

**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 s OTA zesilovači 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 31. října 2019

.....

Abstrakt

Cílem práce je navrhnout zapojení analogového přeladitelného filtru se zesilovači OTA. Filtr je zvolen typu pásmová propust 4. řádu s Cauerovou aproximací.

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.

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 (první generace)
CCII		current conveyor (druhá generace)
DIDO		differential-input, differential-output
DP		dolní propust
GIC		general impedance converter
HP		horní propust
HP		high-pass
IC		integrated circuit
LP		low-pass
OTA		operational transconductance amplifier
PP		pásmová propust
PZ		pásmová zadrž
SISO		single-input, single-output

Obsah

1	Úvod	1
1.1	Analogové filtry	1
1.2	Butterworthova aproximace	2
1.3	Čebyševova aproximace	2
1.3.1	Typ I	2
1.3.2	Typ II	3
1.4	Besselova aproximace	3
1.5	Cauerova (eliptická) aproximace	3
1.5.1	Cauerova (eliptická) aproximace typu A	3
1.5.2	Cauerova (eliptická) aproximace typu B	3
1.5.3	Cauerova (eliptická) aproximace typu C	3
1.6	Srovnání typů aproximací	4
2	Transkonduktanční zesilovače (OTA)	5
2.1	Proudový konvektor druhé generace s OTA	6
2.2	IC s OTA	8
3	Náhrada prvků	11
3.1	Základní bloky	12
3.2	Odvození DP 2. řádu	12
4	Simulace	14
4.1	Dolní propust 2. řádu	14
4.2	Dolní propust 4. řádu	15
4.3	Pásmová propust 2. řádu	16
4.4	Pásmová propust 4. řádu	17
5	Návrh v Maple	19
5.1	Příčkové LC filtry	21
5.2	Gyrátory	22
5.3	Výpočet prvků LC filtru	22
5.4	Návrh funkční simulací	26
6	Závěr	27

Seznam obrázků

1	Toleranční schéma	1
2	Typy aproximací (DP)	2
3	OTA - schematické značky	5
4	Linearizovaný model reálného OTA	5
5	OTA-C	6
6	Ztrátový OTA-C	6
7	CCII symbol	6
8	Integrátor s CCII a OTA	7
9	CCII s \pm výstupem založený na OTA	7
10	Single input single output OTA (SISO) založený na CCII	8
11	<i>Fully differential</i> OTA (DIDO) založený na CCII a napětovém bufferu	9
12	Konfigurace pinů na LM13700M	10
13	Vnitřní schéma OTA	10
14	Náhradní obvod pro uzemněný rezistor	11
15	Náhradní obvod pro indukčnost	11
16	Náhradní obvod pro neuzemněnou indukčnost	12
17	Základní bloky s OTA	12
18	Dolní propust 2. řádu	13
19	Obecná OTA struktura pro bikvad	14
20	Schéma zapojení DP 2. řádu	15
21	Amplitudová a fázová charakteristika DP 2. řádu, PP	15
22	Kaskádní zapojení	16
23	Schéma zapojení DP 4. řádu	16
24	Amplitudová a fázová charakteristika DP 4. řádu	16
25	Násobení přenosů	17
26	Schéma zapojení PP 2. řádu	17
27	Amplitudová a fázová charakteristika PP 2. řádu	18
28	Schéma zapojení PP 4. řádu	18
29	Amplitudová a fázová charakteristika PP 4. řádu	18
30	Toleranční schéma navrhované pásmové propusti	20
31	Modulová frekvenční charakteristika NDP	20
32	Pasivní dolní propust n-tého řádu s π články	21
33	Pasivní dolní propust n-tého řádu s T články	21
34	Neuzemněný induktor realizovaný kapacitorem a dvěma gyrátory	22
35	Schéma LC příčkové struktury	23
36	Modulová frekvenční charakteristika NDP - LC příčkový filtr	24
37	Modulová frekvenční charakteristika LC struktury (červená) a LC struktury s konečnou hodnotou jakostí cívek (zelená)	25
38	Výsledné schéma	26
39	Amplitudová a fázová charakteristika PP 4. řádu	26

Seznam tabulek

1	Přehled aproximací podle tvaru aproximační funkce v propustném i nepropustném pásmu	4
2	Porovnání integrovaných obvodů s jedním OTA	8
3	Porovnání integrovaných obvodů se dvěma OTA	8

1 Úvod

1.1 Analogové filtry

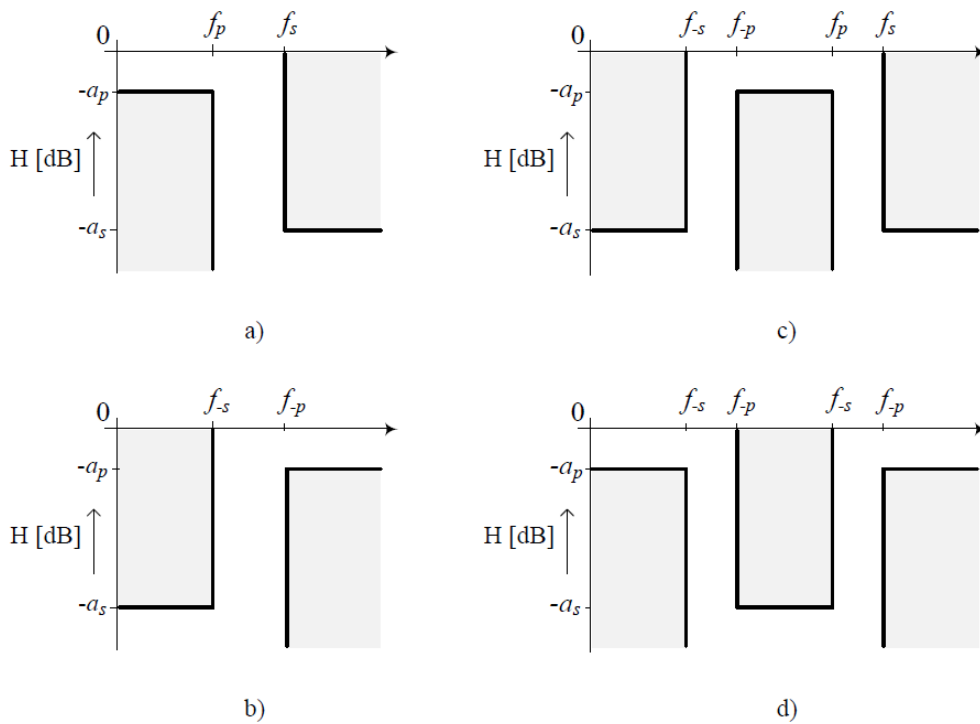
Filtry jsou určeny k potlačení nebo zvýraznění určité části kmitočtového spektra signálu. Jsou to obvody s kmitočtově závislou přenosovou funkcí (pro napěťový přenos $H_s(j\omega) = U_{out}(j\omega)/U_{in}(j\omega)$). Základní rozdělení je na dolní propust (DP, anglicky *low-pass* - LP), horní propust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

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 článek) se zvyšující se frekvencí snižuje svou vstupní impedanci. Přenosová funkce má nulu v nekonečnu a pól v levé polorovině s-roviny. Ideální integrátor má pól v nule.

Horní propust nepropouští signály o nízkých frekvencích. Nejjednodušší zapojení je RC člen (derivační článek), kdy kapacitor je zapojen sériově se zdrojem a k této větvi paralelně rezistor. Pro toto zapojení reaktance kapacitoru se zvyšující se frekvencí klesá. Přenosová funkce ideálního derivátoru má pól v nekonečnu a nulu v nule. Horní propust má nulu v nule a pól v levé polorovině s-roviny.

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).

Pásmová zadrž nepropouští kmitočty pásma definovaného dvěma kmitočty. Pasivní zapojení je složeno ze dvou rezistorů a kapacitorů. Má vždy ztrátový přenos. Filtry se používají k redukci nežádoucích frekvencí např. pro



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

efektivní reprodukci zvuku reproduktory, k redukci okolního rušení - vysílače blokují harmonické frekvence, které interferují. Také v obvodech rekonstrukce signálů u D/A převodníků, k předvzorkování u A/D převodníku nebo jako anti-aliasing filtry.

Obecná přenosová funkce filtru typu dolní propust je

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

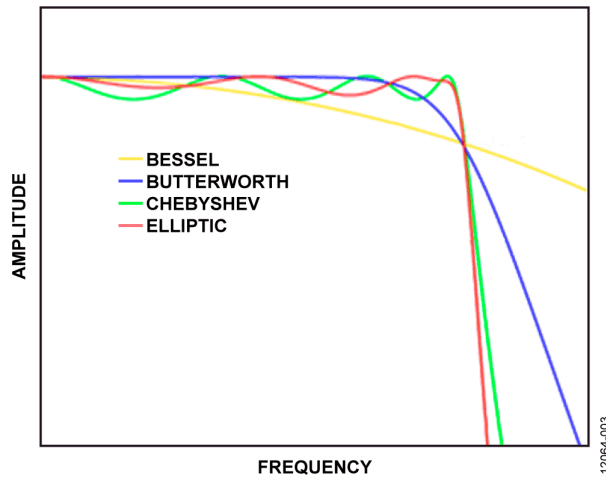
kde n je řád filtru.

Obecná přenosová funkce filtru typu horní propust je

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

kde n je řád filtru.

Podle rozložení nul a pólů jmenovatele rozlišujeme různé aproximace. Koeficienty filtru a_i, b_i určují zesílení v propustném pásmu. Činitel jakosti je definován jako $Q = \sqrt{b_i}/a_i$. Čím větší Q je obdrženo, tím spíš bude filtr nestabilní.



Obrázek 2: Typy aproximací (DP)[2]

1.2 Butterworthova aproximace

Butterworthova má maximálně plochou amplitudovou charakteristiku v propustném pásmu. Frekvenční charakteristika má sklon daný počtem pólů a pro její posouzení je užíváno skupinové zpoždění (derivace 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 $H(j\omega)$.

$$G(\omega) = |H(j\omega)| = \frac{1}{\sqrt{1 + \epsilon^2 \frac{\omega}{\omega_c}^{2n}}}, \quad (3)$$

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

$$G(\omega) = |H(j\omega)| = \frac{1}{\sqrt{1 + \epsilon^2 T_n^2 \frac{\omega}{\omega_c}^{2n}}}, \quad (4)$$

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 Čebyševových diferenciálních rovnic

$$(1 - x^2)y'' - xy' + n^2y = 0 \quad (5)$$

$$(1 - x^2)y'' - 3xy' + n(n+2)y = 0. \quad (6)$$

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

$$G(\omega, \omega_c) = \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{1}{\epsilon^2 T_n^2 \left(\frac{\omega}{\omega_c}\right)^{2n}}}}, \quad (7)$$

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. Koeficienty 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

$$G(\omega) = |H(j\omega)| = \frac{\Theta_n(0)}{\Theta_n\left(\frac{j\omega}{\omega_c}\right)}, \quad (8)$$

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

$$\Theta_n(x) = x^n y_n\left(\frac{1}{x}\right) = \sum_{k=0}^n \frac{(n+k)!}{(n-k)!k!} \frac{x^{n-k}}{2^k}. \quad (9)$$

Pro filtr druhého řádu platí

$$G(\omega) = |H(j\omega)| = \frac{3}{\sqrt{\omega^4 + 3\omega^2 + 9}}. \quad (10)$$

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

$$G(\omega) = |H(j\omega)| = \frac{1}{\sqrt{1 + \epsilon^2 R_n^2\left(\zeta, \frac{\omega}{\omega_c}\right)}}, \quad (11)$$

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.

1.5.1 Cauerova (eliptická) aproximace typu A

Má stejný počet pólů a nul aproximující funkce. Je realizována jako LC filtr (Sekce 5.1) 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 5.1). Je to obdoba postupu u Čebyševovy aproximace.

1.6 Srovnání typů aproximací

Z hlediska zápisu přenosové funkce není 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 [3]

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

2 Transkonduktanční zesilovače (OTA)

V telekomunikacích se 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 spínačích 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.

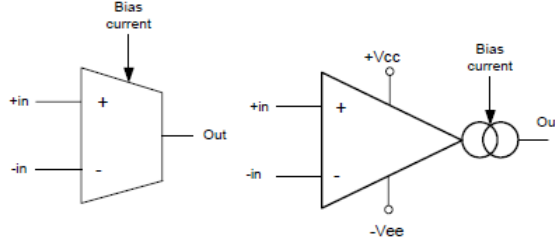
Pro nízké frekvence se ke splnění těchto požadavků používají obvody se spínanými kapacitami (SC). Přepínaný kapacitor se chová jako rezistor, tudíž časová konstanta RC je definována poměrem kapacitorů a hodinovou (CLK) frekvencí, se kterou jsou přepínány. Pro vysokofrekvenční aplikace (až v řádu gigahertz)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

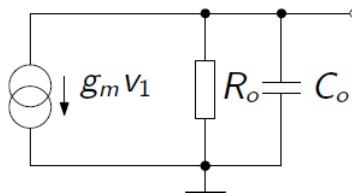
Transkonduktanční zesilovače (označují se též jako OTA (*Operational Transconductance Amplifiers*) jsou napětím řízené zesilovače s proudovým výstupem - zdroje proudu

$$i_{out} = g_m(u_+ - u_-), \quad (12)$$

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). Připojením zátěže R_z na výstup bylo získáno napětí naprázdno



Obrázek 3: OTA - schematické značky [4]



Obrázek 4: Linearizovaný model reálného OTA [5]

$$u_{out} = R_z g_m(u_+ - u_-) = G_0(u_+ - u_-), \quad (13)$$

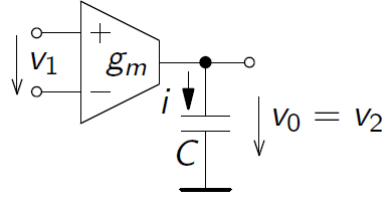
kde G_0 je zesílení. Ze vztahu 13 plyne, že zesílení je konečné a mezi vstupy je nenulové napětí. Po připojení kondenzátoru jako zátěže byl získán bezetrátový integrátor s přenosem

$$H(s) = \frac{v_2}{v_1} = \frac{g_m}{pC} \quad (14)$$

a napětím na výstupu

$$v_0(t) = \frac{1}{C} \int i(t) dt = \frac{1}{C} \int g_m v_1(t) dt. \quad (15)$$

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

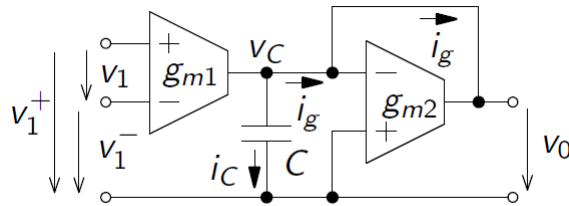


Obrázek 5: OTA-C [5]

Ztrátový integrátor lze vytvořit 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

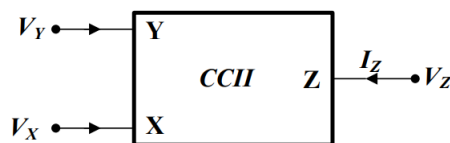
$$v_0(t) = \frac{g_{m1}}{sC + g_{m2}} (v_1^+ - v_1^-). \quad (16)$$



Obrázek 6: Ztrátový OTA-C [5]

2.1 Proudový konvektor druhé generace s OTA

Jeden z nejzákladnějších bloků v oblasti analogov obvodů v proudovém módu je proudový konvektor (*current conveyor* (CC)). Princip CC první generace byl popsán v roce 1968 (K. C. Smith, A. S. Sedra [6]). CCI byl následně nahrazen univerzálnější druhou generací v roce 1970 (CCII) [7]. 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 konvejory (*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 u_0 obvodu



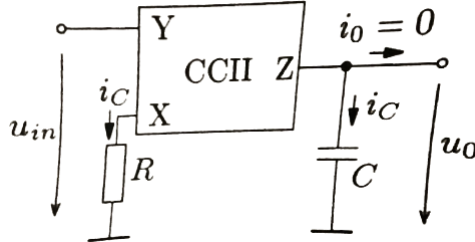
Obrázek 7: CCII symbol [8]

a z něj odvozenou přenosovou funkcí platí

$$u_0(t) = \frac{1}{C} \int i_c(t) dt = \frac{1}{RC} \int u_{in}(t) dt \quad (17)$$

$$H(p) = \frac{U_2}{U_1} = \frac{1}{pCR}. \quad (18)$$

Konvektorový integrátor pracuje jako invertující nebo neinvertující. Vstupní impedance na vstupu Y je nekonečná

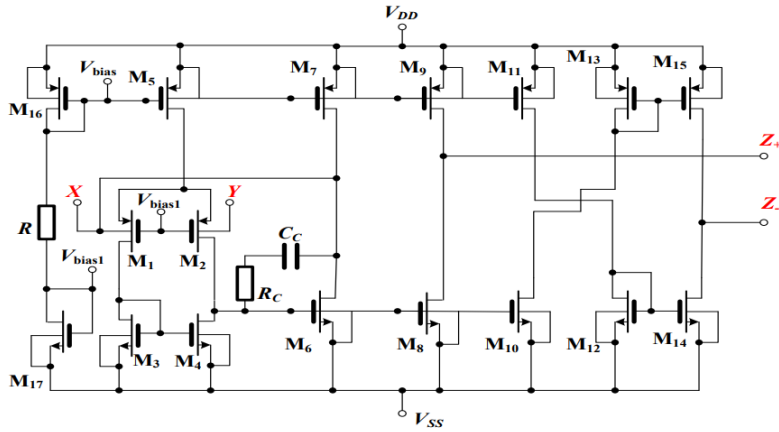


Obrázek 8: Integrátor s CCII a OTA [3]

(tedy proud tekoucí skrz Y je nulový) a impedance na vstupu X je nulová ($R_Y = \infty, I_Y = 0, R_X = 0$). Napětí na vstupu X je ekvivalentní k napětí na vstupu Y ($V_X = V_Y$). Proud procházející vstupem X je ekvivalentní k proudu vstupem Z ($I_Z = I_X$). Výstupní impedance vstupu Z je nekonečná ($R_Z = \infty$). Charakteristika ideálního CC je reprezentována maticí

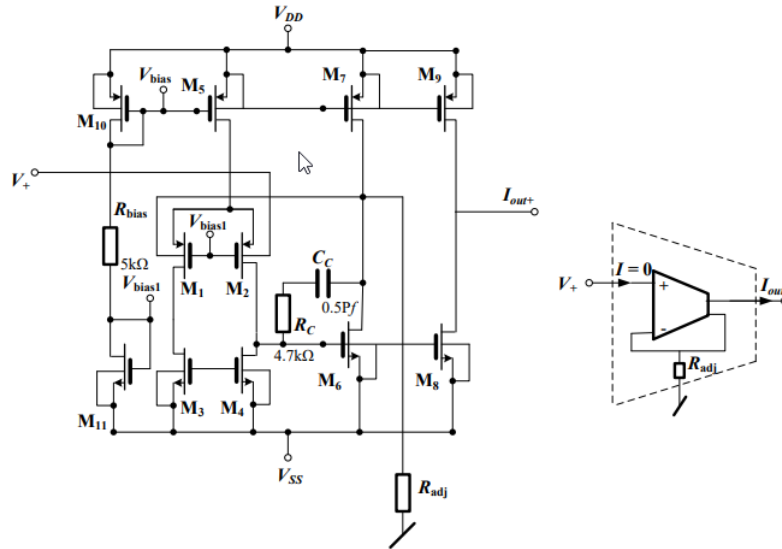
$$\begin{bmatrix} I_Y \\ V_X \\ I_Z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & \pm 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_Y \\ I_X \\ V_Z \end{bmatrix}. \quad (19)$$

Takovéto zapojení funguje jako dobrý sledovač napětí, ale zato má menší šířku pásma.



Obrázek 9: CCII s \pm výstupem založený na OTA [8]

Využitím zapojení na obrázku 2.2 a principů CCII lze získat modifikace klasického transkonduktančního zesilovače (s rozdílovým stupněm na vstupu a jedním výstupem). Obdržené atypické struktury obsahují jeden vstup a jeden výstup a také dva rozdílové stupně (na vstupu i výstupu).



Obrázek 10: Single input single output OTA (SISO) založený na CCII [8]

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.

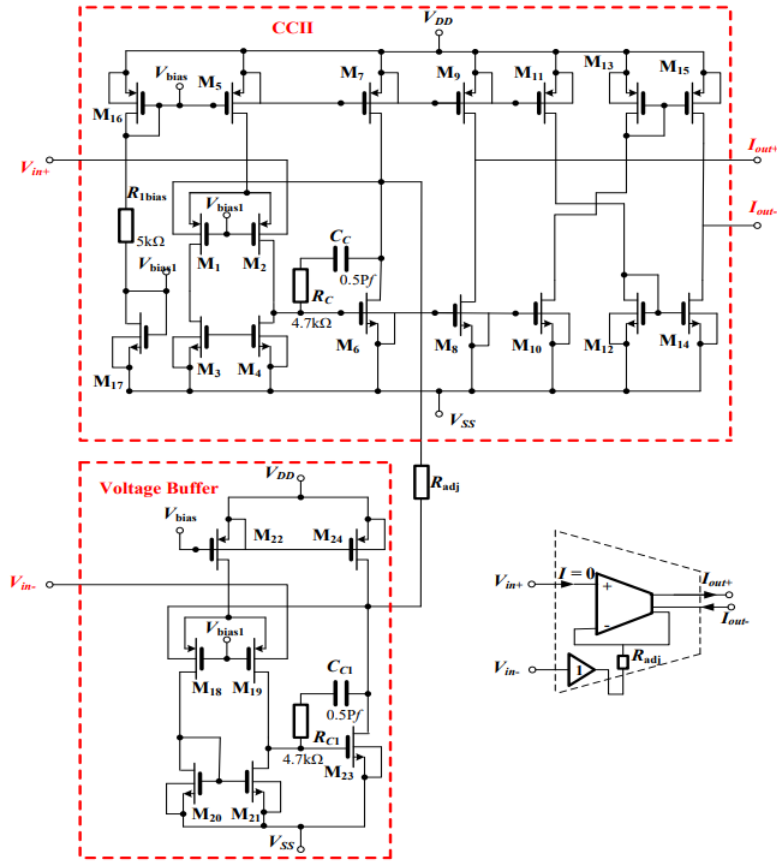
	GBP - Gain Bandwidth Product	SR - Slew Rate	Output Current per Channel	I_b - Input Bias Current	V_{os} - Input Offset Voltage	Operating Supply Current	Forward Transconductance Min	Supply Voltage
OPA615	710 MHz	2.5 kV/ μ s	5 mA	3 μ A	40 mV	13 mA	65 mA/V	8–12.4 V
OPA860	470 MHz	3.5 kV/ μ s	15 mA	5 μ A	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 [9]

	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

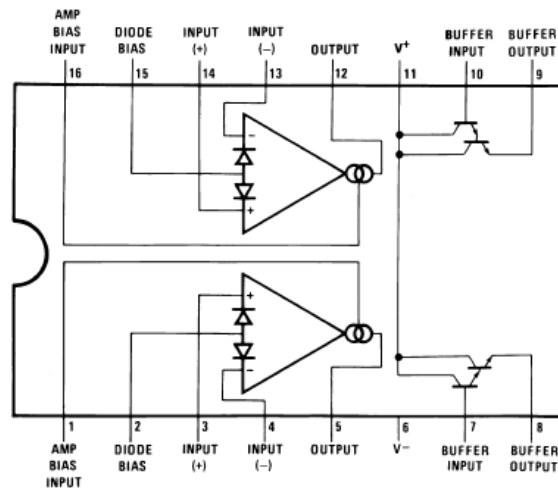
Tabulka 3: Porovnání IC se dvěma OTA [9]

Pro realizaci přeladitelného filtru byl zvolen LM13700. Vnitřní zapojení LM13700 na obrázku 2.2 obsahuje

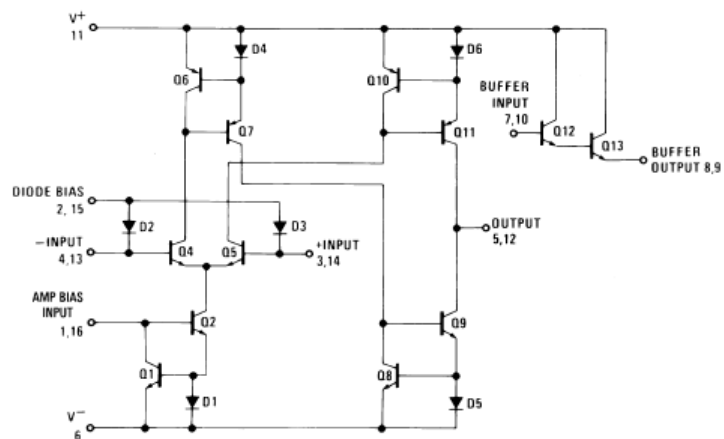


Obrázek 11: *Fully differential* OTA (DIDO) založený na CCII a napětovém bufferu [8]

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.



Obrázek 12: Konfigurace pinů na LM13700M [10]



Obrázek 13: Vnitřní schéma OTA [10]

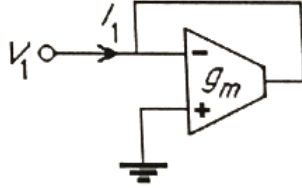
Významnou vlastností OTA je možnost změny transkonduktance g_m změnou klidového stejnosměrného pracovního proudu vstupního diferenčního stupně. Řízení může být buď napěťové nebo proudové.

3 Náhrada prvků

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

$$R_{in} = \frac{1}{g_m}, \quad (20)$$

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, 5), také k náhradě velmi velkých odporů. Pro nahra-



Obrázek 14: Náhradní obvod pro uzemněný rezistor [12]

zení indukčnosti o impedanci $Z_L = 1/(sC)$ lze použít obvod s třemi OTA. 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

$$V_C = \frac{g_{m1}}{sC} V_1 \quad (21)$$

$$I_1 = g_{m2} V_C = \frac{g_{m1} g_{m2}}{sC} V_1. \quad (22)$$

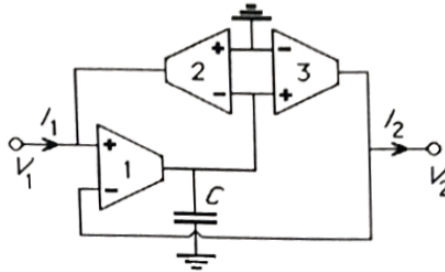
Výsledná indukčnost - impedance vstupu byla vyjádřena vztahem 21.

$$Z_{in}(s) = \frac{V_1}{I_1} = s \frac{C}{g_{m1} g_{m2}} \quad (23)$$

Byl obdržen induktor o hodnotě

$$L = \frac{C}{g_{m1} g_{m2}}. \quad (24)$$

Pro uzemněnou indukčnost o impedanci $Z_L = 1/(sC)$ byl použit obvod na Obrázku 15. Vyjádřením napětí a



Obrázek 15: Náhradní obvod pro indukčnost [12]

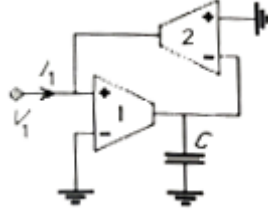
proudů v obvodu bylo získáno napětí na kapacitoru a vstupní proud

$$V_C = \frac{g_{m1}}{sC} V_1 \quad (25)$$

$$I_1 = g_{m2} V_C = \frac{g_{m1} g_{m2}}{sC} V_1. \quad (26)$$

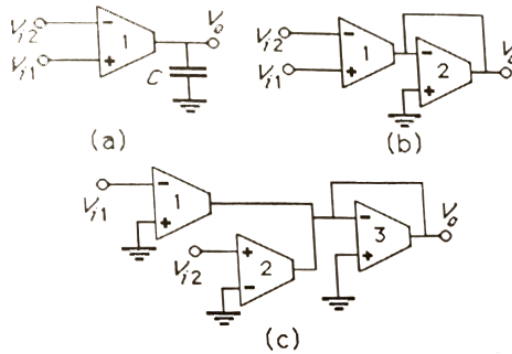
Výsledná indukčnost - impedance vstupu byla vyjádřena vztahem

$$Z_{in}(s) = \frac{V_1}{I_1} = s \frac{C}{g_{m1}g_{m2}}. \quad (27)$$



Obrázek 16: Náhradní obvod pro neuzemněnou indukčnost pro $g_{m1} = g_{m2}$ [12]

3.1 Základní bloky



Obrázek 17: Základní bloky s OTA a) integrující b) srovnávací c) sčítací [12]

Blok a) na obrázku 17 slouží k realizaci invertujícího/neinvertujícího integrátoru s výsledným napětím

$$V_O = \frac{g_{m1}}{pC} (V_1 - V_2). \quad (28)$$

Blok b) na obrázku 17 je komparátor s různou polaritou a napětím na výstupu

$$V_O = \frac{g_{m1}}{g_{m2}} (V_1 - V_2). \quad (29)$$

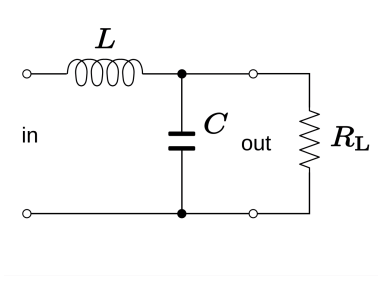
Blok c) na obrázku 17 realizuje sčítací nebo rozdílový obvod s napětím na výstupu

$$V_O = -\frac{g_{m1}}{g_{m3}} V_1 + \frac{g_{m2}}{g_{m3}} V_2. \quad (30)$$

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 18. Přenos obvodu byl vyjádřen jako



Obrázek 18: Dolní propust 2. řádu [11]

$$H(s) = \frac{U_{out}}{U_{in}} = \frac{Z_2}{Z_1}, \quad Z_1 = sL, \quad Z_2 = \frac{\frac{R}{sC}}{R + \frac{1}{sC}}. \quad (31)$$

Výsledný přenos je roven

$$H(s) = \frac{\frac{\frac{R}{sC}}{R + \frac{1}{sC}}}{sL + \frac{\frac{R}{sC}}{R + \frac{1}{sC}}}. \quad (32)$$

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

$$H(s) = \frac{R}{s^2 LRC + sL + R} = \frac{\frac{1}{LC}}{s^2 + \frac{s}{RC} + \frac{1}{LC}}. \quad (33)$$

Využitím poznatků ze Sekce 3 je možno za odpor a indukčnost dosadit do vztahu 33. Byly uvažovány kapacitory o stejné hodnotě C .

$$H(s) = \frac{\frac{1}{C^2}}{s^2 + \frac{s}{\frac{g_{m1}g_{m2}}{C^2}} + \frac{1}{C^2}} = \frac{\frac{g_{m1}g_{m2}}{C^2}}{s^2 + \frac{sg_{m2}}{C} + \frac{g_{m1}g_{m2}}{C^2}} = \frac{g_{m1}g_{m2}}{s^2 C^2 + sg_{m2}C + g_{m1}g_{m2}}. \quad (34)$$

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

$$s^2 + s\frac{\omega_c}{Q} + \omega_c^2 = s^2 C^2 + sg_{m2}C + g_{m1}g_{m2} \quad (35)$$

$$s^2 + s\frac{\omega_c}{Q} + \omega_c^2 = s^2 + \frac{sg_{m2}}{C} + \frac{g_{m1}g_{m2}}{C^2}. \quad (36)$$

Z tohoto vztahu byl vyjádřen mezní kmitočet jako

$$\omega_c^2 = \frac{g_{m1}g_{m2}}{C^2} \quad (37)$$

$$\omega_c = \sqrt{\frac{g_{m1}g_{m2}}{C^2}} \quad (38)$$

a činitel jakosti dosazením za ω_c

$$Q = \frac{\omega_c}{\frac{g_{m2}}{C}} = \sqrt{\frac{g_{m1}}{g_{m2}}}. \quad (39)$$

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

$$\omega_c = \sqrt{\frac{g_m^2}{C^2}}, \quad (40)$$

$$Q = \sqrt{1} = 1. \quad (41)$$

4 Simulace

4.1 Dolní propust 2. řádu

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

$$H(j\omega) = \frac{H_0\omega_c^2}{(j\omega)^2 + \frac{\omega_c}{Q}(j\omega) + \omega_c^2}. \quad (42)$$

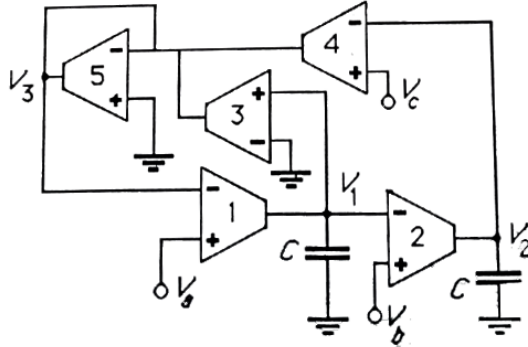
Obvodová simulace byla realizována v programu Multisim. Bylo zvoleno symetrické napájení OZ $V_{DD}, V_{SS} = \pm 15$ V. Regulací vstupního proudu je ovlivňován pracovní bod obvodu (mezní kmitočet). Vstupní externí proud $I_{ABC} = 0.5 \mu\text{A}$ byl zvolen tak, aby byl obdrženo mezní kmitočet cca 100 kHz. 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 nezkrslí výsledky simulace.

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

$$\frac{V_{BP}}{g_{m3}V_i} = \frac{1}{pC + g_m^2/(pC) + g_{m3}} \quad (43)$$

$$\frac{V_{BP}}{V_i} = \frac{pg_{m3}C}{p^2C^2 + pg_{m3}C + g_m^2}. \quad (44)$$

Uvažováním napětí V_a, V_b, V_c na obrázku 19 jako vstupy byly obdrženy výstupní napětí



Obrázek 19: Obecná OTA struktura pro bikvad [12]

$$V_1 = \frac{pC_2g_{m1}(g_{m5}V_a - g_{m4}V_c) + g_{m1}g_{m2}g_{m4}V_b}{D(s)} \quad (45)$$

$$V_2 = \frac{(pC_1g_{m2}g_{m5} + g_{m1}g_{m2}g_{m3})V_b + g_{m1}g_{m2}(g_{m4}V_c - g_{m5}V_a)}{D(s)} \quad (46)$$

$$V_3 = \frac{p^2C_1C_2g_{m4}V_c + p(C_2g_{m1}g_{m3}V_a - C_1g_{m2}g_{m4}V_b) + g_{m1}g_{m2}g_{m4}V_a}{D(s)}, \quad (47)$$

kde

$$D(s) = C_1C_2g_{m5}(p^2 + p\frac{1}{C_1}\frac{g_{m1}g_{m3}}{g_{m5}} + \frac{g_{m1}g_{m2}g_{m4}}{C_1C_2g_{m5}}). \quad (48)$$

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

$$H_{BP}(p) = \frac{V_1}{V_i} = -\frac{sC_2g_{m1}g_{m4}}{D(s)} \quad (49)$$

$$H_{LP}(p) = \frac{V_2}{V_i} = \frac{g_{m1}g_{m2}g_{m4}}{D(s)} \quad (50)$$

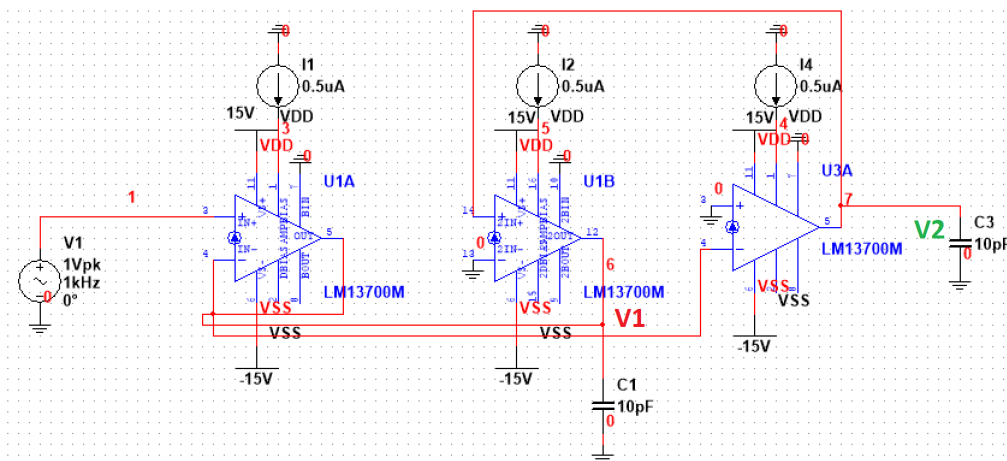
$$H_{HP}(p) = \frac{V_3}{V_i} = \frac{s^2C_1C_2g_{m4}}{D(s)}, \quad (51)$$

kde D_s odpovídá rovnici 4.1.

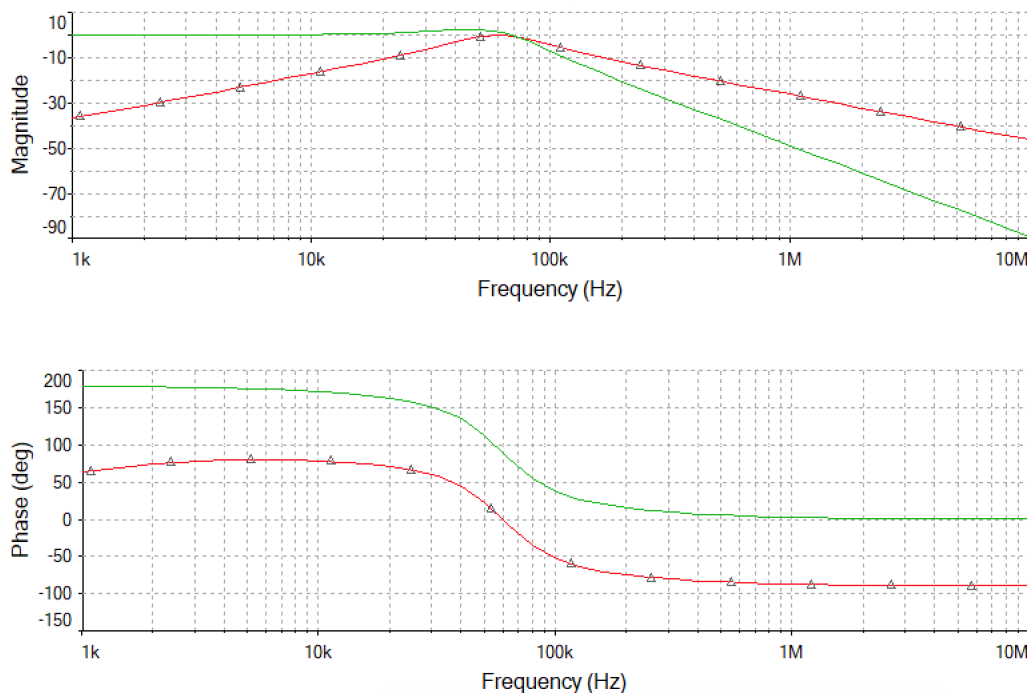
Obecná přenosová funkce bikvadu může být obdržena položením $V_a = V_b = V_c = V_i$ a úpravami vztahu 4.1 bylo obdrženo

$$\frac{V_3}{V_i} = \frac{p^2 C_1 C_2 g_{m4} + p(C_2 g_{m1} g_{m3} - C_1 g_{m2} g_{m4}) + g_{m1} g_{m2} g_{m4}}{D(s)}. \quad (52)$$

Na výstupu 2. OTA (V1) byl obdržen filtr typu PP 1. řádu. Na výstupu 3. OTA (V2) pak DP 2. řádu.



Obrázek 20: Schéma zapojení DP 2. řádu



Obrázek 21: Amplitudová a fázová charakteristika DP 2. řádu, PP

4.2 Dolní propust 4. řádu

Kaskádní zapojení sestává ze sériově zapojených bloků. Přenosové funkce jednotlivých bloků se násobí

$$H_k(j\omega) = \frac{U_k(j\omega)}{U_{k-1}(j\omega)}. \quad (53)$$

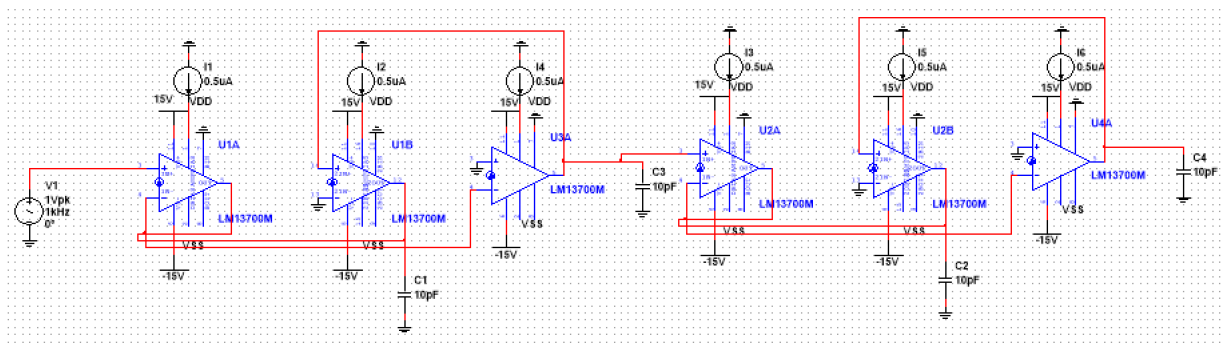
$$\underline{U_{in}(s)} \boxed{H_1(s)} \underline{U_1(s)} \boxed{H_2(s)} \underline{U_2(s)} \boxed{H_3(s)} \underline{U_3(s)} \dots$$

Obrázek 22: Kaskádní zapojení [5]

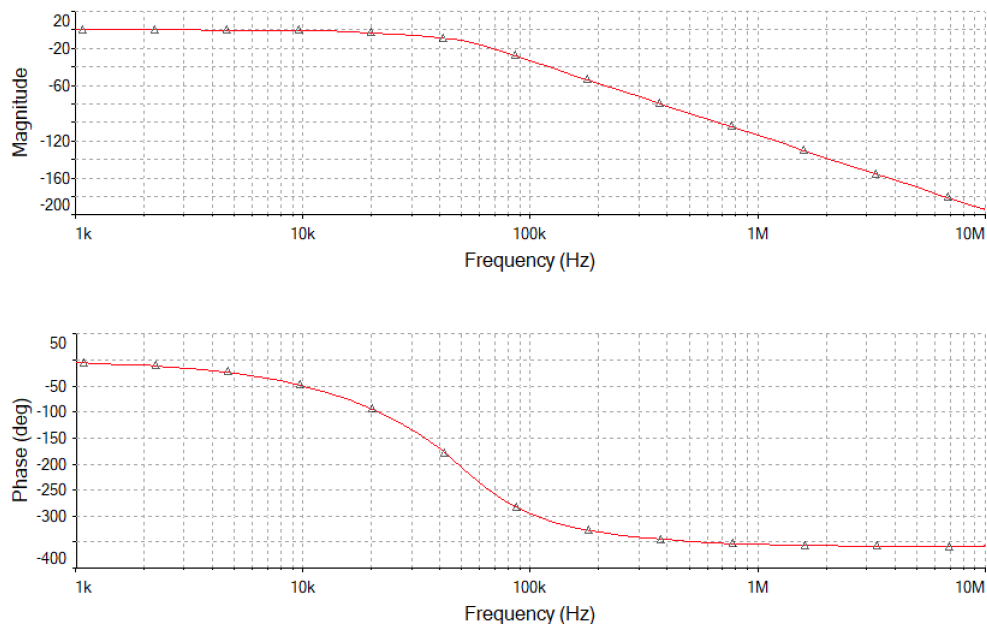
Přenos posledního bloku je dán vztahem

$$H_{1 \rightarrow k}(j\omega) = \frac{U_k(j\omega)}{U_{in}(j\omega)} = \prod_{n=1}^k H_n(j\omega). \quad (54)$$

Kaskádním zapojením dvou dolních propustí ze sekce 4.1 byl obdržen filtr 4. řádu s poklesem -80 dB/dek.



Obrázek 23: Schéma zapojení DP 4. řádu

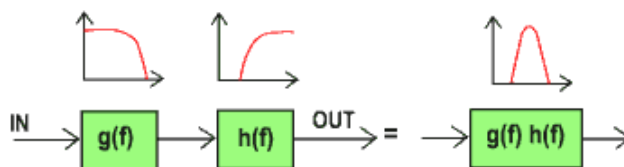


Obrázek 24: Amplitudová a fázová charakteristika DP 4. řádu

4.3 Pásmová propust 2. řádu

Horní propust druhého řádu má přenos v nule nulový $H_0 = 0$. Přenosová funkce je

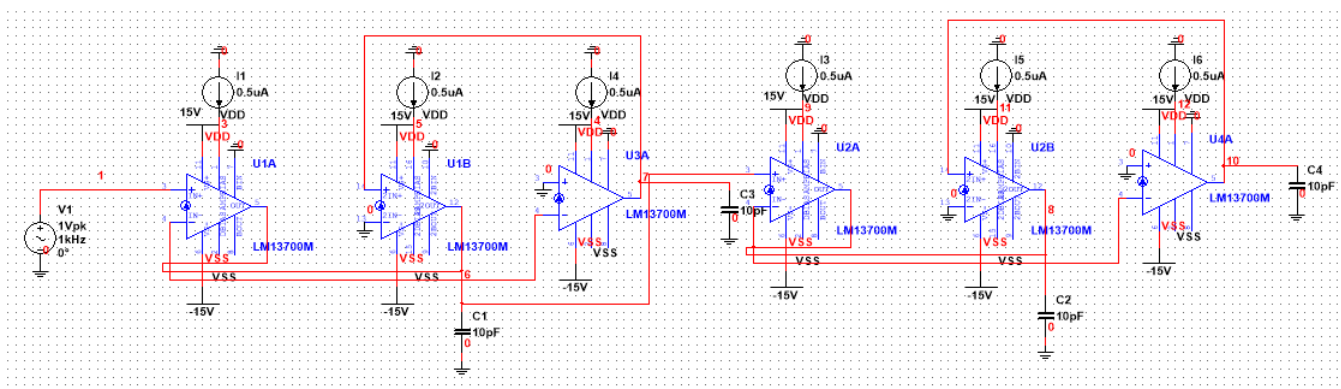
$$H(j\omega) = \frac{H_\infty(j\omega)^2}{(j\omega)^2 + \frac{\omega_c}{Q}(j\omega) + \omega_c^2}. \quad (55)$$



Obrázek 25: Násobení přenosů [13]

Pásmovou propust lze získat zapojením dolní a horní propusti. Pásmová propust má přenos v nule i nekonečnu nulový $H_0 = H_\infty = 0$. Přenosová funkce je

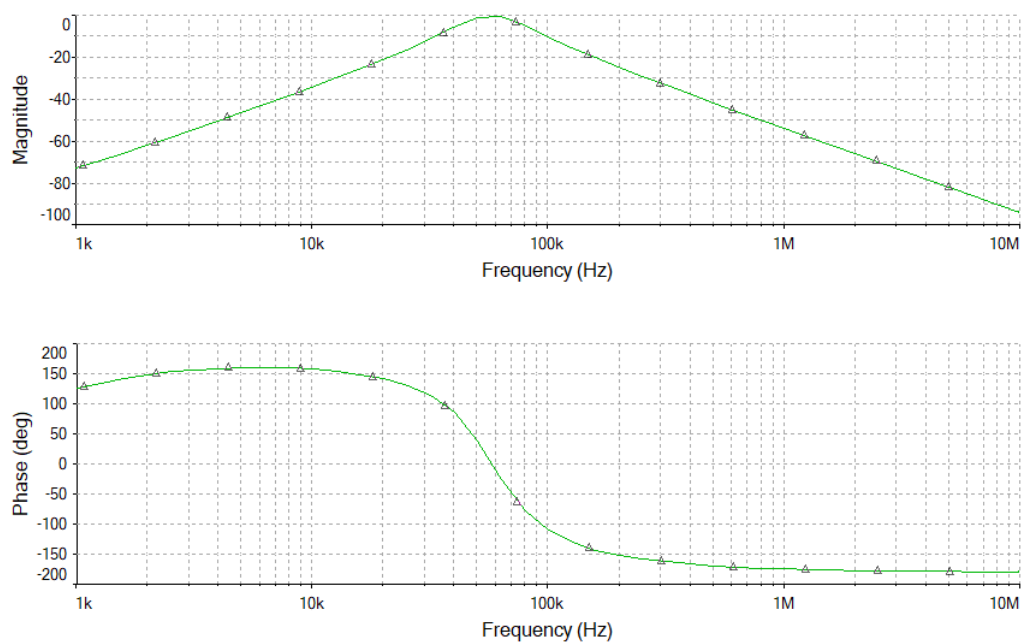
$$H(j\omega) = \frac{H_B \frac{\omega_c}{Q}(j\omega)}{(j\omega)^2 + \frac{\omega_c}{Q}(j\omega) + \omega_c^2}. \quad (56)$$



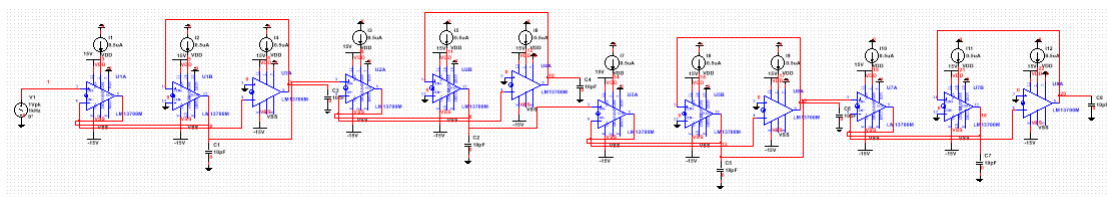
Obrázek 26: Schéma zapojení PP 2. řádu

4.4 Pásmová propust 4. řádu

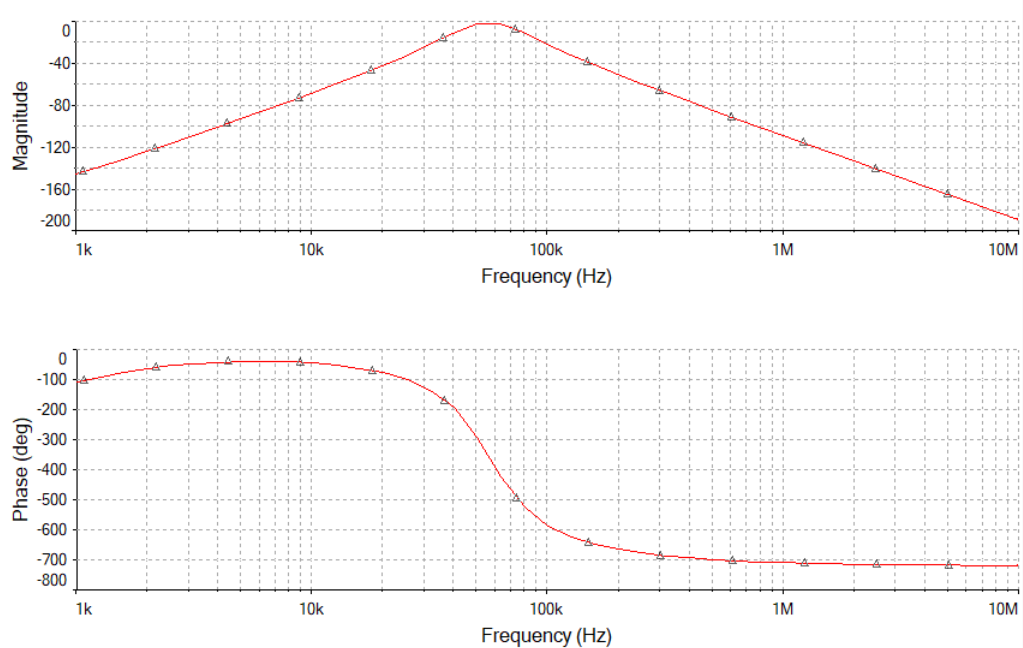
Zapojením dvou PP 2. řádu byla obdržena PP 4.řádu s poklesem -80 dB/dek.



Obrázek 27: Amplitudová a fázová charakteristika PP 2. řádu



Obrázek 28: Schéma zapojení PP 4. řádu



Obrázek 29: Amplitudová a fázová charakteristika PP 4. řádu

5 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].

$$f_s = \frac{\sqrt{\Delta fs^2 + 4f_m^2} - \Delta fs}{2} \quad (57)$$

$$f_p = \frac{\sqrt{\Delta fp^2 + 4f_m^2} - \Delta fp}{2} \quad (58)$$

$$fp = \frac{\sqrt{\Delta fp^2 + 4f_m^2} + \Delta fp}{2} \quad (59)$$

$$fs = \frac{\sqrt{\Delta fs^2 + 4f_m^2} + \Delta fs}{2} \quad (60)$$

Funkcí *BP2NLP* byla provedena transformace tolerančního schématu nesymetrické pásmové propusti (PP) na toleranční schéma 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 $order = 4$. Dále byla funkcí *Cauer_asnew* určena nová hodnota útlumu v nepropustném pásmu NDP.

$$asnew := 105.613$$

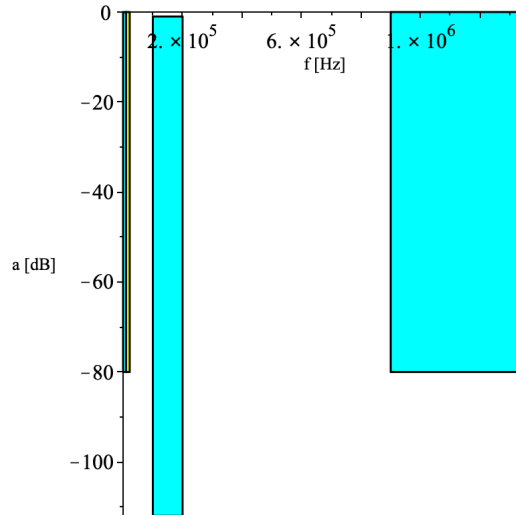
$$asnew = 10 \log_{10} \left(1 + \left(\frac{\epsilon}{kl_new} \right)^2 \right) \quad (61)$$

$$\epsilon = \sqrt{10^{0.1ap} - 1} \quad (62)$$

$$k = \frac{1}{Os} \quad (63)$$

$$kl_new = k^{order} \left(\prod_{i=1}^n JacobiCD \left(\frac{(2i-1+m) EllipticK(k)}{order}, k \right) \right)^4, \quad (64)$$

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*



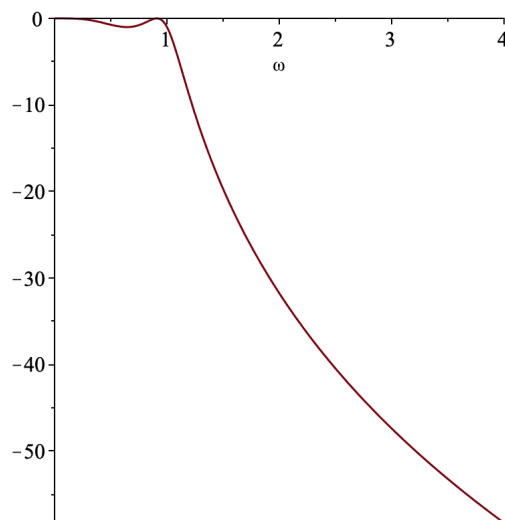
Obrázek 30: Toleranční schéma navrhované pásmové propusti

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

$$EllipticK(k) = \int_0^1 \left(\frac{1}{\sqrt{(-\alpha_1^2 + 1)}\sqrt{(-k^2 - \alpha_1^2 + 1)}} \right) d\alpha_1 \quad (65)$$

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 $G(j\omega)$.

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



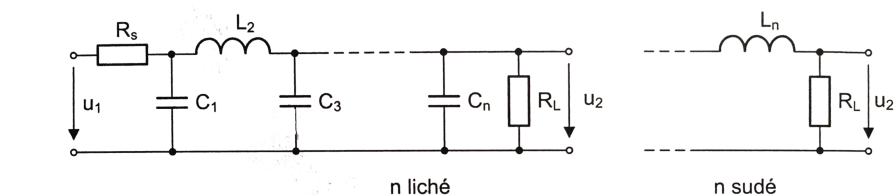
Obrázek 31: Modulová frekvenční charakteristika NDP

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

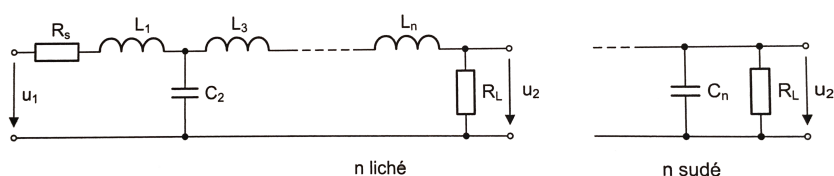
5.1 Příčkové LC filtry

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. Při návrhu filtru musí být 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.



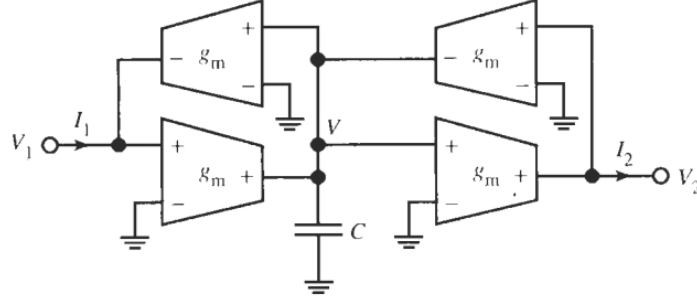
Obrázek 32: Pasivní dolní propust n-tého řádu s π články [14]



Obrázek 33: Pasivní dolní propust n-tého řádu s T články [14]

5.2 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. Gyrátor nelze dobře realizovat s obyčejnými 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 induktory kvůli malým rozměrům. Gyrátor je principiálně spojení invertujícího a neinvertujícího napětím řízeného zdroje proudu, a proto ho lze realizovat snadno s transkonduktančními zesilovači. Na Obrázku 34 jsou znázorněny dva gyrátory s kapacitorem. Obvodovou analýzou v uzlu V byla obdržena rovnice



Obrázek 34: Neuzemněný induktor realizovaný kapacitorem a dvěma gyrátory [12]

$$pCV = g_m V_1 - g_m V_2 \quad (66)$$

a dva proudy na výstupu

$$I_1 = I_2 = g_m V. \quad (67)$$

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

$$I_1 = I_2 = \frac{g_m^2}{pC} (V_1 - V_2) = \frac{1}{pL} (V_1 - V_2) \quad (68)$$

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

5.3 Výpočet prvků LC filtru

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).

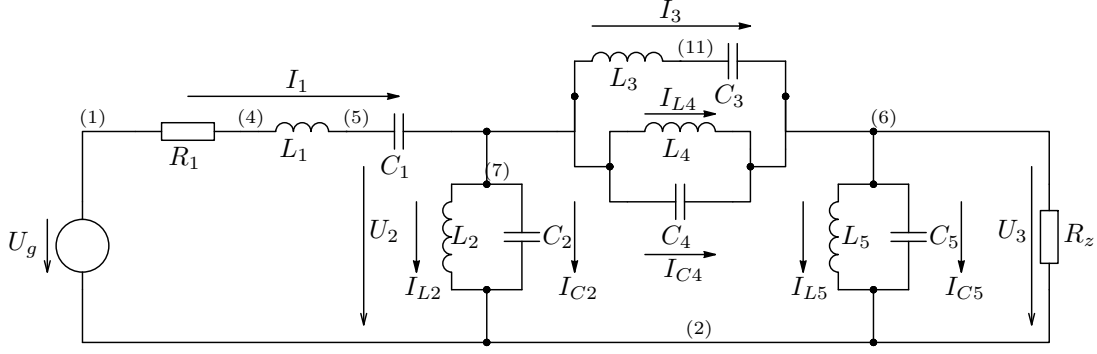
$$\text{block}(1), [\text{orientation} = \text{direct}, \text{elements} = L1 = -0.40652, Z = pL1]$$

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

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

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

Vygenerovaná struktura je popsána na Obrázku 35. Analýzou LC struktury z Maplu byly obdrženy obvodové



Obrázek 35: Schéma LC příčkové struktury

rovnice, kde R je volitelný (fiktivní) rezistor:

$$I_1 = \frac{1}{R_1 + pL_1 + \frac{1}{pC_1}}(U_G - U_2) \quad (69)$$

$$v_1 = \frac{R}{R_1 + pL_1 + \frac{1}{pC_1}}(U_G - U_2) \quad (70)$$

$$U_2 = \frac{1}{\frac{1}{pL_2} + pC_2}(I_1 - I_3 - I_{L4} - pC_4 v_{L4}) \quad (71)$$

$$U_2 = \frac{1}{\frac{R}{pL_2} + RpC_2}(v_1 - v_{L3} - v_{L4} - RpC_4 U_{L4}) \quad (72)$$

$$I_3 = \frac{1}{pL_3 + \frac{1}{pC_3}}(U_2 - U_3) \quad (73)$$

$$v_{L3} = \frac{R}{pL_3 + \frac{1}{pC_3}}(U_2 - U_3) \quad (74)$$

$$v_{L4} = \frac{1}{\frac{1}{pL_4} + pC_4}(I_1 - I_{L2} - pC_2 U_2 - I_3 - pC_4(U_2 - U_3)) \quad (75)$$

$$v_{L4} = \frac{1}{\frac{R}{pL_4} + RpC_4}(v_1 - v_{L2} - RpC_2 U_2 - v_{L3} - RpC_4(U_2 - U_3)) \quad (76)$$

$$U_3 = \frac{1}{\frac{1}{R_z} + pC_5 + \frac{1}{pL_5}}(I_1 - I_{L2} - pC_2 U_2) \quad (77)$$

$$U_3 = \frac{1}{\frac{R}{R_z} + RpC_5 + \frac{R}{pL_5}}(v_1 - U_2 - RpC_2 U_2). \quad (78)$$

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

$$H_1 = \frac{R}{R_1 + pL_1 + \frac{1}{pC_1}} \quad (79)$$

$$H_2 = \frac{1}{\frac{R}{pL_2} + RpC_2} \quad (80)$$

$$H_3 = \frac{R}{pL_3 + \frac{1}{pC_3}} \quad (81)$$

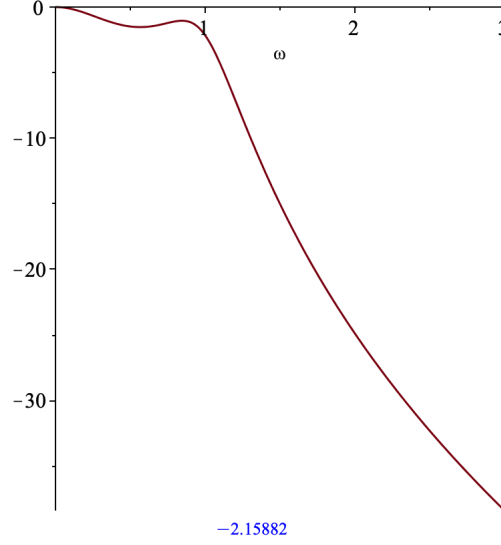
$$H_4 = \frac{1}{\frac{R}{pL_4} + RpC_4} \quad (82)$$

$$H_5 = \frac{1}{\frac{R}{R_z} + RpC_5 + \frac{R}{pL_5}}. \quad (83)$$

Uvedené přenosy budou použity v analýze Pracanem. Přenosová funkce pasivních a aktivních struktur filtru byla spočtena funkcí *MakeH*. Byl spočten napěťový i výkonový přenos.

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

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



Obrázek 36: Modulová frekvenční charakteristika NDP - LC příčkový filtr

Hodnota přenosové funkce v 1 byla vyhodnocena jako -2.15882 .

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

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

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

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

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

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

Byly nastaveny jakosti cívek v LC příčkové struktuře na konečnou hodnotu. Funkce *MakeRealL* zařadí do výsledné LC příčkové struktury sériové 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 $R_s = L1 \cdot 2\pi f / Q$.

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

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

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

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

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

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

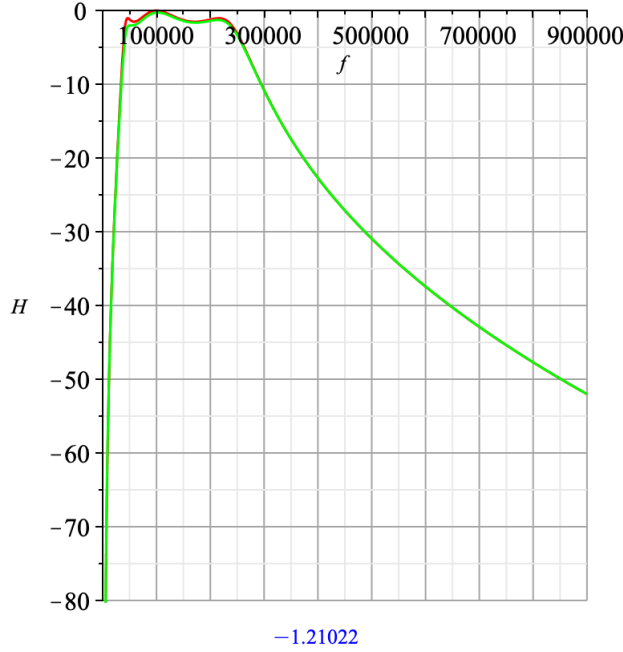
$$block(4), [Z = \frac{1}{\frac{1}{pL1 + Rs1} + pC1}, orientation = shunt, elements = C1 = 1.2326 * 10^{-6}, L1 = 2.0551 * 10^{-6},$$

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

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

$$H_{BP} := \frac{p^6 + 2.01858 \cdot 10^{14} p^4 + 1.55854 \cdot 10^{23} p^2}{-6.1402610 \cdot 10^{-11} p^8 + 0.000140640 p^7 + 46.6376 p^6 + 5.34196 \cdot 10^8 p^5 + 2.57033 \cdot 10^{14} p^4 + 2.1089310^{20} p^3 + 7.26886 \cdot 10^{24} p^2 + 8.65337 \cdot 10^{30} p - 1.49149 \cdot 10^{36}}$$

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



Obrázek 37: 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.

Odnormované prvky byly vyčísleny následovně:

$$\begin{aligned} ele_{BP} := C1 &= -7.83010 \cdot 10^{-6}, C2 = 1.96808 \cdot 10^{-6}, C3 = 3.29545 \cdot 10^{-6}, C4 = 6.47035 \cdot 10^{-9}, \\ C5 &= 1.23258 \cdot 10^{-6}, L1 = -3.235 \cdot 10^{-7}, L2 = 1.28706 \cdot 10^{-6}, L3 = 7.68645 \cdot 10^{-7}, L4 = 0.391484 \cdot 10^{-3}, \\ L5 &= 2.05508 \cdot 10^{-6}, R1 = 1, Rz = 1.00796 \end{aligned}$$

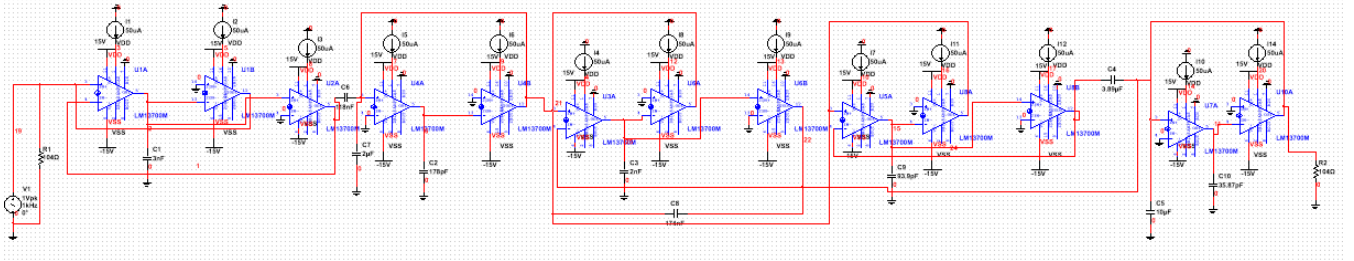
Využitím poznatků ze Sekce 5.2 byly s uvažováním minimální transkonduktance z datasheetu LM13700 ($g_m = 9600 \mu S$) získány kapacity $C_{L1} = 3.08002$ nF, $C_{L2} = 17.8354$ nF, $C_{L3} = 938.613$ nF, $C_{L4} = 2.10114$ nF, $C_{L5} = 358.667$ nF. Převrácenou hodnotou transkonduktance byly vypočteny frekvenčně a impedančně odnormované odpory

$$R_N = R_1 = R_z = \frac{1}{g_m} = 104.16667 \Omega. \quad (84)$$

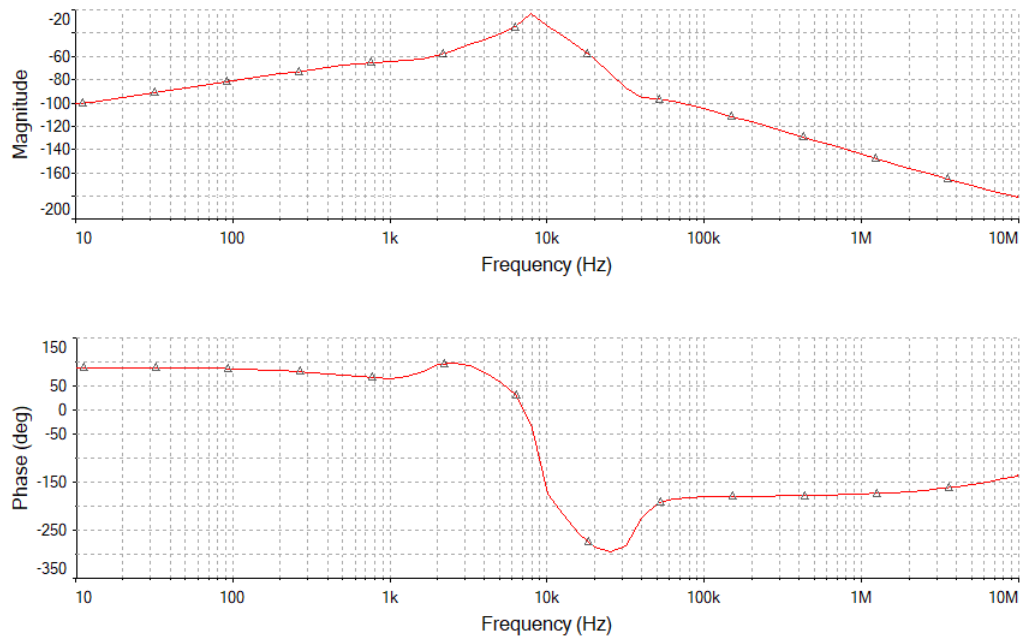
Kapacity vyšly již se Syntfilu $C1 = -7.8301 \mu F$, $C2 = 1.96808 \mu F$, $C3 = 3.29545 \mu F$, $C4 = 6.47035$ nF, $C5 = 1.23258 \mu F$.

5.4 Návrh funkční simulací

Zapojení s OTA vychází z již uvedených principů v Sekci 3. K simulaci byly použity vypočtené hodnoty ze Sekce 5.3. Mezní kmitočet lze přeladit změnou vstupního proudu. Bylo použito zapojení se vstupním odporem R_0 řazeným paralelně ke zdroji (vhodnější pro funkční simulaci - Schaumann (2001) str. 656/758). Napětí na zdroji poté bude $\frac{V_0}{R_0}$.



Obrázek 38: Výsledné schéma



Obrázek 39: Amplitudová a fázová charakteristika PP 4. řádu

6 Závěr

Cílem práce bylo navrhnout pásmovou propust 4. řádu. Prvním krokem bylo odzkoušení zapojení OTA v Multisimu. Bylo realizováno zapojení filtru typu dolní propust 2. řádu (Sekce 4.1), poté byl kaskádním zapojením filtrů 2. řádu obdržen filtr typu dolní propust 4. řádu (Sekce 4.2). Následně byla zapojením horní a dolní propusti obdržena pásmová propust 2. řádu (Sekce 4.3) a 4. řádu (Sekce 4.4).

Pomocí knihovny Syntfil navržena pásmová propust 4. řádu a její zapojení pomocí LC příčkové struktury. Mezikrokem byl převod pásmové propusti na normovanou dolní propust. Pro LC strukturu byly obdrženy odnormované hodnoty prvků. LC struktura byla převedena na zapojení s OTA a byla provedena simulace s vypočtenými prvky.

Bude třeba analyzovat výslednou strukturu popsanou přenosy gyrátorů (Sekce 5) s využitím knihovny Pracan a Maplu. Dalším krokem bude pak praktická realizace a odzkoušení navrhnutého obvodu.

Reference

- [1] 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 18/69.
- [2] *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>
- [3] MARTINEK, Pravoslav, Petr BOREŠ a Jiří HOSPODKA. *Elektrické filtry*. Praha: Vydavatelství ČVUT, 2003. ISBN 80-01-02765-1.
- [4] MICHAL, Vratislav. *Vybrané vlastnosti obvodů pracujících v proudovém módu a napěťovém 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 5/6.
- [5] 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. Pořadí slide 24/41, 21/41.
- [6] SMITH, K.C., SEDRA, A.S. *The current conveyor: a new circuit building block*. IEEE Proc. CAS, 1968, vol. 56, no. 3, pp. 1368-1369.
- [7] SMITH, K.C., SEDRA, A.S. *A second generation current conveyor and its application*. IEEE Trans., 1970, CT-17, pp. 132-134.
- [8] SHAKTOUR, Mahmoud. *Nekonvenční obvodové prvky pro návrh příčkových 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 Biolek. Strana 8/39 - Obrázek 3-1 (a).
- [9] *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
- [10] 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 1/37. Strana 9/37 - Obrázek 16.
- [11] Low-pass filter. In: *Wikipedia: the free encyclopedia* [online]. San Francisco (CA): Wikimedia Foundation, 2001- [cit. 2019-03-30]. Dostupné z: https://en.wikipedia.org/wiki/Low-pass_filter
- [12] SCHAUMANN, Rolf a Mac E. Van VALKENBURG. *Design of Analog Filters*. New York: Oxford University Press, 2001. ISBN 0195118774. Pořadí obrázků 4-13, 4-36 a), b).
- [13] 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>
- [14] VEDRAL, Josef a Jakub SVATOŠ. *Zpracování a digitalizace analogových signálů v měřicí technice*. Praha: Česká technika - nakladatelství ČVUT, 2018. ISBN 978-80-01-06424-5. Strana 136, Obrázek 5.3.9, 5.3.10.