá nejčastěji implementován v unipolární monolitické technologii (CMOS) a v případě, že se jedná o reálný prvek, má převážně kapacitní charakter (vstupní impedance se stává kapacitou). Integrované obvody se vyrábí buď s jedním nebo dvěma zesilovači v pouzdře. Varianty s jedním operačním zesilovačem jsou např. OPA615, OPA860 a novější OPA861. Všechny součástky s jedním OTA mají velkou šířku pásma (v řádech stovek MHz), cenově vychází na 75–280 Kč. IC s dvěma zesilovači v pouzdře mají užší šířku pásma (2 MHz), menší rychlost přeběhu (50 V/ μ s), mnohem menší výstupní proud (650 μ A) i offset vstupního napětí a operují při cca 4x nižších proudech. Cenové rozpětí je 25–65 Kč. *Gain bandwidth product (GBP)* v tabulce je získán vynásobením hodnoty kmitočtu dominantního pólu celkovým zesílením. Například, podle literatury [11], je-li navrhován zesilovač se zesílením G , je hodnota mezního kmitočtu pro pokles 3 dB dána vztahem

$$f_m = \frac{GBP}{G}. \quad (25)$$

Pro jednotkové zesílení je hodnota mezního kmitočtu rovna GBP.

Pro realizaci přeladitelného filtru byl zvolen LM13700. Vnitřní zapojení LM13700 na obrázku 2.2 obsahuje symetrický rozdílový zesilovací stupeň (tranzistory Q4, Q5), který je napájen řízeným zdrojem proudu s tranzistorem Q2. Tento diferenční stupeň pracuje jako měnič vstupního rozdílového napětí na diferenční proudový signál, který je převeden proudovými zrcadly (*Current Mirror*) na výstupní svorky obvodu. Proudová zrcadla zde tvoří dvojice diod a tranzistorů - referenční proud tekoucí v jedné větvi obvodu se „zrcadlí“ v jeho druhé větvi. Principiálně jsou to zdroje proudu řízené proudem (viz literatura [20])



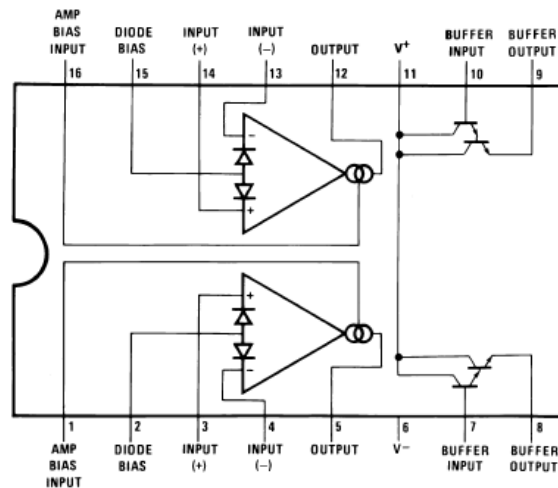
Obrázek 13: Fully differential OTA (DIDO) založený na CCII a napětovém bufferu [15]

	GBP - Gain Bandwidth Product	SR - Slew Rate	Output Current per Channel	I_b - Input Bias Current	V_{os} - Input Offset Voltage	Operating Supply Current	Forward Transconductance Min	Supply Voltage
OPA615	710 MHz	2.5 kV/ μ s	5 mA	3 μ A	40 mV	13 mA	65 mA/V	8–12.4 V
OPA860	470 MHz	3.5 kV/ μ s	15 mA	5 μ A	12 mV	11.2 mA	80 mA/V	5–13 V
OPA861	400 MHz	900 V/ μ s	15 mA	1 μ A	12 mV	5.4 mA	65 mA/V	4–12.6 V

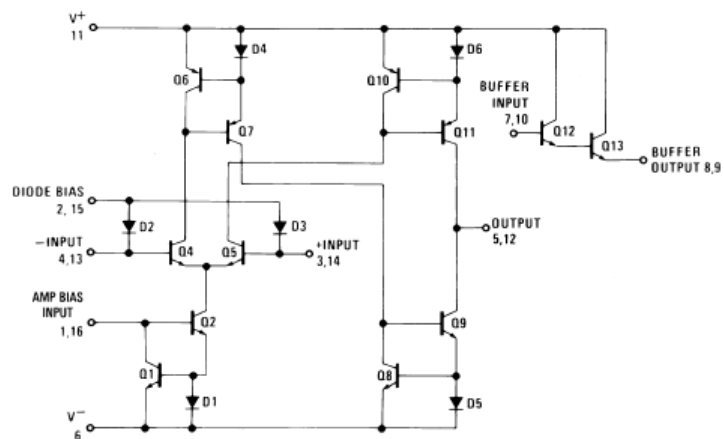
Tabulka 2: Porovnání IC s jedním OTA [16]

	GBP - Gain Bandwidth Product	SR - Slew Rate	Output Current per Channel	I_b - Input Bias Current	V_{os} - Input Offset Voltage	Operating Supply Current	Forward Transconductance - Min	Supply Voltage
LM13700	2 MHz	50 V/ μ s	650 μ A	5 μ A	4 mV	1.3 mA	6700 μ S	10–36 V
NE5517	2 MHz	50 V/ μ s	650 μ A	5 μ A	5 mV	2.6 mA	5400 μ S	4–44 V
AU5517	2 MHz	50 V/ μ s	650 μ A	5 μ A	5 mV	2.6 mA	5400 μ S	4–44 V
NJM13600	2 MHz	50 V/ μ s	650 μ A	5 μ A	5 mV	2.6 mA	6700 μ S	36 V
NJM13700	2 MHz	50 V/ μ s	650 μ A	5 μ A	4 mV	2.6 mA	6700 μ S	36 V

Tabulka 3: Porovnání IC se dvěma OTA [16]



Obrázek 14: Pinout LM13700M [17]



Obrázek 15: Vnitřní schéma OTA [17]

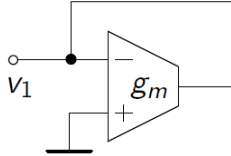
Významnou vlastností OTA je možnost změny transkonduktance g_m změnou klidového stejnosměrného pracovního proudu vstupního diferenčního stupně. Řízení může být buď napěťové nebo proudové.

3 Náhrada prvků

Podle literatury [18] je pro ideální OTA zesilovač (vstupní i výstupní impedance nulové) možno odpor nahradit obvodem s uzemněným neinvertujícím vstupem a zpětnou vazbou z invertujícího vstupu na výstup a to hodnotou

$$R_{in} = \frac{1}{g_m}, \quad (26)$$

kde g_m označuje transkonduktanci zesilovače. Prohození invertujícího a neinvertujícího vstupu vede na opačnou polaritu. Tato konfigurace jako odpor je užitečná např. k návrhu monolitických g_m -RC filtrů pouze s transkonduktancemi a kapacitami (g_m -C filtry - viz 2.2, 6), také k náhradě velmi velkých odporů. Dále lze dle literatury



Obrázek 16: Náhradní obvod pro uzemněný rezistor

[18] pro nahrazení indukčnosti o impedanci $Z_L = 1/(sC)$ použit obvod s třemi OTA (obrázek). Uzemněny jsou invertující vstup prvního OTA a neinvertující druhého. Použita je zpětná vazba z výstupu na neinvertující vstup prvního OTA. Propojení výstupu prvního OTA na invertující vstup druhého OTA je realizován přes uzemněný kapacitor.

Vyjádřením napětí a proudů v obvodu bylo získáno napětí na kapacitoru a vstupní proud

$$V_C = \frac{g_{m1}}{sC} V_1 \quad (27)$$

$$I_1 = g_{m2} V_C = \frac{g_{m1} g_{m2}}{sC} V_1. \quad (28)$$

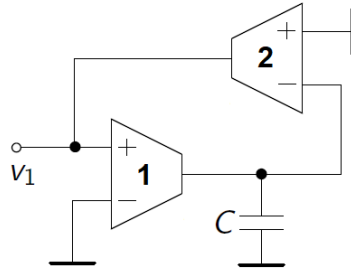
Výsledná indukčnost - impedance vstupu byla vyjádřena vztahem 27.

$$Z_{in}(s) = \frac{V_1}{I_1} = s \frac{C}{g_{m1} g_{m2}} \quad (29)$$

Byl obdržen induktor o hodnotě

$$L = \frac{C}{g_{m1} g_{m2}}. \quad (30)$$

Pro uzemněnou indukčnost o impedanci $Z_L = 1/(sC)$ byl podle literatury [18] použit obvod na obrázku 18.



Obrázek 17: Náhradní obvod pro neuzemněnou indukčnost pro $g_{m1} = g_{m2}$

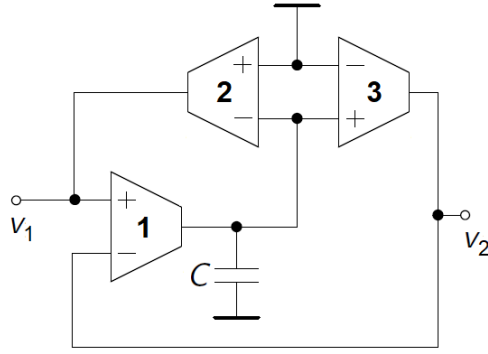
Vyjádřením napětí a proudů v obvodu bylo získáno napětí na kapacitoru a vstupní proud

$$V_C = \frac{g_{m1}}{sC} V_1 \quad (31)$$

$$I_1 = g_{m2} V_C = \frac{g_{m1} g_{m2}}{sC} V_1. \quad (32)$$

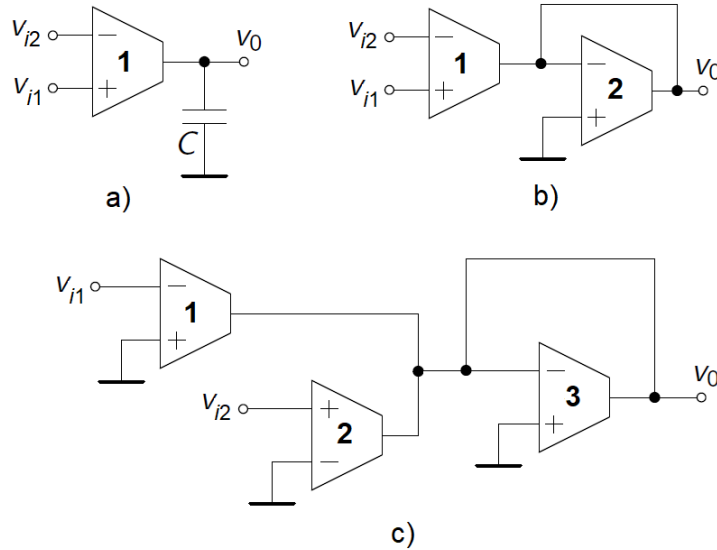
Výsledná indukčnost - impedance vstupu byla vyjádřena vztahem

$$Z_{in}(s) = \frac{V_1}{I_1} = s \frac{C}{g_{m1} g_{m2}}. \quad (33)$$



Obrázek 18: Náhradní obvod pro indukčnost

3.1 Základní bloky



Obrázek 19: Základní bloky s OTA a) integrující b) škálující c) sčítací

Podle literatury [18] blok a) na obrázku 19 slouží k realizaci invertujícího/neinvertujícího integrátoru s výsledným napětím

$$V_O = \frac{g_{m1}}{pC} (V_1 - V_2). \quad (34)$$

Blok b) na obrázku 19 je komparátor s různou polaritou a napětím na výstupu

$$V_O = \frac{g_{m1}}{g_{m2}} (V_1 - V_2). \quad (35)$$

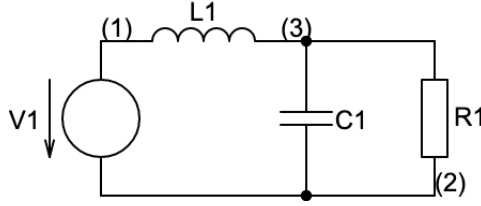
Blok c) na obrázku 19 realizuje sčítací nebo rozdílový obvod s napětím na výstupu

$$V_O = -\frac{g_{m1}}{g_{m3}} V_1 + \frac{g_{m2}}{g_{m3}} V_2. \quad (36)$$

Spojením těchto základních stavebních bloků se správnými znaménky lze získat různé funkční bloky. Základním principem uplatňovaným při návrhu s OTA je použití pouze OTA a uzemněných kapacitorů, protože při návrhu IC (*Integrated Circuit*) jsou uzemněné kapacitory méně zatíženy parazitními chybami než neuzemněné kapacitory. Pro IC použití je vhodné volit shodné transkonduktance. Parazitní vstupní a především výstupní impedance způsobují chyby ve výstupu filtru, což může vést na parazitní póly, které při vysokofrekvenčním použití nelze zanedbat. Při použití filtru pro zvukové aplikace (20 – 20 000 Hz) lze chyby způsobené parazitními součástkami zanedbat, rovněž lze zanedbat chyby způsobené konečnou šířkou pásma.

3.2 Odvození DP 2. řádu

Náhradní obvod, ze kterého bude spočítána přenosová funkce pro přenos filtru druhého řádu, popisuje obrázek 20. Přenos obvodu byl vyjádřen jako



Obrázek 20: Dolní propust 2. řádu

$$H(s) = \frac{U_{out}}{U_{in}} = \frac{Z_2}{Z_1}, \quad Z_1 = sL, \quad Z_2 = \frac{\frac{R}{pC}}{R + \frac{1}{pC}}. \quad (37)$$

Výsledný přenos je roven

$$H(s) = \frac{\frac{\frac{R}{pC}}{R + \frac{1}{pC}}}{pL + \frac{\frac{R}{pC}}{R + \frac{1}{pC}}}. \quad (38)$$

Elementárními algebraickými úpravami a následným vynásobením členem $1/(LRC)$ byl získán výsledný přenos.

$$H(s) = \frac{R}{p^2 LRC + sL + R} = \frac{\frac{1}{LC}}{p^2 + \frac{p}{RC} + \frac{1}{LC}}. \quad (39)$$

Využitím poznatků ze Sekce 3 je možno za odpor a indukčnost dosadit do vztahu 39. Byly uvažovány kapacitory o stejné hodnotě C .

$$H(s) = \frac{\frac{\frac{1}{C^2}}{g_{m1}g_{m2}}}{p^2 + \frac{p}{C} + \frac{1}{C^2}} = \frac{\frac{g_{m1}g_{m2}}{C^2}}{p^2 + \frac{pg_{m2}}{C} + \frac{g_{m1}g_{m2}}{C^2}} = \frac{g_{m1}g_{m2}}{p^2 C^2 + pg_{m2}C + g_{m1}g_{m2}}. \quad (40)$$

Porovnáním jmenovatele se jmenovatelem přenosu filtru 2. řádu byl obdržen vztah

$$p^2 + p\frac{\omega_c}{Q} + \omega_c^2 = p^2 C^2 + pg_{m2}C + g_{m1}g_{m2} \quad (41)$$

$$p^2 + p\frac{\omega_c}{Q} + \omega_c^2 = p^2 + \frac{pg_{m2}}{C} + \frac{g_{m1}g_{m2}}{C^2}. \quad (42)$$

Z tohoto vztahu byl vyjádřen mezní kmitočet jako

$$\omega_c^2 = \frac{g_{m1}g_{m2}}{C^2} \quad (43)$$

$$\omega_c = \sqrt{\frac{g_{m1}g_{m2}}{C^2}} \quad (44)$$

a činitel jakosti dosazením za ω_c

$$Q = \frac{\omega_c}{\frac{g_{m2}}{C}} = \sqrt{\frac{g_{m1}}{g_{m2}}}. \quad (45)$$

Pokud navíc byly uvažovány stejné transkonduktance g_{m1} , $g_{m2} = g_m$, byl obdržen výsledek

$$\omega_c = \sqrt{\frac{g_m^2}{C^2}}, \quad (46)$$

$$Q = \sqrt{1} = 1. \quad (47)$$

4 Simulace

4.1 Dolní a pásmová propust 2. řádu, 4. řádu

Obvodová simulace byla realizována v programu Multisim. Bylo zvoleno symetrické napájení (*dual-supply*) $V_{DD}, V_{SS} = \pm 15$ V. Pro symetrické napájení jsou výrobcem udávány hodnoty $V_- \in [-16$ V ; -4.75 V] a $V_+ \in [4.75$ V ; 16 V]. Pro nesymetrické napájení (*single-supply*) je doporučeno napájení $V_+ \in [9.5$ V ; 32 V]. Pokud by bylo cíleno na nižší napájecí napětí, bylo by to na úkor linearity, šumu, stejnosměrného zesílení v otevřených smyčkách a jednotkového zesílení šířky pásma, tzv. *Unity Gain Bandwidth (UGBW)*, což je šířka pásma zesilovače při 0 dB (nezesiluje - jednotkové zesílení).

Regulací vstupního proudu je ovlivňován pracovní bod obvodu (mezni kmitočet). Vstupní externí proud $I_{ABC} = 0.5 \mu\text{A}$ byl zvolen tak, aby byl obdržen mezni kmitočet cca 100 kHz. Maximální vstupní proud je 2 mA. Externím proudem $I_{ABC} \in [5 \mu\text{A} ; 500 \mu\text{A}]$ je garantováno minimální výstupní napětí $U_{OUT} = \pm 12$ V, standardně $V_{peak1} = 14.2$ V a $V_{peak2} = -14.4$ V. Při výstupním napětí v tomto intervalu je šum vzhledem k signálu zanedbatelný a nezkrusí výsledky simulace.

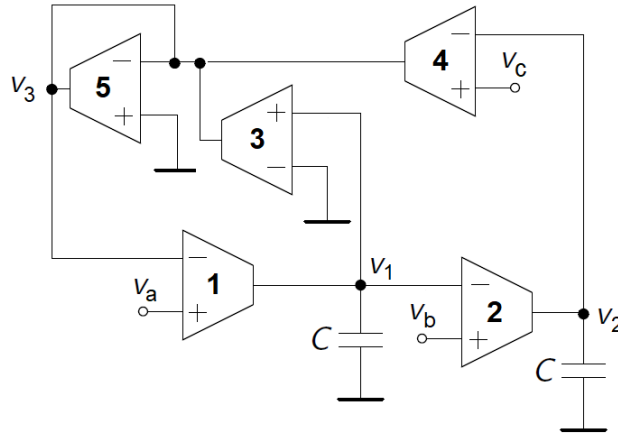
Diferenciální stupeň je podle literatury [8] více či méně nelineární a lze tedy připustit maximální vstupní rozdílové napětí v řádech stovek mV. Překročení této meze vede k výraznému zkreslení signálu.

Bylo použito zapojení s paralelně řazeným uzemněným kapacitorem, odporem a indukčností (RLC rezonanční obvod), kde $R = 1/g_m$ a $L = C/(g_{m1}g_{m2})$ a vstupní proud $I = g_m V$. Podobně jako v sekci 3.2 bylo obrženo analogií k pasivnímu obvodu

$$\frac{V_{BP}}{g_{m3}V_i} = \frac{1}{pC + g_m^2/(pC) + g_{m3}} \quad (48)$$

$$\frac{V_{BP}}{V_i} = \frac{pg_{m3}C}{p^2C^2 + pg_{m3}C + g_m^2}. \quad (49)$$

Zapojení podle literatury [18] je popsáno na obrázku 21. Výstup z Multisimu lze vidět na obrázcích 24 a 25.



Obrázek 21: Obecná OTA struktura pro bikvad

Uzlu označenému V1 odpovídá červený průběh (PP), uzlu V2 odpovídá modrý průběh (DP) a uzlu V3 zelený průběh (HP). Zesilovače 1 a 2 na obrázku 21 pracují jako invertující integrátory, zbývající zesilovače vytvářejí kladnou a zápornou zpětnou vazbu z výstupu integrátorů vedoucí na sčítací vstup. Znaménko vazby je určeno volbou vstupní svorky zesilovačů 3 a 4. Výstupy obvodu jsou napětové (na výstupu sumačního zesilovače 5, resp. integrátoru 1 a 2). Buzení může být proudové (v obrázku 21 na místě V_1 a V_2) nebo napětové s využitím vstupních svorek transkonduktančních zesilovačů. Uvažováním napětí V_a, V_b, V_c na obrázku 21 jako vstupy byly obdrženy výstupní napětí

$$V_1 = \frac{pC_2g_{m1}(g_{m5}V_a - g_{m4}V_c) + g_{m1}g_{m2}g_{m4}V_b}{D(s)} \quad (50)$$

$$V_2 = \frac{(pC_1g_{m2}g_{m5} + g_{m1}g_{m2}g_{m3})V_b + g_{m1}g_{m2}(g_{m4}V_c - g_{m5}V_a)}{D(s)} \quad (51)$$

$$V_3 = \frac{p^2C_1C_2g_{m4}V_c + p(C_2g_{m1}g_{m3}V_a - C_1g_{m2}g_{m4}V_b) + g_{m1}g_{m2}g_{m4}V_a}{D(s)}, \quad (52)$$

kde

$$D(p) = C_1 C_2 g_{m5} (p^2 + p \frac{1}{C_1} \frac{g_{m1} g_{m3}}{g_{m5}} + \frac{g_{m1} g_{m2} g_{m4}}{C_1 C_2 g_{m5}}). \quad (53)$$

Zvolením $V_a = V_b = 0$ a $V_c = V_i$ byly obdrženy následující přenosové funkce

$$H_{BP}(p) = \frac{V_1}{V_i} = -\frac{s C_2 g_{m1} g_{m4}}{D(s)} \quad (54)$$

$$H_{LP}(p) = \frac{V_2}{V_i} = \frac{g_{m1} g_{m2} g_{m4}}{D(s)} \quad (55)$$

$$H_{HP}(p) = \frac{V_3}{V_i} = \frac{s^2 C_1 C_2 g_{m4}}{D(s)}, \quad (56)$$

kde D_s odpovídá rovnici 4.1.

Obecná přenosová funkce bikvadu může být obdržena položením $V_a = V_b = V_c = V_i$ a úpravami vztahu 4.1 bylo obdrženo

$$\frac{V_3}{V_i} = \frac{p^2 C_1 C_2 g_{m4} + p(C_2 g_{m1} g_{m3} - C_1 g_{m2} g_{m4}) + g_{m1} g_{m2} g_{m4}}{D(s)}. \quad (57)$$

V simulaci byl dle výše popsaných poznatků na výstupu 2. OTA (V1) obdržen filtr typu PP 1. řádu s poklesem 20 dB/dek a na výstupu 3. OTA (V2) DP 2. řádu s poklesem 40 dB/dek. Mezní kmitočet pro dolní propust byl určen jako 88.359 kHz - obrázek 27. Šířka pásma pro pásmovou propust byla odečtena jako 48.291 kHz. Změnou vstupního externího proudu (*bias current*) na desetinu původní hodnoty, tedy $0.05 \mu A$, došlo k posunutí mezního kmitočtu na 8.769 kHz - obrázek 28. Šířka pásma u PP v tomto případě byla 4.779 kHz.

Podle literatury [10] lze v případě realizace těchto základních přenosů (PP, DP) zapojení dále zjednodušit až na obvod obsahující pouze 3 zesilovače, viz obrázek 25. Toto zapojení však v simulaci neprokázalo dobré výsledky – jednak docházelo k překmitu a jednak neměla pásmová propust symetrický průběh. Proto bylo zvoleno alternativní zapojení. Přenos obvodu z obrázku 25 s výstupem pořadě v bodu D a P je dán rovnicemi

$$U_D(p) = \frac{p \frac{g_{m3} U_3 - g_{m2} U_2}{C_2} + \frac{g_{m1} g_{m2}}{C_1 C_2} U_1}{p^2 + p \frac{g_{m3}}{C_2} + \frac{g_{m1} g_{m2}}{C_1 C_2}} \quad (58)$$

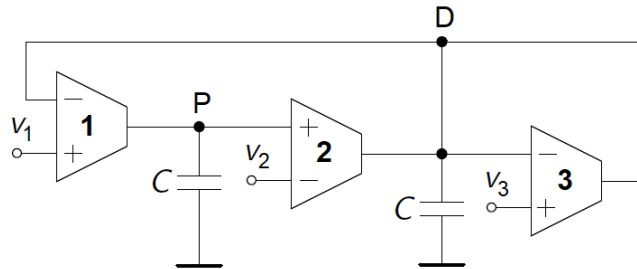
$$U_P(p) = \frac{p \frac{g_{m1}}{C_1} U_1 + \frac{g_{m1}}{C_1 C_2} (g_{m3} U_1 + g_{m2} - g_{m3} U_3)}{p^2 + p \frac{g_{m3}}{C_2} + \frac{g_{m1} g_{m2}}{C_1 C_2}}. \quad (59)$$

Elementárními úpravami lze tyto rovnice zjednodušit na

$$U_D(p) = \frac{p C_1 (g_{m3} U_3 - g_{m2} U_2) + g_{m1} g_{m2} U_1}{p^2 C_1 C_2 + p C_1 g_{m3} + g_{m1} g_{m2}} \quad (60)$$

$$U_P(p) = \frac{p C_2 g_{m1} U_1 + g_{m1} (g_{m3} U_1 + g_{m2} - g_{m3} U_3)}{p^2 C_1 C_2 + p C_1 g_{m3} + g_{m1} g_{m2}}. \quad (61)$$

K sestavení dolní propusti 4. řádu bylo použito kaskádní zapojení sestávající ze sériově zapojených bloků.



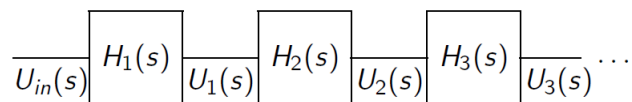
Obrázek 22: Zjednodušená verze bikvadu OTA-C

Přenosové funkce jednotlivých bloků se násobí

$$H_k(j\omega) = \frac{U_k(j\omega)}{U_{k-1}(j\omega)}. \quad (62)$$

Přenos posledního bloku je dán vztahem

$$H_{1 \rightarrow k}(j\omega) = \frac{U_k(j\omega)}{U_{in}(j\omega)} = \prod_{n=1}^k H_n(j\omega). \quad (63)$$



Obrázek 23: Kaskádní zapojení [12]

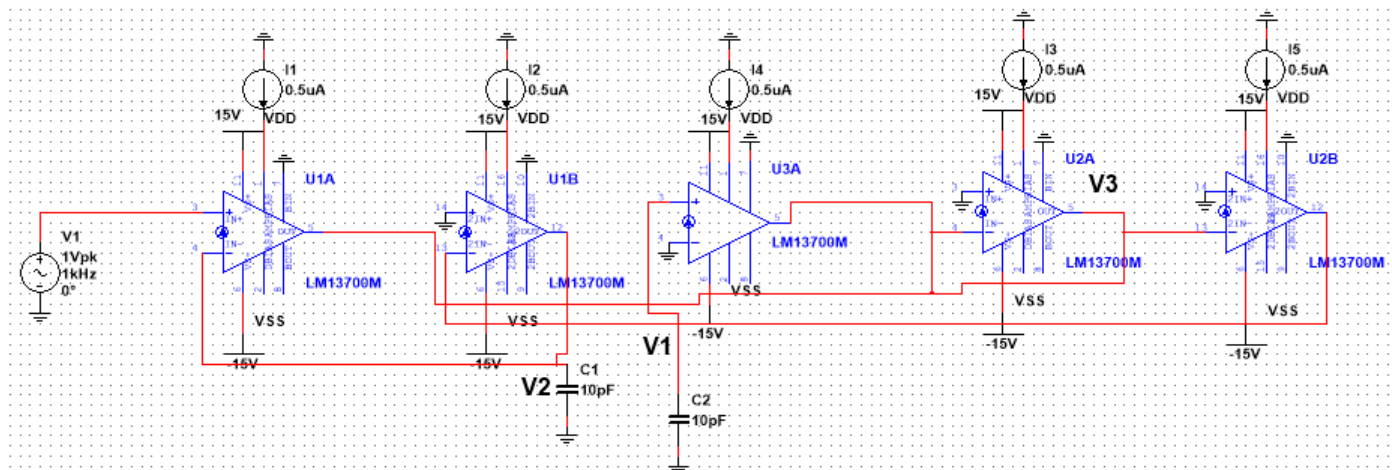
Kaskádním zapojením dvou dolních propustí ze sekce 4.1 byl obdržen filtr 4. řádu s poklesem 80 dB/dek a zároveň byla obdržena pásmová propust 2. řádu s poklesem 40 dB/dek. Mezní kmitočet pro dolní propust byl odečten jako 69.841 kHz. Šířka pásma pro PP byla 32.533 kHz. Výsledná napětí byla odebírána z uzlu V2 pro dolní propust a V1 pro pásmovou propust (obrázek 29).

Kaskádním zapojením dvou PP 2. řádu byla obdržena PP 4. řádu s poklesem 80 dB/dek. Šířka pásma byla odečtena jako 15.801 kHz.

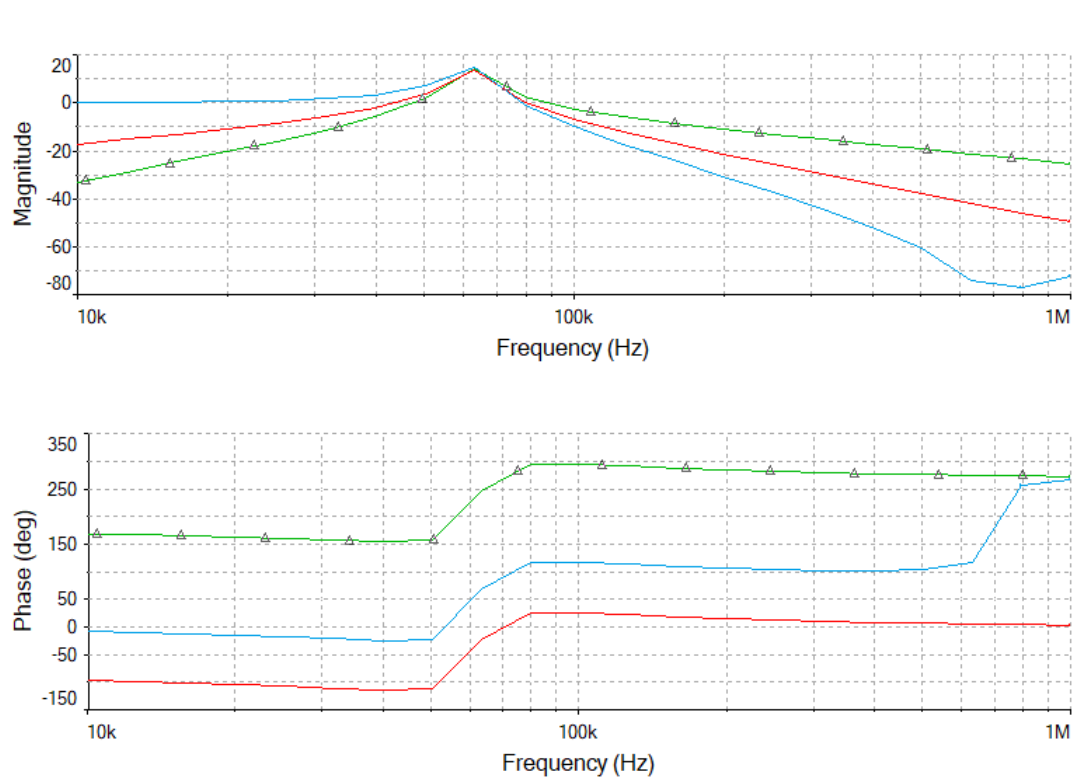
Zapojení spočívá ve spojení dvou integrátorů, přičemž jeden z nich je neinvertující ztrátový a druhý invertující bezztrátový. Výsledné napětí je odebíráno z uzlu V1 označeného na obrázku 32.

Přeladěním vstupního proudu na 3 μA byly pro ta samá zapojení obdrženy průběhy na obrázcích 34, 35 a 36. Mezní kmitočet je pro DP 2. řádu 531.574 kHz a pro DP 4. řádu 420.012 kHz. Šířka pásma je pro PP 1. řádu 249.932 kHz, pro PP 2. řádu 202.051 kHz a pro PP 4. řádu 92.893 kHz.

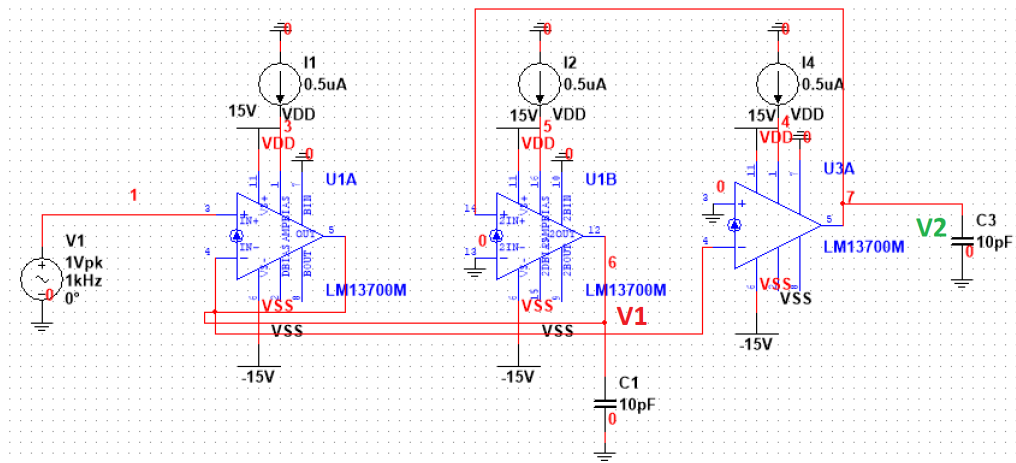
5 Výsledky simulace



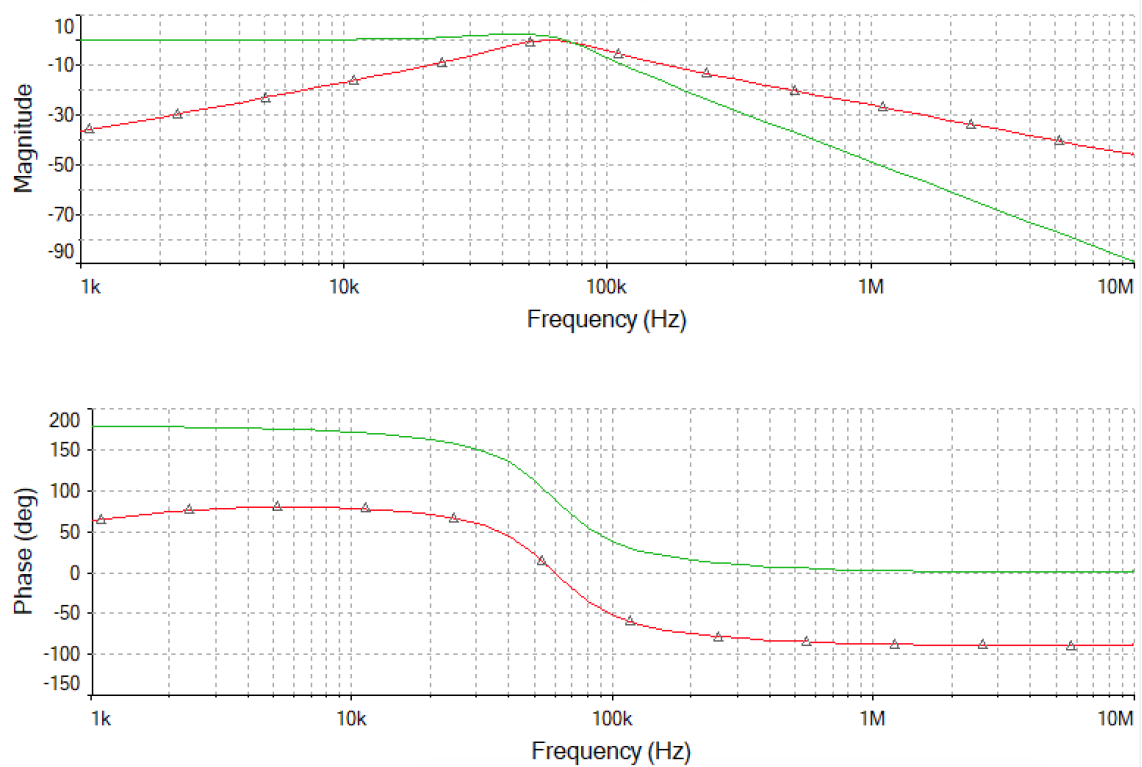
Obrázek 24: Obecná OTA struktura pro bikvadr



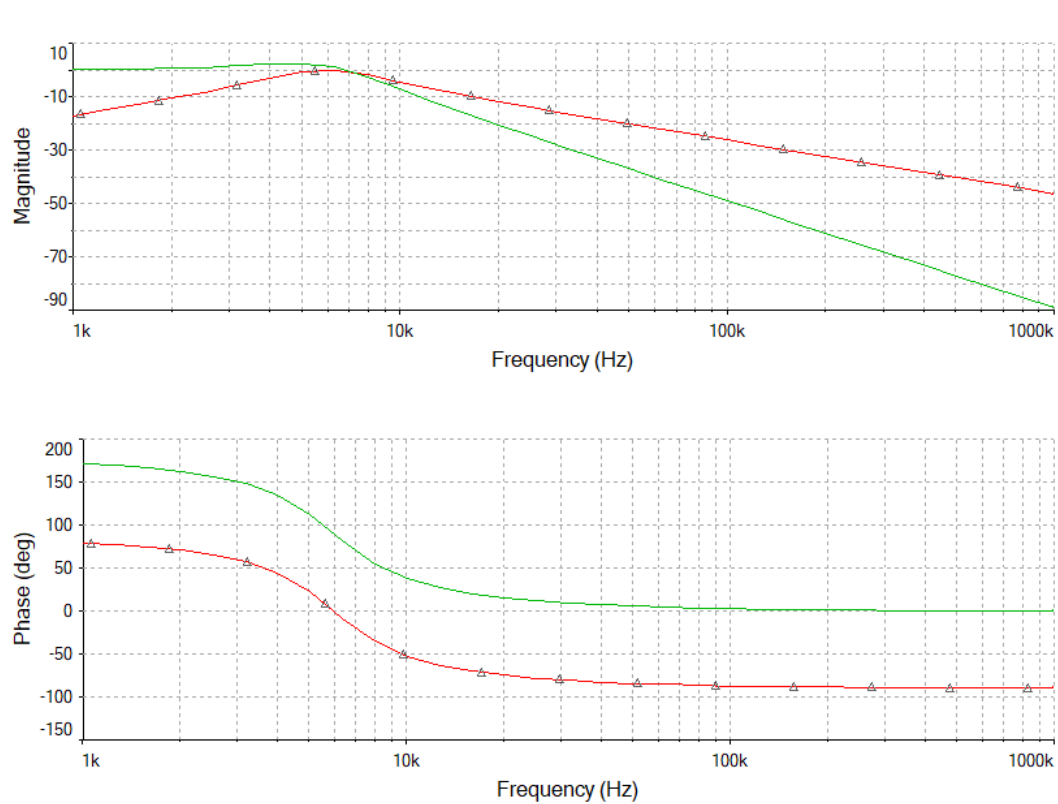
Obrázek 25: Amplitudová a fázová charakteristika DP,PP,HP



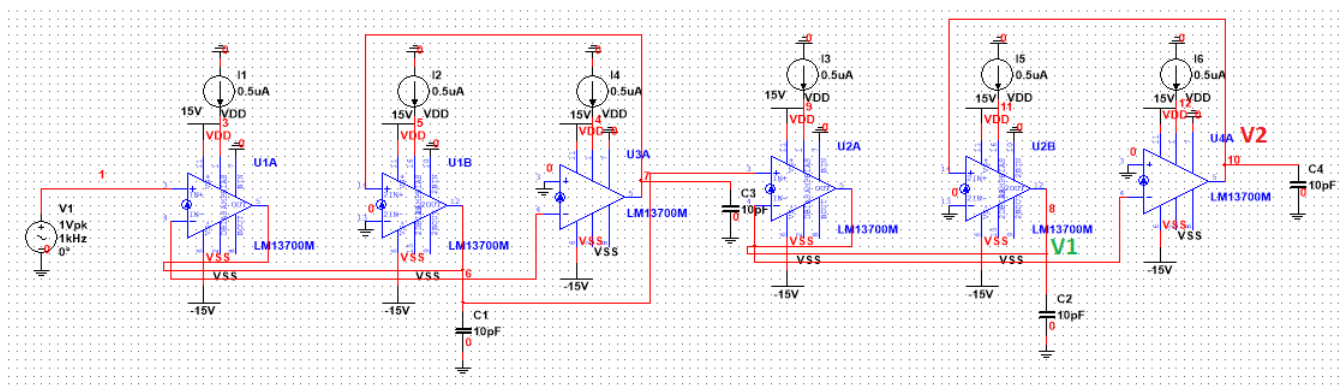
Obrázek 26: Schéma zapojení DP 2. řádu, PP 1. řádu



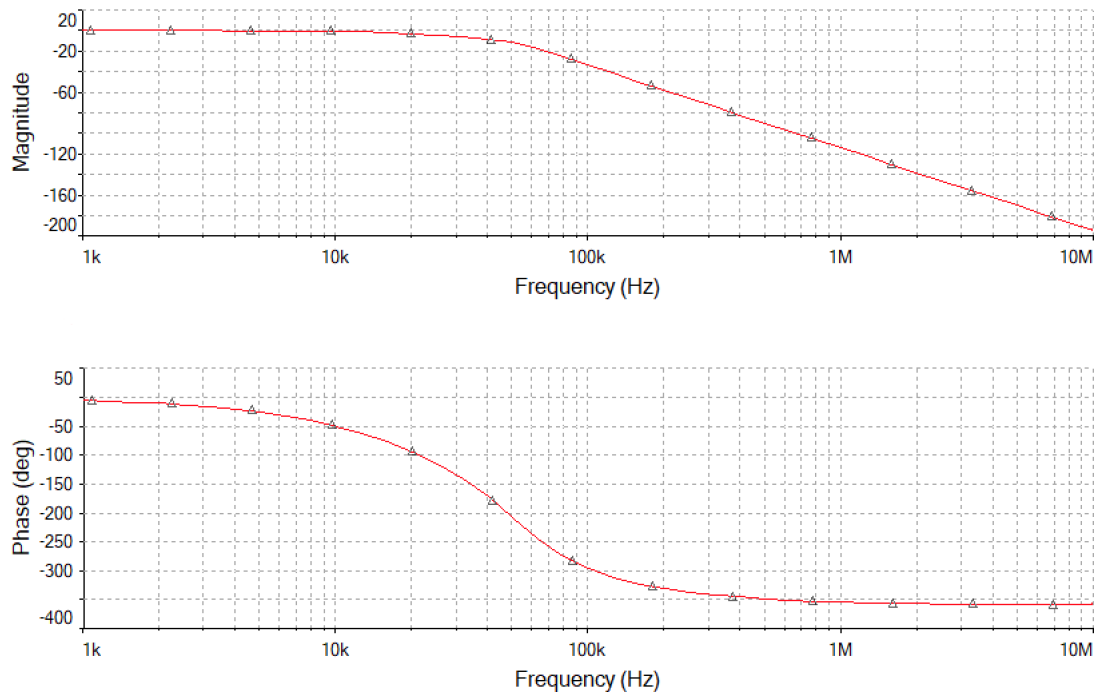
Obrázek 27: Amplitudová a fázová charakteristika DP 2. řádu, PP 1. řádu



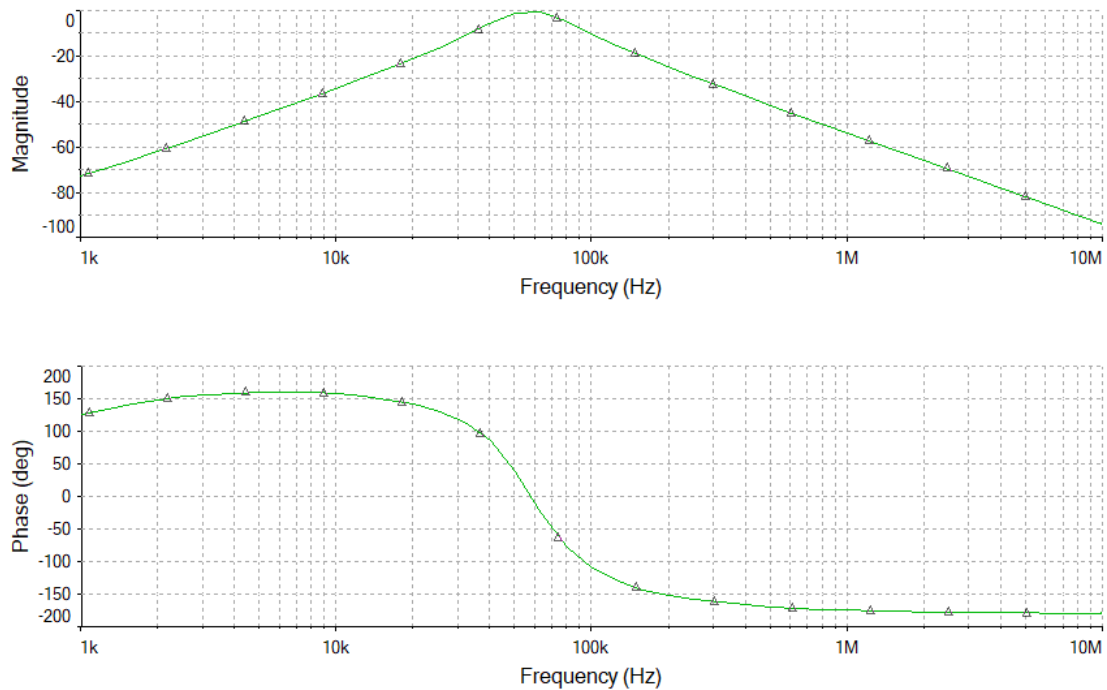
Obrázek 28: Amplitudová a fázová charakteristika DP 2. řádu, PP 1. řádu



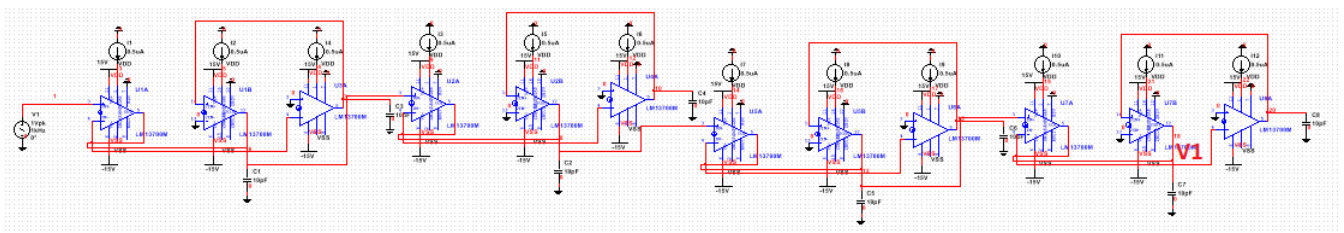
Obrázek 29: Schéma zapojení DP 4. řádu, PP 2. řádu



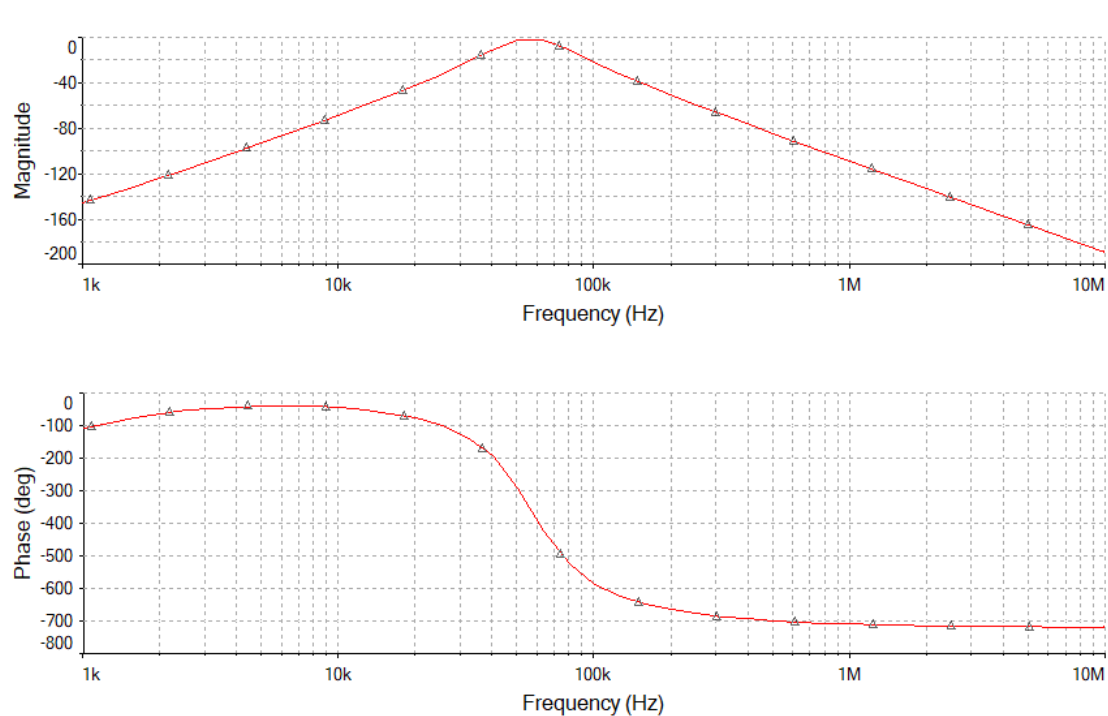
Obrázek 30: Amplitudová a fázová charakteristika DP 4. řádu



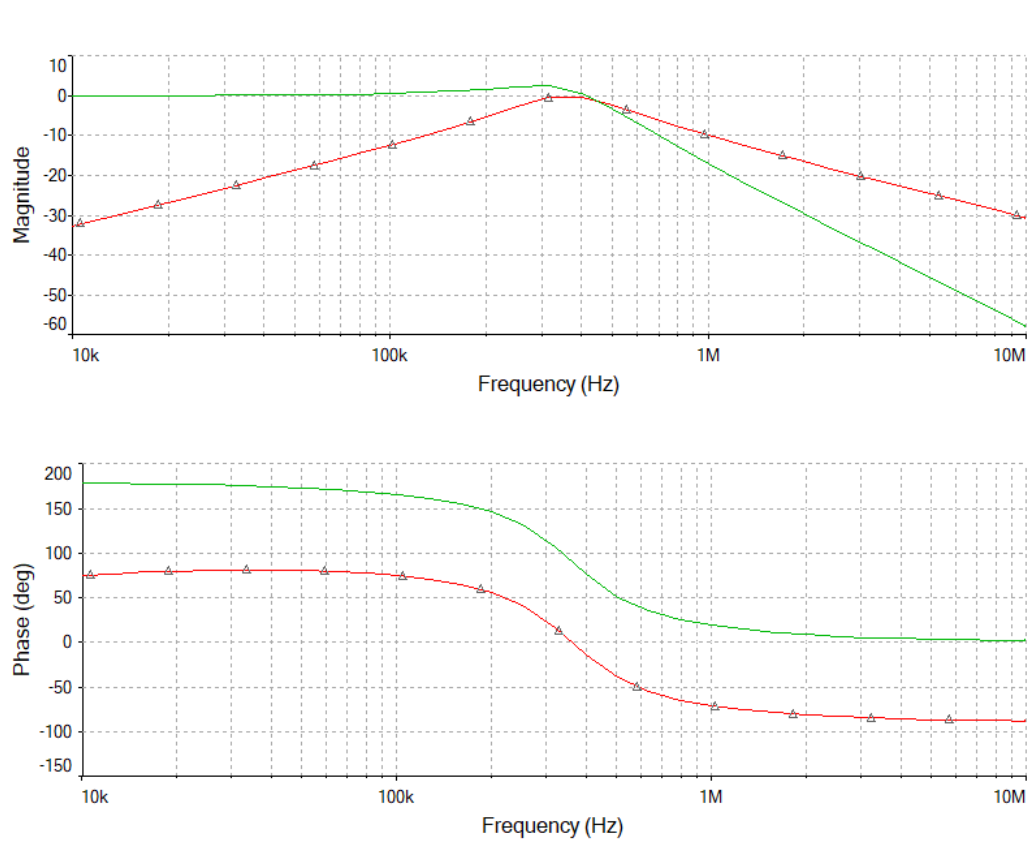
Obrázek 31: Amplitudová a fázová charakteristika PP 2. řádu



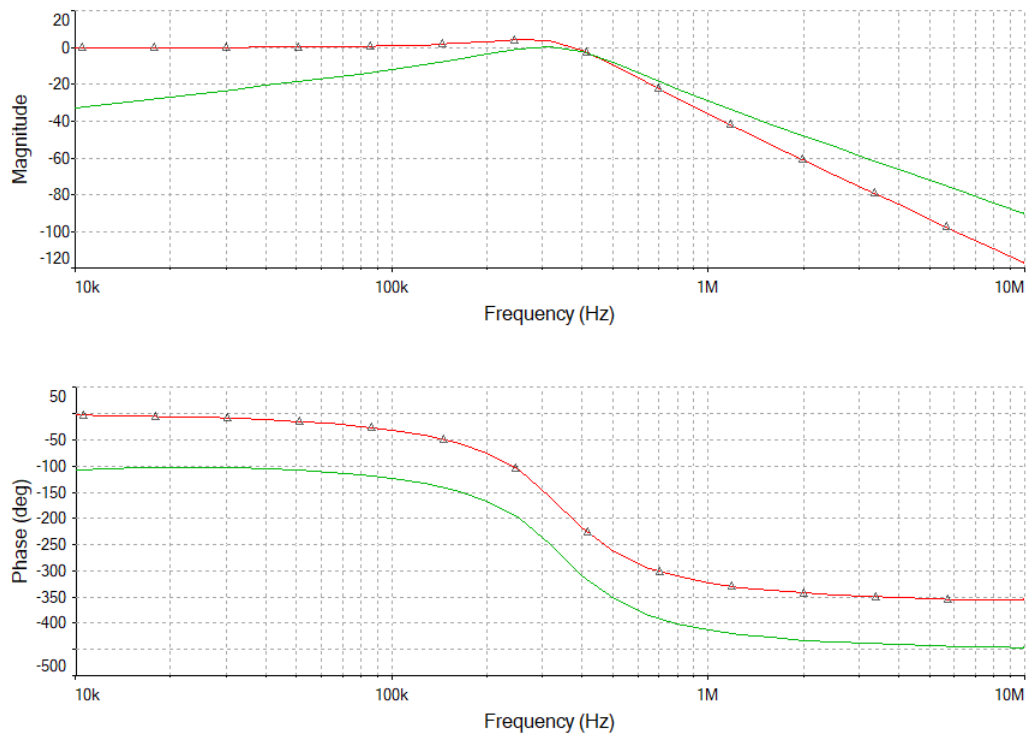
Obrázek 32: Schéma zapojení PP 4. řádu



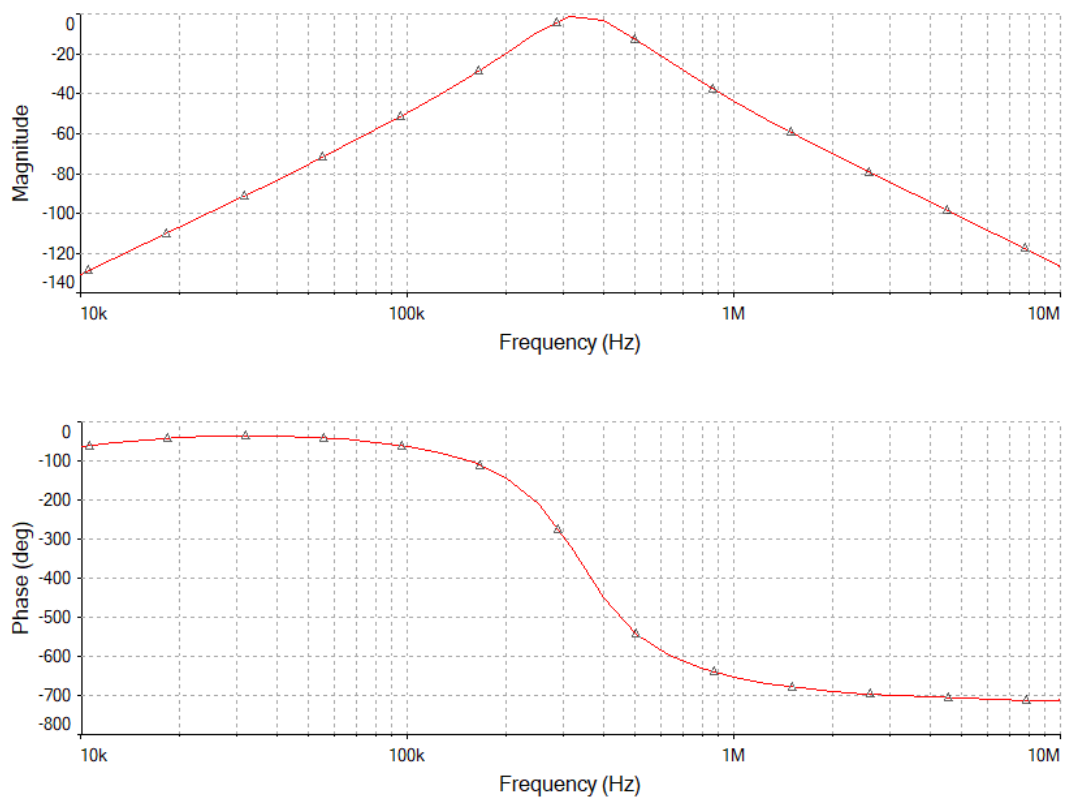
Obrázek 33: Amplitudová a fázová charakteristika PP 4. řádu



Obrázek 34: Amplitudová a fázová charakteristika DP 2. řádu, PP 1. řádu



Obrázek 35: Amplitudová a fázová charakteristika DP 4. řádu, PP 2. řádu



Obrázek 36: Amplitudová a fázová charakteristika PP 4. řádu

6 Návrh v Maple

Pro návrh pásmové propusti 4. řádu s Caurovou aproximací typu C byly zvoleny parametry tolerančního schématu

$$f_s := 80000Hz$$

$$f_p := 100000Hz$$

$$fp := 877778Hz$$

$$fs := 100000Hz$$

$$ap := 1dB$$

$$as := 80dB,$$

kde všechny parametry musí být kladná reálná čísla a $f_s < f_p < fp < fs$ a $ap < as$. Zadána byla spodní a horní hranice nepropustného pásma f_s, fs [Hz], spodní a horní hranice propustného pásma f_p, fp [Hz], maximální útlum v propustném pásmu ap [dB] a minimální útlum v nepropustném pásmu as [dB].

$$f_s = \frac{\sqrt{\Delta fs^2 + 4f_m^2} - \Delta fs}{2} \quad (64)$$

$$f_p = \frac{\sqrt{\Delta fp^2 + 4f_m^2} - \Delta fp}{2} \quad (65)$$

$$fp = \frac{\sqrt{\Delta fp^2 + 4f_m^2} + \Delta fp}{2} \quad (66)$$

$$fs = \frac{\sqrt{\Delta fs^2 + 4f_m^2} + \Delta fs}{2} \quad (67)$$

Funkcí *BP2NLP* byla provedena transformace tolerančního schématu nesymetrické pásmové propusti (PP) na toleranční schema normované dolní propusti (NDP). Byl spočten geometrický střed propustného pásma fm [Hz], šířka propustného pásma Δfp [Hz] a šířka nepropustného pásma Δfs [Hz].

$$fm = 141421Hz$$

$$\Delta fp = 100000Hz$$

$$\Delta fs = 877778Hz$$

Byl obdržen kmitočet hranice nepropustného pásma normované dolní propusti (NDP) Os [1/s].

$$Os = 8.777781/s$$

. Stupeň Caurovy aproximace normované dolní propusti byl určen jako $order = 4$. Pro sudý stupeň Caurovy aproximace jsou definovány tři typy - A,B,C. Tyto typy se od sebe liší průběhem aproximační funkce. Byla zvolena aproximace typu C se shodnými zakončovacími odpory. Dále byla funkcí *Cauer_asnew* určena nová hodnota útlumu v nepropustném pásmu NDP.

$$asnew := 105.613$$

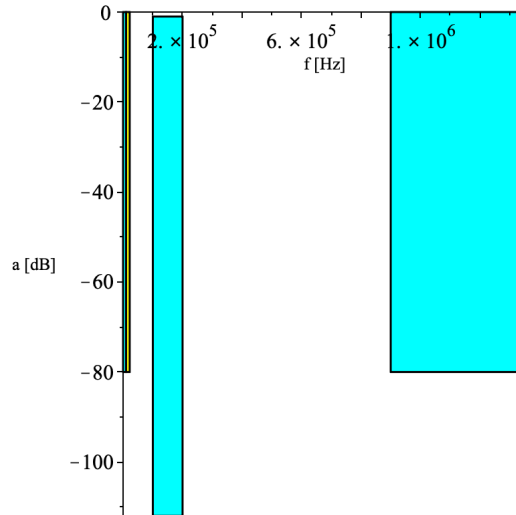
$$asnew = 10 \log_{10} \left(1 + \left(\frac{\epsilon}{kl_new} \right)^2 \right) \quad (68)$$

$$\epsilon = \sqrt{10^{0.1ap} - 1} \quad (69)$$

$$k = \frac{1}{Os} \quad (70)$$

$$kl_new = k^{order} \left(\prod_{i=1}^n \text{JacobiCD} \left(\frac{(2i-1+m) \text{EllipticK}(k)}{order}, k \right) \right)^4, \quad (71)$$

kde m je celočíselný zbytek po dělení řádu 2 a n celočíselný výsledek dělení. Jakobiho eliptických funkcí je 12 a vycházejí ze škálování na jednotkové elipse ($\cos \phi$, $\sin \phi$ se nevází k jednotkovému kruhu, ale k elipse). *JacobiCD*



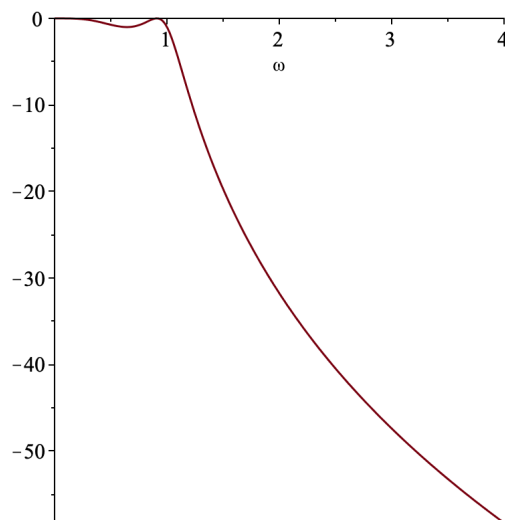
Obrázek 37: Toleranční schéma navrhované pásmové propusti

funkce je definována jako podíl cosinu Jakobiho funkce s dvěma parametry ($JacobiAM(z, k)$) a derivace této funkce podle prvního parametru z .

$$EllipticK(k) = \int_0^1 \left(\frac{1}{\sqrt{(-\alpha_1^2 + 1)}\sqrt{(-k^2 - \alpha_1^2 + 1)}} \right) d\alpha_1 \quad (72)$$

Následně byl spočten koeficient nejvyšší mocniny polynomu ve jmenovateli přenosové funkce Gc , póly a nuly přenosové funkce $poles, zeros$ pomocí funkce $CauerCPolesZeros$. Počet pólů je dán řádem filtru $order$ a počet nul pro aproximaci typu C je roven $order - 2$. Dále byla spočtena Caurerova aproximace typu C - provozní činitel přenosu G jako racionální lomená funkce $G(j\omega) = 1/H(j\omega)$, charakteristická funkce chf jako $\Phi(j\omega)$ s nulami a póly na imaginární ose a nuly přenosu. Charakteristická funkce má shodný jmenovatel s $G(j\omega)$.

$$\begin{aligned} Gc, poles, zeros &:= 376.020, \\ &[-0.475024 + 0.340009I, -0.475024 - 0.340009I, -0.162709 + 0.982758I, -0.162709 - 0.982758I], \\ &[11.2840I, -11.2840I], \\ G, chf, zer &:= \frac{376.020p^4 + 479.601p^3 + 617.689p^2 + 396.239p + 127.328}{p^2 + 127.329}, \frac{(376.020p^2 + 311.716)p^2}{p^2 + 127.329}, [11.2840I, -11.2840I] \end{aligned}$$



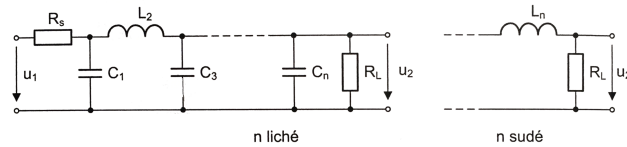
Obrázek 38: Modulová frekvenční charakteristika NDP

Charakteristika byla vykreslena z přenosu funkcí $MagnitudeHdB$, která vypočte modul přenosu podle předpisu $|H(j\omega)|$.

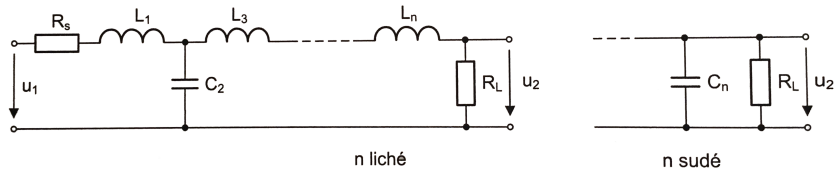
6.1 Příčkové LC filtry

Pasivní dolní propust je realizována zapojením induktoru ke vstupnímu napětí a k této větvi je následně zapojen paralelně rezistor. Pasivní horní propust má ke vstupu připojený sériově rezistor a poté k této větvi paralelně induktor.

K realizaci filtrů vyšších řádů se užívají π nebo T články s LC prvky. Podle literatury [18] musí být při návrhu filtru zohledněn vnitřní odpor zdroje R_s a zatěžovací odpor R_L . LC filtry jsou tedy dvojité zakončeny. Indukčnosti a kapacity prvků se určí z rovnic pro normované kapacity a indukčnosti. Normované hodnoty budou vypočteny pro mezní kmitočet $\omega_c = 1/\sqrt{LC}$ a pro zatěžovací odpor R_L . Hodnoty prvků lze pro požadovanou aproximaci odečíst z tabulek.



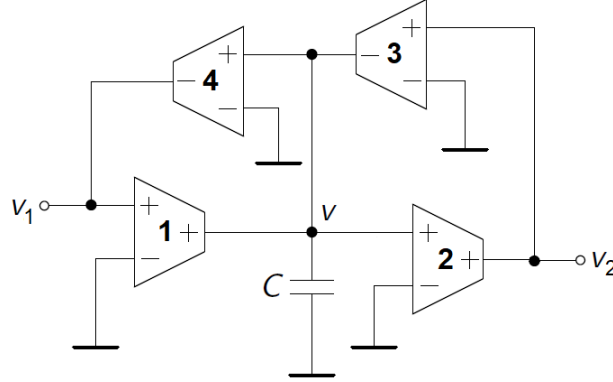
Obrázek 39: Pasivní dolní propust n-tého řádu s π články [18]



Obrázek 40: Pasivní dolní propust n-tého řádu s T články [18]

6.2 Gyrátory

K převodu induktoru na zapojení s kapacitorem byla použita struktura označovaná jako gyrátor. Jde o náhradu původního obvodu s induktorem vhodným uspořádáním rezistorů a kapacitorů tak, že výsledná impedance vypadá jako induktor. Jelikož po této substituci v obvodu zůstanou jen R,C prvky, jedná se o ARC syntézu. Podle literatury [18] nelze gyrátor dobře realizovat s obvyčejnými operačními zesilovači, běžně se používají General Impedance Converters (GIC). Převod induktoru na jiné zapojení s ekvivalentní impedancí má praktické využití v integrovaných obvodech, kde jsou kapacitory preferovány nad indukty kvůli malým rozměrům. V návrhu integrovaných obvodů se také většinou nepoužívají rezistory kvůli místu na čipu, které zabírají. Gyrátor je principiálně spojení invertujícího a neinvertujícího napětím řízeného zdroje proudu, a proto ho lze realizovat snadno s transkonduktančními zesilovači. Na obrázku 41 jsou podle literatury [18] znázorněny dva gyrátory s kapacitorem. Obvodovou analýzou v uzlu V byla obdržena rovnice



Obrázek 41: Neuzemněný induktor realizovaný kapacitorem a dvěma gyrátory

$$pCV = g_m V_1 - g_m V_2 \quad (73)$$

a dva proudy na výstupu

$$I_1 = I_2 = g_m V. \quad (74)$$

Zkombinování rovnic a eliminace V vede k rovnici neuzemněného induktoru mezi napětími V_1 a V_2 .

$$I_1 = I_2 = \frac{g_m^2}{pC} (V_1 - V_2) = \frac{1}{pL} (V_1 - V_2) \quad (75)$$

Z rovnice lze snadno odvodit, že kapacita kondenzátoru použitého při zapojení induktoru s OTA je rovna $C_L = Lg_m^2$.

6.3 Výpočet prvků LC filtru a přenosových funkcí

Funkcí *DroppNLP* byly vypočteny prvky LC příčkového filtru typu normovaná dolní propust (NDP). Zakončení bylo zvoleno standardní (common), odpory o hodnotě 1 Ω , směr zpracování od posledního prvku (rear), s T strukturou (začíná zepředu podélným induktorem). Standardní (common) zakončení je oboustranné ($R_1 \neq 0, R_z \neq \infty$). Výstupem funkce je LC struktura s orientací prvků ve větvi podélně (direct) nebo příčně (shunt).

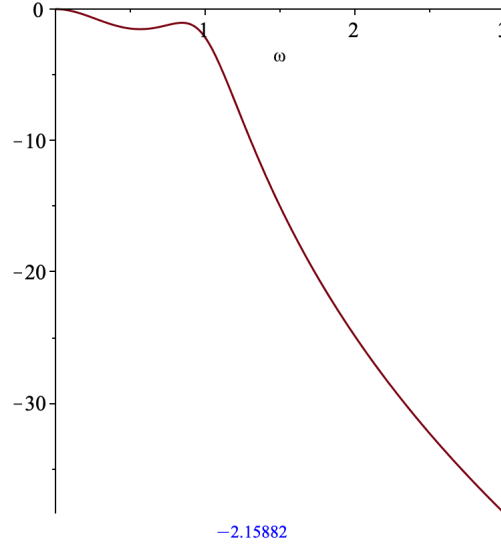
$$\text{block}(1), [\text{orientation} = \text{direct}, \text{elements} = L1 = -0.40652, Z = pL1]$$

$$\text{block}(2), [\text{orientation} = \text{shunt}, \text{elements} = C1 = 2.4732, Z = \frac{1}{pC1}]$$

$$\text{block}(3), [\text{orientation} = \text{direct}, \text{elements} = C1 = 0.0081309, L1 = 0.96591, Z = \frac{1}{\frac{1}{pL1} + pC1}]$$

$$\text{block}(4), [\text{orientation} = \text{shunt}, \text{elements} = C1 = 1.5489, Z = \frac{1}{pC1}]$$

Přenosová funkce pasivních a aktivních struktur filtru byla spočtena funkcí *MakeH*. Byl spočten napěťový i výkonový přenos. Z rozložení pólů je patrné, že všechny přenosové funkce jsou stabilní.



Obrázek 42: Modulová frekvenční charakteristika NDP - LC příčkový filtr

$$H_NLPV := \frac{p^2 + 127.329}{-193.159p^4 + 352.072p^3 + 286.065p^2 + 582.791p + 253.653}$$

$$H_NLP := \frac{p^2 + 127.330}{-96.9631p^4 + 176.735p^3 + 143.601p^2 + 292.553p + 127.330}$$

Hodnota přenosové funkce v 1 byla vyhodnocena jako -2.15882 .

Byla provedena transformace hodnot prvků normované dolní propusti (NDP) na pásmovou propust (PP). Zakoňovací rezistor byl zvolen 1Ω , další dva parametry funkce značí spodní a horní hranici propustného pásma.

$$block(1), [Z = pL1 + \frac{1}{pC1}, orientation = direct, elements = C1 = -7.8301 * 10^{-6}, L1 = -3.2350 * 10^{-7}]$$

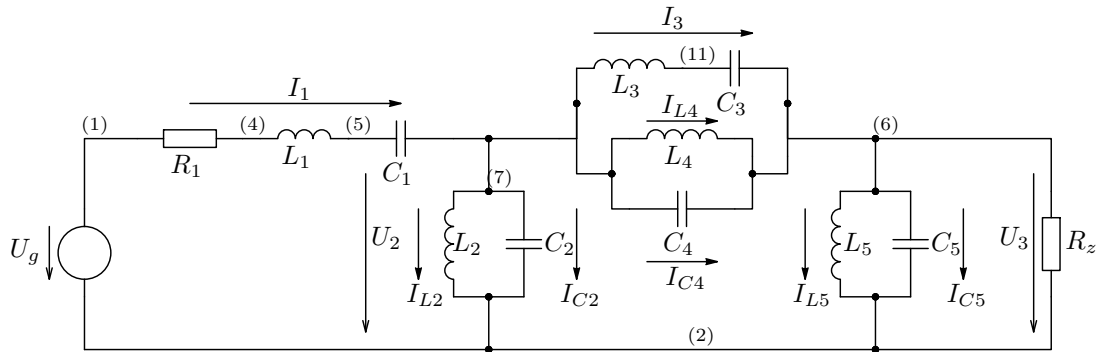
$$block(2), [Z = \frac{1}{\frac{1}{pL1} + pC1}, orientation = shunt, elements = C1 = 1.9681 * 10^{-6}, L1 = 1.2871 * 10^{-6}]$$

$$block(3), [Z = \frac{1}{pC1 + \frac{1}{\frac{1}{pL1} + \frac{1}{pL2 + \frac{1}{pC2}}}}, orientation = direct, elements = C1 = 6.4704 * 10^{-9},$$

$$C2 = 3.2954 * 10^{-6}, L1 = 3.9148 * 10^{-4}, L2 = 7.6864 * 10^{-7}]$$

$$block(4), [Z = \frac{1}{\frac{1}{pL1} + pC1}, orientation = shunt, elements = C1 = 1.2326 * 10^{-6}, L1 = 2.0551 * 10^{-6}]$$

Vygenerovaná struktura je popsána na obrázku 43. Byly nastaveny jakosti cívek v LC příčkové struktuře na



Obrázek 43: Schéma LC příčkové struktury

konečnou hodnotu. Funkce *MakeRealL* zařadí do výsledné LC příčkové struktury sériově rezistory k induktorům podle zadaného činitele jakosti Q a zadaného kmitočtu (ten odpovídá u pásmové propusti geometrickému středu propustného pásma - nebo je možno zadat obě hranice propustného pásma). Výpočet sériového odporu je proveden podle předpisu $R_s = L1 \cdot 2\pi f / Q$.

$block(1), [Z = pL1 + Rs1 + \frac{1}{pC1}, orientation = direct, elements = C1 = -7.8301 * 10^{-6}, L1 = -3.2350 * 10^{-7},$

$$Rs1 = -0.57490 * 10^{-2}]$$

$block(2), [Z = \frac{1}{\frac{1}{pL1+Rs1} + pC1}, orientation = shunt, elements = C1 = 1.9681 * 10^{-6}, L1 = 1.2871 * 10^{-6},$

$$Rs1 = 0.22873 * 10^{-1}]$$

$block(3), [Z = \frac{1}{pC1 + \frac{1}{\frac{1}{pL1+Rs1} + \frac{1}{pL2+Rs2 + \frac{1}{pC2}}}}, orientation = direct, elements = C1 = 6.4704 * 10^{-9},$

$$C2 = 3.2954 * 10^{-6}, L1 = 0.39148 * 10^{-3}, L2 = 7.6864 * 10^{-7}, Rs1 = 6.9572, Rs2 = 0.13660 * 10^{-1}]$$

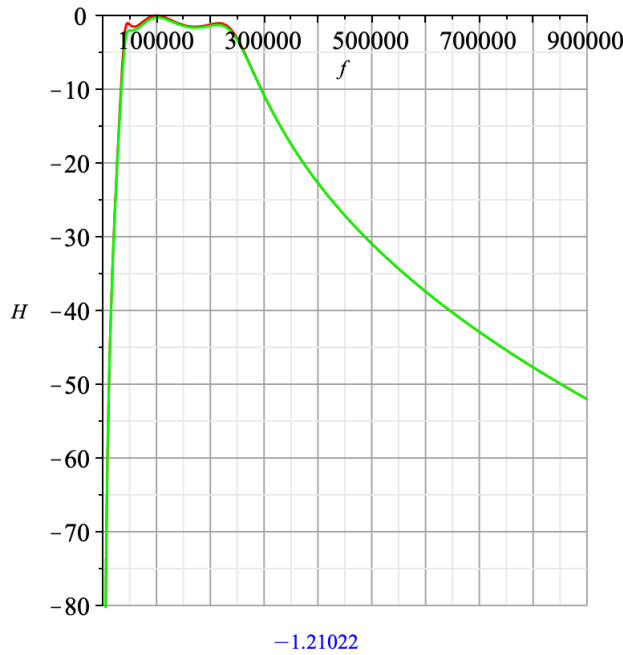
$block(4), [Z = \frac{1}{\frac{1}{pL1+Rs1} + pC1}, orientation = shunt, elements = C1 = 1.2326 * 10^{-6}, L1 = 2.0551 * 10^{-6},$

$$Rs1 = 0.36522 * 10^{-1}]$$

Byl spočten přenos pro LC strukturu bez a s přidánými sériovými rezistory. Pro oba přenosy byla vykreslena modulová frekvenční charakteristika.

$$H_{BP} := \frac{p^6 + 2.01858 * 10^{14} p^4 + 1.55854 * 10^{23} p^2}{-6.1402610^{-11} p^8 + 0.000140640 p^7 + 46.6376 p^6 + 5.34196 * 10^8 p^5 + 2.57033 * 10^{14} p^4 + 2.10893 * 10^{20} p^3 + 7.26886 * 10^{24} p^2 + 8.65337 * 10^{30} p - 1.49149 * 10^{36}}$$

$$H_{BPQ} := \frac{p^7 + 71085.7 p^6 + 2.01860 * 10^{14} p^5 + 1.07620 * 10^{19} p^4 + 3.47110 * 10^{23} p^3 + 6.67244 * 10^{27} p^2 + 4.92223 * 10^{31} p}{-6.14027 * 10^{-11} p^9 + 0.000135185 p^8 + 55.5676 p^7 + 5.37714 * 10^8 p^6 + 2.85360 * 10^{14} p^5 + 2.25089 * 10^{20} p^4 + 1.49149 * 10^{25} p^3 + 8.97641 * 10^{30} p^2 - 1.38919 * 10^{36} p - 2.74611 * 10^{40}}$$



Obrázek 44: Modulová frekvenční charakteristika LC struktury (červená) a LC struktury s konečnou hodnotou jakostí cívek (zelená)

Vyčíslením v $200000 \cdot 2\pi$ Hz byl obdržen útlum 1.21022 dB.

6.4 ARC syntéza

Odnormované prvky byly vyčísleny následovně:

$$ele_{BP} := C1 = -7.83010 * 10^{-6}, C2 = 1.96808 * 10^{-6}, C3 = 3.29545 * 10^{-6}, C4 = 6.47035 * 10^{-9},$$

$$C5 = 1.23258 * 10^{-6}, L1 = -3.235 * 10^{-7}, L2 = 1.28706 * 10^{-6}, L3 = 7.68645 * 10^{-7}, L4 = 0.391484 * 10^{-3},$$

$$L5 = 2.05508 * 10^{-6}, R1 = 1, Rz = 1.00796$$

Využitím poznatků ze sekce 6.2 byly s uvažováním minimální transkonduktance z datasheetu LM13700 ($g_m = 9600 \mu S$) získány kapacity $C_{L1} = 3.08002 \text{ nF}$, $C_{L2} = 17.8354 \text{ nF}$, $C_{L3} = 938.613 \text{ nF}$, $C_{L4} = 2.10114 \text{ nF}$, $C_{L5} = 358.667 \text{ nF}$. Převrácenou hodnotou transkonduktance byly vypočteny frekvenčně a impedančně odnormované odpory

$$R_N = R_1 = R_z = \frac{1}{g_m} = 104.16667 \Omega. \quad (76)$$

Kapacity vyšly již se Syntfilu $C1 = -7.8301 \mu F$, $C2 = 1.96808 \mu F$, $C3 = 3.29545 \mu F$, $C4 = 6.47035 \text{ nF}$, $C5 = 1.23258 \mu F$.

6.5 Kaskádní syntéza

Z aproximace bylo získáno rozložení výsledné přenosové funkce filtru na funkce jednotlivých kaskádně řazených bloků. Na jeho základě se realizuje návrh filtru jako návrh jednotlivých bloků. Návrh je proveden s bloky s jedním OTA a po realizaci lze jednotlivé bloky modifikovat jak z hlediska struktury, tak z hlediska hodnot jednotlivých prvků vybrané struktury. Například změnou transkonduktance jednotlivých bloků pak lze variabilně modifikovat mezní kmitočet.

Analýzou LC struktury z Maplu byly obdrženy obvodové rovnice, kde R je volitelný (fiktivní) rezistor:

$$I_1 = \frac{1}{R_1 + pL_1 + \frac{1}{pC_1}}(U_G - U_2) \quad (77)$$

$$v_1 = \frac{R}{R_1 + pL_1 + \frac{1}{pC_1}}(U_G - U_2) \quad (78)$$

$$U_2 = \frac{1}{\frac{1}{pL_2} + pC_2}(I_1 - I_3 - I_{L4} - pC_4 v_{L4}) \quad (79)$$

$$U_2 = \frac{1}{\frac{R}{pL_2} + RpC_2}(v_1 - v_{L3} - v_{L4} - RpC_4 U_{L4}) \quad (80)$$

$$I_3 = \frac{1}{pL_3 + \frac{1}{pC_3}}(U_2 - U_3) \quad (81)$$

$$v_{L3} = \frac{R}{pL_3 + \frac{1}{pC_3}}(U_2 - U_3) \quad (82)$$

$$v_{L4} = \frac{1}{\frac{1}{pL_4} + pC_4}(I_1 - I_{L2} - pC_2 U_2 - I_3 - pC_4(U_2 - U_3)) \quad (83)$$

$$v_{L4} = \frac{1}{\frac{R}{pL_4} + RpC_4}(v_1 - v_{L2} - RpC_2 U_2 - v_{L3} - RpC_4(U_2 - U_3)) \quad (84)$$

$$U_3 = \frac{1}{\frac{1}{R_z} + pC_5 + \frac{1}{pL_5}}(I_1 - I_{L2} - pC_2 U_2) \quad (85)$$

$$U_3 = \frac{1}{\frac{R}{R_z} + RpC_5 + \frac{R}{pL_5}}(v_1 - U_2 - RpC_2 U_2). \quad (86)$$

To odpovídá realizační struktuře s pěti bloky o přenosech H_1, \dots, H_5

$$H_1 = \frac{R}{R_1 + pL_1 + \frac{1}{pC_1}} \quad (87)$$

$$H_2 = \frac{1}{\frac{R}{pL_2} + RpC_2} \quad (88)$$

$$H_3 = \frac{R}{pL_3 + \frac{1}{pC_3}} \quad (89)$$

$$H_4 = \frac{1}{\frac{R}{pL_4} + RpC_4} \quad (90)$$

$$H_5 = \frac{1}{\frac{R}{R_z} + RpC_5 + \frac{R}{pL_5}}. \quad (91)$$

Uvedené přenosy budou použity v analýze Pracanem.

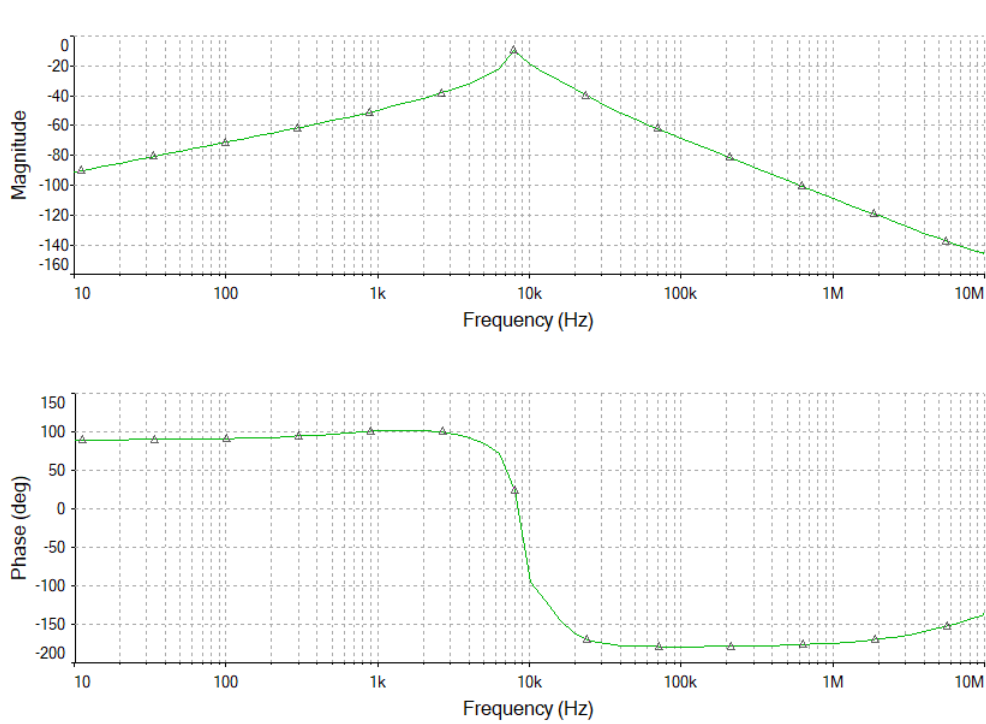
6.6 Návrh funkční simulací

Zapojení s OTA vychází z již uvedených principů v Sekci 3. K simulaci byly použity vypočtené hodnoty ze sekce 6.3 pomocí kaskádní syntézy. Mezní kmitočet lze přeladit změnou vstupního proudu, nebo transkonduktance. Bylo použito zapojení se vstupním odporem R_0 řazeným paralelně ke zdroji (vhodnější pro funkční simulaci - Schaumann (2001) str. 639). Napětí na zdroji poté bude V_0/R_0 . Výsledné napětí bylo odebráno z uzlu V_1 označeného na obrázku 45. Šířka pásma byla odečtena jako 1.137 kHz. Filtr pracuje na kmitočtu cca 8 kHz.

6.7 Vliv zátěže na funkci obvodu

V simulaci se samozřejmě předpokládá, že všechny OTA zesilovače jsou ideální. Chování filtru ve výsledku ovlivní nedokonalosti reálných OTA (ztráty, parazitní chyby). Další nevýhodou jsou kondenzátory a jejich odchylka od

Obrázek 45: Výsledné schéma



Obrázek 46: Amplitudová a fázová charakteristika PP 4. řádu

jmenovité hodnoty – oproti tomu rezistory mají obecně minimální odchylku od jmenovité hodnoty. Z literatury [18] také víme, že reálné transkonduktance nejsou ideální zdroje proudu (s nulovou výstupní admitancí) a že většina gm -C bloků použitých v obvodu má nenulové výstupní admitance. Jejich chování bude tedy extrémně závislé na zátěži, což může úplně změnit zamýšlenou funkci obvodu. Například ve sčítacím obvodu na obrázku 19, popsaným rovnicí 36, zátěžová admitance Y_L změní g_{m3} na $g_{m3} + Y_L$. Podobně zátěž Y_L na ztrátovém integrátoru na obrázku 7 (popsaný rovnicí 21) způsobí změnu g_m na $g_m + Y_L$ v přenosové funkci integrátoru. Proto by transkonduktanční obvody obecně měly být navrženy tak, aby základní bloky řídily vysoko-impedanční uzly (např. vstupy jiných OTA). Pokud mají být řízeny velké zátěže, obvod s OTA musí být řízen *bufferem* (v pinoutu LM13700 na obrázku 14 pin 7,8 pro první OTA zesilovač a 9,10 pro druhý OTA zesilovač). Případně lze jako *buffer* použít operační zesilovač s jednotkovým zesílením.

K určení chování obvodu musíme mít podle literatury [18] na paměti, že parazitní admitance $y_p = y_i + y_o$ je přítomna na každém uzlu spojujícím dva OTA zesilovače. Pokud pro jednoduchost předpokládáme, že všechny OTA jsou stejné a výstup V_{out} je zatížen Y_L , dostaneme vztah

$$V_{out} = \frac{g_{m1}}{y_p} \frac{g_{m2}}{y_p} \frac{g_{m3}}{y_p} \dots \frac{g_{mn}}{Y_L + y_p} (V_{in} - V_{out}). \quad (92)$$

Po úpravě

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{1}{1 + (\frac{y_p}{a_m})^n (1 + \frac{Y_L}{y_n})} \simeq 1 \quad (93)$$

$$\left| \frac{y_p}{q_m} \right|^n \ll 1. \quad (94)$$

Podobně pro výstupní impedanci $Z_{out}(p)$ platí

$$Z_{out}(p) = \frac{\frac{1}{y_p}}{1 + \left(\frac{g_m}{y_p}\right)^n} \simeq \frac{1}{y_p} \left(\frac{y_p}{g_m}\right)^n \quad (95)$$

$$\left|\frac{y_p}{g_m}\right|^n \ll 1. \quad (96)$$

Navrhnout transkonduktance tak, aby platilo $g_m \gg |y_p|$, $|V_{out}/V_{in}| \simeq 1$ a $|Z_{out}| \simeq |1/y_p|$ pro dostatečně velká n , je poměrně snadné. Obvykle se volí $n = 2$ nebo $n = 3$.

6.8 Ladění filtru

Pokud se analogový filtr má chovat podle specifikací, musí být navržen s přesnými hodnotami komponent. Podle literatury [18] přenosová funkce závisí na frekvencích nul a pólů, Q faktoru pólů (Q faktor definuje, jak moc je systém podtlumený), zesílení – tyto parametry zase závisí na přesné hodnotě součástek. Kritické frekvence s jednotkami 1/čas jsou určeny absolutními hodnotami kapacitorů a rezistorů. Zesílení a Q faktor je určen poměrem kapacitorů a rezistorů. V diskretních obvodech můžou být problémy vyřešeny laděním - buď před, nebo po dokončení návrhu. Pokud například máme časovou konstantu $T = RC$, můžeme změřit T a přizpůsobit rezistor (trimmerem), dokud neobdržíme požadovanou časovou konstantu T_0 .

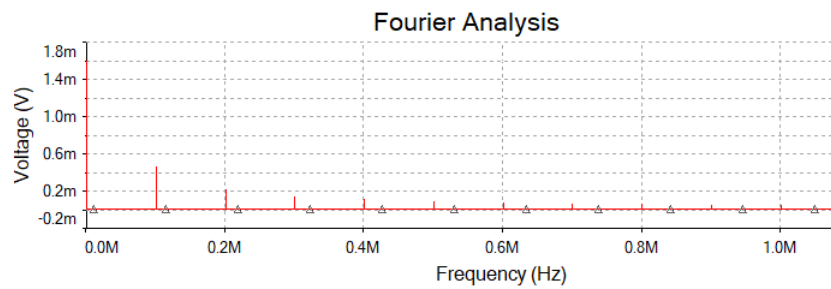
Hlavním problémem ladění je přesné nalezení časové konstanty C_U/g_m , která mění mezní kmitočty. Časovou konstantu může být obdržena změnou g_m . Pokud je zesílení integrátoru jednotkové, časová konstanta bude nastavena na $1/\omega_{ref}$. Pokud bude referenční signál poslán na vstup integrátoru a oba vstupní a výstupní signály přes dva identické špičkové detektory (*peak detectors*), naladíme g_m dokud jednotkové zesílení frekvence integrátoru nebude f_{ref} . Tomuto zapojení se říká *master-slave tuning*. Také lze použít ladění pomocí Q-faktoru. Dalšími problémy obecně u OTA, které mohou ovlivnit funkci obvodu, je nízké stejnosměrné zesílení, nízké $UGBW$ a vysoký šum. Tyto problémy se dají částečně vyřešit zvýšením transkonduktance. Zvýšením výstupní impedance se zvýší i stejnosměrné zesílení.

6.9 Zhodnocení funkčnosti

Pro návrh filtru ve spojitém časovém pásmu se pro zhodnocení funkčnosti používá THD (*total harmonic distortion*) a SNR (*signal-to-noise ratio*). Hlavní vliv na THD má linearita transkonduktance, protože do systému filtru indukují harmonické zkreslení (HD - *harmonic distortion*). Pro nízké frekvence má na SNR vliv tepelný šum - ten může vzniknout vlivem nerovnoměrností struktury, teplotními kmity krystalové mřížky náhodným, či tepelným pohybem nabitých částic (zpravidla elektronů) v rámci elektrických vodičů. Teoreticky se dá říci, že tepelný šum není generován jen ve vodičích, jejichž teplota je rovna nebo téměř rovná absolutní nule. Jakákoliv vyšší teplota již znamená náhodný pohyb elektronů a tedy vznik šumu (literatura [20], [21]). Vliv tepelného šumu ovlivňuje hlavně funkčnost OTA s menšími hodnotami transkonduktance. Tepelný šum je také znám jako $1/f$ šum, protože jeho spektrální hustota výkonu je inverzní k frekvenci (literatura [2]). Ztráty způsobené šumem mohou být vzhledem ke konečnému zesílení kompenzovány předzesilovačem.

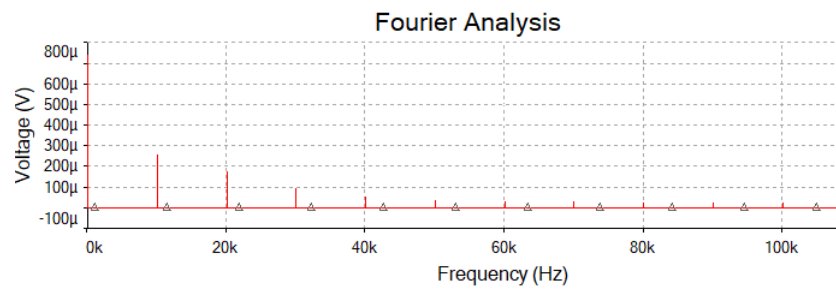
Některá zmíněná zapojení s nekonečnou vstupní impedancí mají poměrně vysokou výstupní impedanci. Kaskádní zapojení lze kompenzovat *bufferem*, což ale snižší šířku pásma celé struktury. Analýzou obvodu z obrázku 32 bylo získáno THD 68.6% a šum 200 dB. Analýzou výsledného obvodu s hodnotami komponent z Maplu bylo obdrženo THD 82.732% a šum 18.366 dB. Šum zde byl počítán jako výkon signálu v uzlu V1 vydělený celkovým výkonem tepelného šumu na standardní teplotě (27 °C). Je to tedy poměr vstupního SNR k výstupnímu SNR.

1	Fourier analysis for V(18):			
2	DC component:	0.00159711		
3	No. Harmonics:	10		
4	THD:	68.5998 %		
5	Grid size:	256		
6	Interpolation Degree:	1		
7				
8	Harmonic	Frequency	Magnitude	Phase
9	0	0	0.00159711	0
10	1	100000	0.000453484	-57.205
11	2	200000	0.000211215	-30.191
12	3	300000	0.000139576	-19.202



Obrázek 47: THD analýza PP 4. řádu

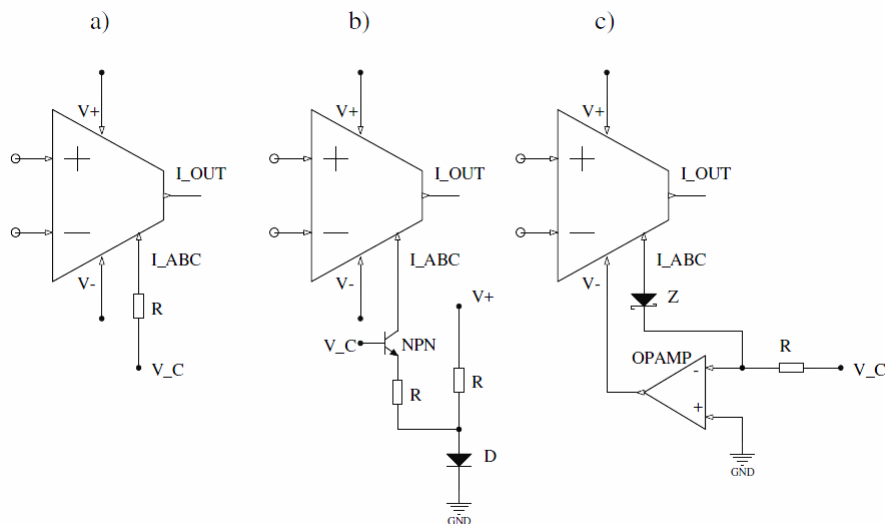
1	Fourier analysis for V(21):				
2	DC component:	0.000736946			
3	No. Harmonics:	10			
4	THD:	82.7316 %			
5	Grid size:	256			
6	Interpolation Degree:	1			
7					
8	Harmonic	Frequency	Magnitude	Phase	Norm. Mag
9	0	0	0.000736946	0	2.88361
10	1	10000	0.000255564	72.2844	1
11	2	20000	0.000172012	6.64875	0.673071
12	3	30000	9.02985e-005	-7.8796	0.353331



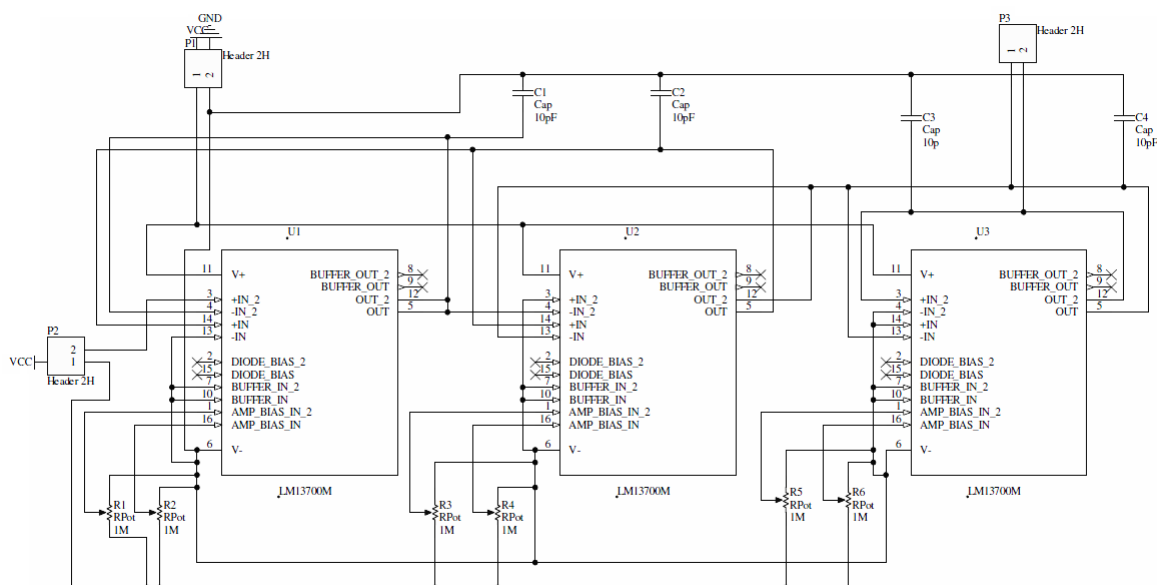
Obrázek 48: THD analýza výsledného obvodu

7 Praktická část

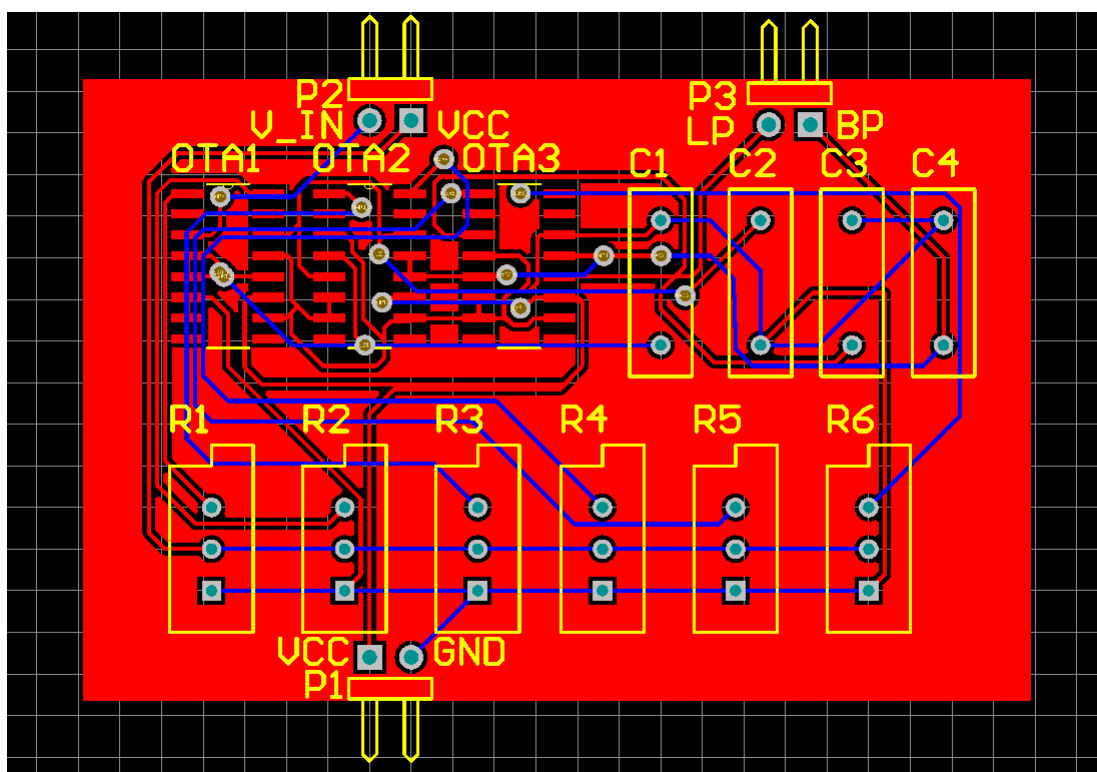
V Altii byla vytvořena DPS pro DP 4. řádu, PP 2. řádu. Keramický kapacitor byl zvolen 561RTSQ10 (10 pF, jmenovité napětí stejnosměrného proudu 100 V). Symbol a footprint k LM13700 byl stažen z snapeda.com. Jako zdroj proudu lze použít NPN tranzistor, nebo operační zesilovač. Různé přístupy k řízení OTA vstupním proudem pomocí napětového zdroje jsou popsány na obrázku 49 (literatura [22]). Obrázek a) je nejjednodušší zapojení, ale toto zapojení je velmi citlivé na malé změny napětí. V zapojení b) je řídicí napětí uzemněno, ale V_c je citlivé na změny napětí mezi bází a emitorem tranzistoru a na úbytek napětí na diodě. V zapojení c) je řídicí napětí také uzemněno a není závislé na součtu nebo vyrušení napětí na pn přechodech. Zenerova dioda je použita k udržení napětí. Frekvenční odezva OZ se zde neuvažuje, protože máme stejnosměrné napětí. Všechna zapojení jsou velmi citlivá na malé změny V_c . K řízení odporu byl použit trimmer o hodnotě odporu 1 MOhm. Zapojení se zdrojem na 0.5 V odpovídá vstupní externí proud 0.5 μA , který byl použit v simulaci.



Obrázek 49: Schéma zapojení napětového zdroje pro vstupní externí proud



Obrázek 50: Schéma obvodu v Altii



Obrázek 51: PCB layout

8 Závěr

Cílem práce bylo navrhnout pásmovou propust 4. řádu s Cauerovou aproximací. Po seznámení s principy OTA 2.2 a náhradou prvků v obvodech s nimi 3 byla provedena simulace. V sekci 4.1 bylo v MultiSimu realizováno zapojení filtru typu dolní propust 2. řádu s poklesem 40 dB/dek, pásmová propust 1. řádu s poklesem 20 dB/-dek. Poté byl kaskádním zapojením obdržen filtr typu dolní propust 4. řádu s poklesem 80 dB/dek, pásmová propust 2. řádu s poklesem 40 dB/dek. Dalším kaskádním blokem byla obdržena požadovaná pásmová propust 4. řádu s poklesem 80 dB/dek. Výsledky simulací prokazují poměrně dobré vlastnosti navržené struktury.

V sekci 6 byla knihovnou Syntfil provedena matematická syntéza filtru a zapojení bylo převedeno na LC přičkovou strukturu. Mezní kmitočety a parametry propustného a zádržného pásma byly zvoleny v řádech stovek kHz. Zesílení je možné řídit, stejně tak mezní kmitočety. Mezikrokem v návrhu byl převod pásmové propusti na normovanou dolní propust. Pro LC strukturu byly obdrženy odnormované hodnoty prvků, které byly dosazeny do zapojení s OTA a byla provedena simulace s vypočtenými prvky (sekce ??). Výsledné zapojení ze sekce 4.1 obsahovalo 8 kapacitorů. ARC syntézou v sekci 6.4, která spočívá v náhradě indukčností gyrátory, bylo z LC přičkového filtru ze sekce 6 získáno 10 kapacitorů. Kvůli použití pouze rezistorů a kapacitorů jsou filtry realizované kaskádní syntézou výhodnější, protože induktory se musí složitě vyrábět na danou hodnotu. Výsledné schéma celkem obsahuje 12 pasivních a 13 aktivních komponent. V simulaci vycházející z ARC syntézy byl vstupní odpor řazen paralelně ke zdroji. Je nutné dbát na to, že toto zapojení obsahuje neuzemněné kapacity a nebude vhodné pro krátké vlny (frekvence v řádech MHz, což odpovídá vlnovým délkám 10 – 100 m). Pro tyto vysoké frekvence také OTA nemohou být použity kvůli limitovanému *GBP*. U neuzemněných kapacit je také nutné dbát na to, že vstupní externí proud může způsobit akumulaci náboje na kapacitorech a eventuálně i saturaci OTA. Větší počet OTA také kvůli zpětným vazbám může mít vliv na stabilitu celého obvodu, čímž se sníží pásmo pro vstupní externí proud – filtr pak může být stabilní jen v malém kmitočtovém pásmu.

Dalším krokem byl návrh v KiCadu (sekce 7), praktická realizace a odzkoušení navrhnutého obvodu. Pro lepší návrh by bylo vhodné třeba analyzovat výslednou strukturu popsanou přenosy gyrátorů (sekce 6) a získat z ní zapojení s OTA, nebo také analyzovat výsledný obvod knihovnou Pracan (schéma struktury lze vyexportovat z KiCadu).

Reference

- [1] SHUENN-YUH, Lee a Cheng CHIH-JEN. *Systematic Design and Modeling of a OTA-C Filter for Portable ECG Detection*. IEEE Transactions on Biomedical Circuits and Systems [online]. 2009, Únor 2009 (Vol. 3, no. 1), 11 [cit. 2019-11-05]. Dostupné z: https://www.researchgate.net/publication/224367186_Systematic_Design_and_Modeling_of_a_OTA-C_Filter_for_Portable_ECG_Detection
- [2] *Dlouhé vlny*. Wikipedia: the free encyclopedia [online]. San Francisco (CA): Wikimedia Foundation, 2001- [cit. 2019-11-04]. Dostupné z: https://cs.wikipedia.org/wiki/Dlouh%C3%A9_vlny
- [3] *Střední vlny*. Wikipedia: the free encyclopedia [online]. San Francisco (CA): Wikimedia Foundation, 2001- [cit. 2019-11-04]. Dostupné z: https://cs.wikipedia.org/wiki/St%C5%99edn%C3%AD_vlny
- [4] *ZigBee*. Wikipedia: the free encyclopedia [online]. San Francisco (CA): Wikimedia Foundation, 2001- [cit. 2019-11-04]. Dostupné z: <https://cs.wikipedia.org/wiki/ZigBee>
- [5] HÁJEK, K., SEDLÁČEK, J. *Kmitočtové filtry*. Praha, BEN 2002, 536s. ISBN 80-7300-023-7.
- [6] SUCHÁNEK, Tomáš. *Kmitočtový filtr* [online]. Brno, 2009 [cit. 2019-11-05]. Dostupné z: https://www.vutbr.cz/www_base/zav_prace_soubor_verejne.php?file_id=17738. Bakalářská práce. VUT v Brně. Vedoucí práce Ladislav Káňa.
- [7] KAŠPER, Ladislav. *Návrh kmitočtového filtru* [online]. Ostrava, 2012 [cit. 2019-04-28]. Dostupné z: https://dspace.vsb.cz/bitstream/handle/10084/92901/KAS279_FEI_N2647_2601T013_2012.pdf?sequence=1&isAllowed=y. Diplomová práce. VŠB-TU Ostrava, FEL. Strana 18.
- [8] RAMSDEN, Ed. *An Introduction to Analog Filters*. Sensors Online [online]. 3 Speen Street, Suite 300, Framingham, MA 01701: Questex, 2019, 1/7/2001 [cit. 2019-05-18]. Dostupné z: <https://www.sensorsmag.com/components/introduction-to-analog-filters>
- [9] *High-pass filtering pre-processing before computing audio features*. Stack Exchange Inc [online]. 2019 [cit. 2019-04-22]. Dostupné z: <https://dsp.stackexchange.com/questions/27586/high-pass-filtering-pre-processing-before-computing-audio-features>
- [10] MARTINEK, Pravoslav, Petr BOREŠ a Jiří HOSPODKA. *Elektrické filtry*. Praha: Vydavatelství ČVUT, 2003. ISBN 80-01-02765-1. Strana 74, obrázek 4.17. Strana 141, obrázek 5.43.
- [11] MICHAL, Vratislav. *Vybrané vlastnosti obvodů pracujících v proudovém módu a napětovém módu* [online]. Brno, 2017 [cit. 2019-03-30]. Dostupné z: <https://docplayer.cz/43256146-Vybrane-vlastnosti-obvodu-pracujicich-v-proudovem-modu-a-napetovem-modu.html>. Článek. Brno University of Technology. Strana 5.
- [12] HOSPODKA, Jiří. *Úvod do analogových filtrů* [online]. Praha, 2018 [cit. 2019-03-30]. Dostupné z: <https://moodle.fel.cvut.cz/course/view.php?id=1434>. Přednáška. ČVUT FEL. Strana 21, 24.
- [13] SMITH, K.C., SEDRA, A.S. *The current conveyor: a new circuit building block*. New York, 1968 (Vol. 56, no. 3). Článek. IEEE Proc. Strana 1368 - 1369.
- [14] SMITH, K.C., SEDRA, A.S. *A second generation current conveyor and its application*. New York, 1970 (CT-17). Článek. IEEE Trans. Strana 132 - 134.
- [15] SHAKTOUR, Mahmoud. *Nekonvenční obvodové prvky pro návrh průřekových filtrů* [online]. Brno, 2010 [cit. 2019-10-25]. Dostupné z: https://www.vutbr.cz/www_base/zav_prace_soubor_verejne.php?file_id=35975. Disertační práce. Vysoké učení technické v Brně. Vedoucí práce Dalibor Bielek. Strana 8, obrázek 3-1 (a). Strana 9, obrázek 3-2. Strana 11, obrázek 3-5. Strana 12, obrázek 3-6.
- [16] *Transconductance Amplifiers* [online]. 2019 [cit. 2019-03-30]. Dostupné z: https://cz.mouser.com/Semiconductors/Integrated-Circuits-ICs/Amplifier-ICs/Transconductance-Amplifiers/_/N-6j731?P=1y95od0
- [17] LM13700: Dual Operational Transconductance Amplifiers With Linearizing Diodes and Buffers. In: *Texas Instruments* [online]. Dallas, Texas: Texas Instruments Incorporated, 2018 [cit. 2019-03-30]. Dostupné z: www.ti.com/lit/ds/symlink/lm13700.pdf Strana 1. Strana 9, obrázek 16.
- [18] SCHAUMANN, Rolf a Mac E. Van VALKENBURG. *Design of Analog Filters*. New York: Oxford University Press, 2001. ISBN 0195118774. Strana 213, obrázek 4-13. Strana 236, obrázek 4-35 a),b). Strana 237, obrázek 4-36 a),b). Strana 608, obrázek 16-2 a),b).

- [19] VEDRAL, Josef a Jakub SVATOŠ. *Zpracování a digitalizace analogových signálů v měřící technice*. Praha: Česká technika - nakladatelství ČVUT, 2018. ISBN 978-80-01-06424-5. Strana 136, obrázek 5.3.9, 5.3.10.
- [20] MOTCHENBACHER, C. D.; CONNELLY, J. A. *Low-noise electronic system design*. [s.l.]: Wiley Interscience, 1993.
- [21] *Elektronický šum*. In: Wikipedia: the free encyclopedia [online]. San Francisco (CA): Wikimedia Foundation, 2001- [cit. 2019-11-05]. Dostupné z: https://cs.wikipedia.org/wiki/Elektronick%C3%BD_%C5%A1um#cite_note-noise-1
- [22] GEIGER, Randall L. a Edgar SÂNCHEZ-SINENCIO. *Active Filter Design Using Operational Transconductance Amplifiers: A Tutorial*. IEEE CIRCUITS AND DEVICES MAGAZINE [online]. 1985, 1985 (Březen), 13 [cit. 2019-11-06]. Dostupné z: <https://www.ece.uic.edu/~vahe/spring2013/ece412/OTA-structures2.pdf>

Seznam příložených souborů na CD

readme.txt.....	soubor s popisem obsahu CD
Doc	dokumentace
└─ lm13700.pdf	datasheet k LM13700
Images.....	obrázky použité v textu
KiCad.....	adresář se schématem DPS
└─ ota.sch.....	schéma obvodu
└─ ota.cir.....	struktura pro analýzu PraCANem
LaTeX.....	adresář s \LaTeX zdrojovými kódy
Maple	adresář s Maple skriptem
└─ bandpass.mw.....	Maple skript
Multisim	soubory se schématy v Multisimu
└─ BP4.ms14	pásmová propust 4. řádu
└─ BPLPHP.ms14	základní zapojení pro bikvad
└─ LP2.ms14	dolní propust 2. řádu
└─ LP4BP2.ms14	dolní propust 4. řádu, pásmová propust 2. řádu
└─ MapleOutput.ms14	výsledné schéma s výsledky z Maplu
Thesis Text.....	adresář s textem práce
└─ BP_Pacalova_Klara_2019.pdf	práce v PDF formátu