

# Analogový přeladitelný filtr se zesilovači OTA

Klára Pacalová

19. května 2019

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

## 1 Úvod

Cílem práce je navrhnout zapojení analogového filtru typu pásmová propust 4. řádu s OTA za použití knihovny Syntfil, simulace v Multisimu.

## 2 Analogové filtry

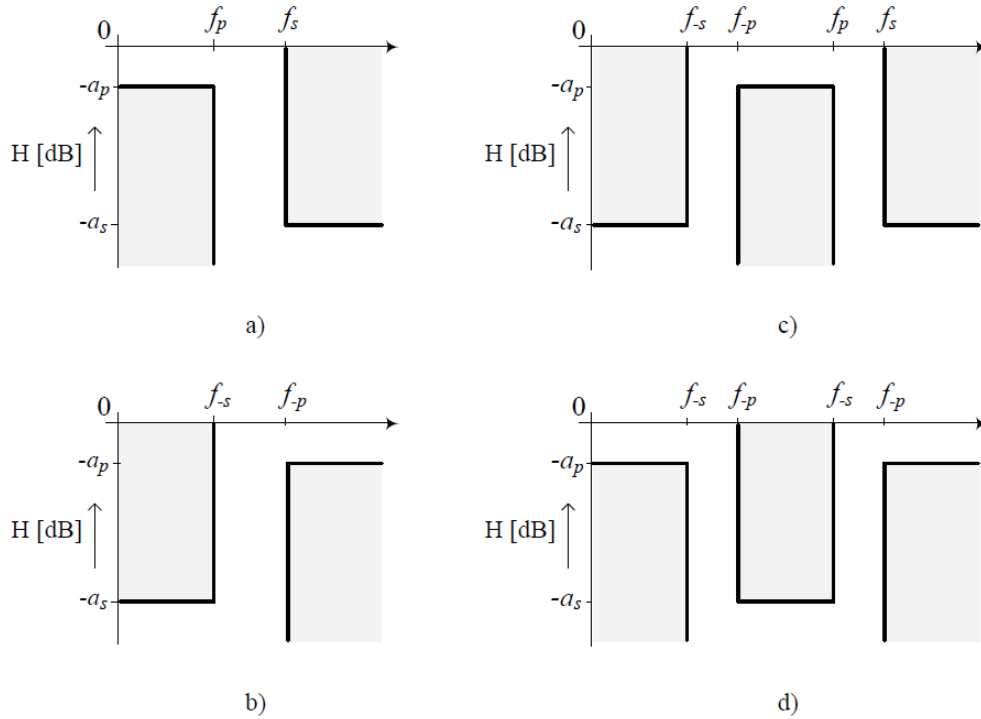
Filtry jsou určeny k potlačení nebo zvýraznění určité části kmitočtového spektra signálu. Jsou to obvody s kmitočtově závislou přenosovou funkcí (pro napěťový přenos  $H_s(j\omega) = U_{out}(j\omega)/U_{in}(j\omega)$ ). Základní rozdělení je na dolní propust (*low-pass* - LP), horní propust (*high-pass* - HP), pásmovou propust (*band-pass* - BP) a pásmovou zádrž (*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 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, 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 zádrž nepropouští kmitočty pásma definovaného dvěma kmitočty. Pasivní zapojení je složeno ze dvou rezistorů a kapacitorů. Má vždy ztrátový přenos.



Obrázek 1: Toleranční schéma pro a) dolní propust (LP), b) horní propust (HP), c) pásmovou propust (BP) a d) pásmovou zadrž (BS)[1]

Filtry se používají k redukci nežádoucích frekvencí např. pro efektivní reprodukci zvuku reproduktory, k redukci okolního rušení např. vysílače blokují harmonické frekvence, které interferují, jako filtry v obvodech rekonstrukce signálů u D/A převodníků, nebo jako anti-aliasing filtry např. předvzorkování u A/D převodníků).

Obecná přenosová funkce filtru typu dolní propust je

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

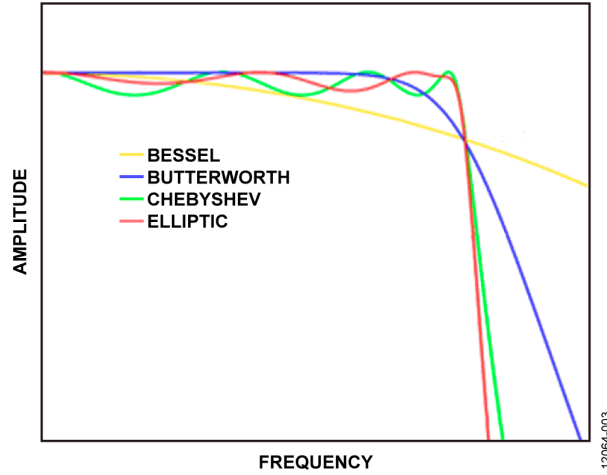
kde  $n$  je řád filtru.

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. Koefficienty filtru  $a_i, b_i$  určují zesílení v propustném pásmu. Činitel jakosti je definován jako  $Q = \frac{\sqrt{b_i}}{a_i}$ . Čím větší  $Q$  je obdrženo, tím spíš bude filtr nestabilní.



Obrázek 2: Typy aproximací (LP)[2]

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

## 2.2 Čebyševova aproximace

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

### 2.2.1 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,  $\epsilon$  je poměrné zvlnění,  $n$  je řád filtru a  $\omega_c$  mezní kmitočet. Čebyševův polynom je definován vztahem  $2\omega^2 - 1$  pro  $n = 2$ . Obecně jsou to kořeny Chebyshevových diferenciálních rovnic

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

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

### 2.2.2 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

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

kde  $T_n$  je Čebyševův polynom,  $\epsilon$  je poměrné zvlnění,  $n$  je řád filtru a  $\omega_c$  mezní kmitočet.

## 2.3 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 je dána vztahem

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

kde  $\Theta_n$  je Besselův polynom a  $\omega_c$  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

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

## 2.4 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

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

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

## 3 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%  $\omega_c$  - 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). Přepínací 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.

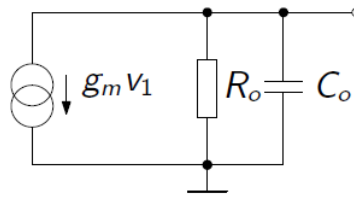
Transkonduktanční zesilovače (označují se též jako OTA (*Operational Transconductance Amplifiers*)) jsou napětím řízené zesilovače s proudovým výstupem - zdroje proudu

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

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).



Obrázek 3: OTA - schematické značky [3]



Obrázek 4: Linearizovaný model reálného OTA [4]

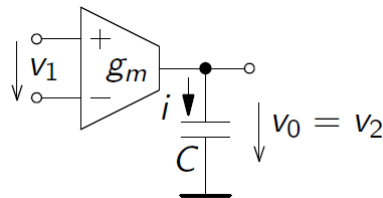
Připojením zátěže  $R_z$  na výstup bylo získáno napětí naprázdno

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

kde  $G_0$  je zesílení. Ze vztahu (13) plyne, že zesílení je konečné a mezi vstupy je nenulové napětí. Připojením kondenzátoru jako zátěže byl získán bezztrátový integrátor s přenosem

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

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

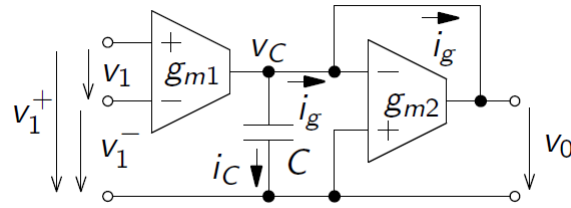


Obrázek 5: OTA-C [4]

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

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.

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



Obrázek 6: Ztrátový OTA-C [4]

## 4 Integrované obvody s OTA

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 OZ mají velkou šířku pásma (v řádech stovek MHz), cenově vychází na 75-280 Kč. Integrované obvody s dvěma OZ v pouzdře mají užší šířku pásma (2 MHz), menší rychlost přeběhu ( $50 \text{ V}/\mu\text{s}$ ), mnohem menší výstupní proud ( $650 \mu\text{A}$ ) i offset vstupního napětí a operují při cca 4x nižších proudech. Cenové rozpětí je 25-65 Kč.

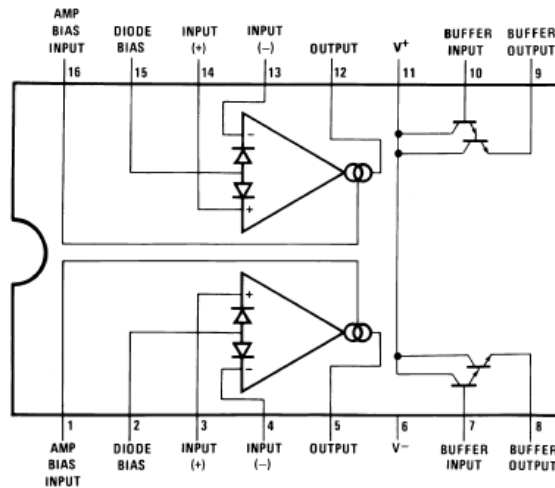
	GBP - Gain Bandwidth Product	SR - Slew Rate	Output Current per Channel	$I_b$ - Input Bias Current	$V_{os}$ - Input Offset Voltage	Operating Supply Current	Forward Transconductance Min	Supply Voltage
OPA615	710 MHz	$2.5 \text{ kV}/\mu\text{s}$	5 mA	$3 \mu\text{A}$	40 mV	13 mA	65 mA/V	8-12.4 V
OPA860	470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

Tabulka 1: orovnání integrovaných obvodů s jedním OTA [5]

	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	$50 \text{ V}/\mu\text{s}$	$650 \mu\text{A}$	$5 \mu\text{A}$	4 mV	1.3 mA	$6700 \mu\text{S}$	10-36 V
NE5517	2 MHz	$50 \text{ V}/\mu\text{s}$	$650 \mu\text{A}$	$5 \mu\text{A}$	5 mV	2.6 mA	$5400 \mu\text{S}$	4-44 V
AU5517	2 MHz	$50 \text{ V}/\mu\text{s}$	$650 \mu\text{A}$	$5 \mu\text{A}$	5 mV	2.6 mA	$5400 \mu\text{S}$	4-44 V
NJM13600	2 MHz	$50 \text{ V}/\mu\text{s}$	$650 \mu\text{A}$	$5 \mu\text{A}$	5 mV	2.6 mA	$6700 \mu\text{S}$	36 V
NJM13700	2 MHz	$50 \text{ V}/\mu\text{s}$	$650 \mu\text{A}$	$5 \mu\text{A}$	4 mV	2.6 mA	$6700 \mu\text{S}$	36 V

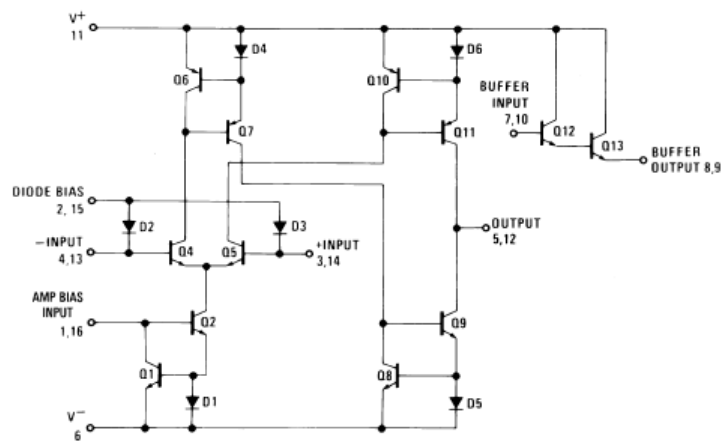
Tabulka 2: Porovnání integrovaných obvodů se dvěma OTA [5]

Pro realizaci přeladitelného filtru byl zvolen LM13700 s dvěma OZ.



Obrázek 7: Konfigurace pinů na LM13700M [6]

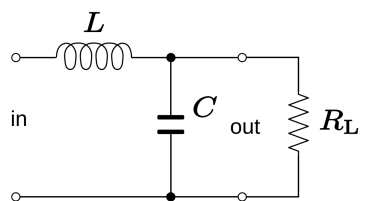
Vnitřní zapojení LM13700 na obrázku 8 obsahuje symetrický rozdílový stupeň (tranzistory Q4, Q5), který je napájen řízeným zdrojem proudu s tranzistorem Q2. Dvojice diod a tranzistorů tvoří proudová zrcadla (*Current Mirror*) - referenční proud tekoucí v jedné větvi obvodu se "zrcadlí" v jeho druhé větvi. Principiálně jsou to zdroje proudu řízené proudem.



Obrázek 8: Vnitřní chéma OTA [6]

## 5 Odvození DP 2. řádu

Náhradní obvod, ze kterého bude spočítána přenosová funkce pro přenos filtru druhého řádu, popisuje obrázek 9.



Obrázek 9: Dolní propust 2. řádu [7]

Přenos obvodu byl vyjádřen jako

$$H(s) = \frac{U_{out}}{U_{in}} = \frac{Z_2}{Z_1}, \quad (17)$$

kde  $Z_1 = sL$  a  $Z_2 = \frac{R}{R + \frac{1}{sC}}$ . Tedy

$$H(s) = \frac{\frac{\frac{R}{sC}}{R + \frac{1}{sC}}}{sL + \frac{\frac{R}{sC}}{R + \frac{1}{sC}}}. \quad (18)$$

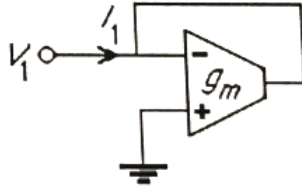
Elementárními algebraickými úpravami a následným vynásobením členem  $\frac{1}{LRC}$  byl získán výsledný přenos.

$$H(s) = \frac{R}{s^2 LRC + sL + R} = \frac{\frac{1}{LC}}{s^2 + \frac{s}{RC} + \frac{1}{LC}}. \quad (19)$$

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

$$R_{in} = \frac{1}{g_{m1}}, \quad (20)$$

kde  $g_{m1}$  označuje transkonduktanci zesilovače. Prohození invertujícího a neinvertujícího vstupu vede na opačnou polaritu.



Obrázek 10: Obvod pro simulaci uzemněného rezistoru [8]

Pro nahrazení indukčnosti o impedanci  $Z_L = \frac{1}{sC}$  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

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

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

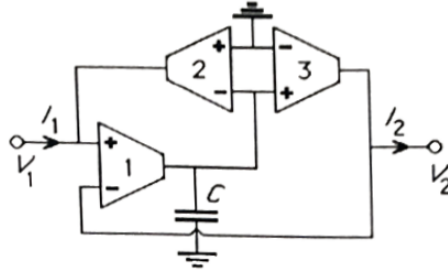
Výsledná indukčnost - impedance vstupu byla vyjádřena vztahem (23).

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

Byl obdržen induktor o hodnotě

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





Obrázek 11: Obvod pro simulaci indukčnosti [8]

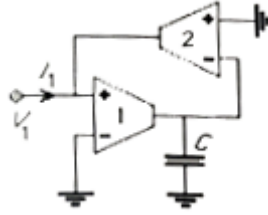
Pro uzemněnou indukčnost o impedanci  $Z_L = \frac{1}{sC}$  byl použit obvod na obrázku 12. Vyjádřením napětí a proudů v obvodu bylo získáno napětí na kapacitoru a vstupní proud

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

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

Výsledná indukčnost - impedance vstupu byla vyjádřena vztahem (27).

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

Obrázek 12: Obvod pro simulaci uzemněné indukčnosti pro  $g_{m1} = g_{m2}$  [8]

Nyní je možno za odpor a indukčnost dosadit do vztahu (19). Byly uvažovány kapacitory o stejné hodnotě C.

$$H(s) = \frac{\frac{1}{C^2}}{\frac{g_{m1} g_{m2}}{s^2 + \frac{s}{C} + \frac{1}{C^2}}} = \frac{\frac{g_{m1} g_{m2}}{C^2}}{s^2 + \frac{s g_{m2}}{C} + \frac{g_{m1} g_{m2}}{C^2}} = \frac{g_{m1} g_{m2}}{s^2 C^2 + s g_{m2} C + g_{m1} g_{m2}}. \quad (28)$$

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

$$s^2 + s \frac{\omega_c}{Q} + \omega_c^2 = s^2 C^2 + s g_{m2} C + g_{m1} g_{m2} \quad (29)$$

$$s^2 + s \frac{\omega_c}{Q} + \omega_c^2 = s^2 + \frac{s g_{m2}}{C} + \frac{g_{m1} g_{m2}}{C^2}. \quad (30)$$

Z tohoto vztahu byl vyjádřen mezní kmitočet jako

$$\omega_c^2 = \frac{g_{m1} g_{m2}}{C^2} \quad (31)$$

$$\omega_c = \sqrt{\frac{g_{m1} g_{m2}}{C^2}} \quad (32)$$

a činitel jakosti dosazením za  $\omega_c$

$$Q = \frac{\omega_c}{\frac{g_{m2}}{C}} = \sqrt{\frac{g_{m1}}{g_{m2}}}. \quad (33)$$

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

$$\omega_c = \sqrt{\frac{g_m^2}{C^2}}, \quad (34)$$

$$Q = \sqrt{1} = 1. \quad (35)$$

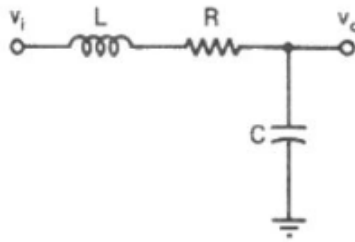
## 6 Dolní propust 2. řádu

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

$$H(j\omega) = \frac{H_0 \omega_c^2}{(j\omega)^2 + \frac{\omega_c}{Q}(j\omega) + \omega_c^2}. \quad (36)$$

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 (mezí kmitočet). Vstupní externí proud  $I_{ABC} = 0.5 \mu\text{A}$  byl zvolen tak, aby byl obdržen mezí kmitočet cca 100 kHz. Externím proudem  $I_{ABC} \in < 5 \mu\text{A} ; 500 \mu\text{A} >$  je výrobcem 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 nezkreslí výsledky simulace.

Obvod je realizován zapojením indukčnosti (Obrázek 11), odporu (Obrázek 10) a uzemněného kapacitoru.



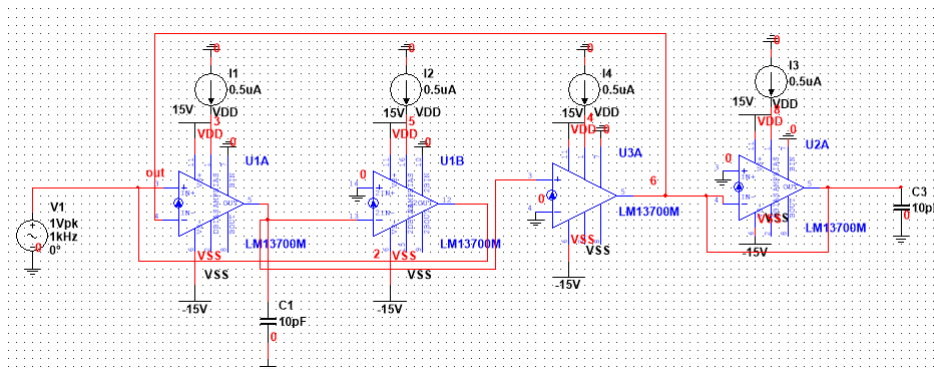
Obrázek 13: Dolní propust [9]

Mezní kmitočet a činitel jakosti tohoto obvodu byly spočítány jako

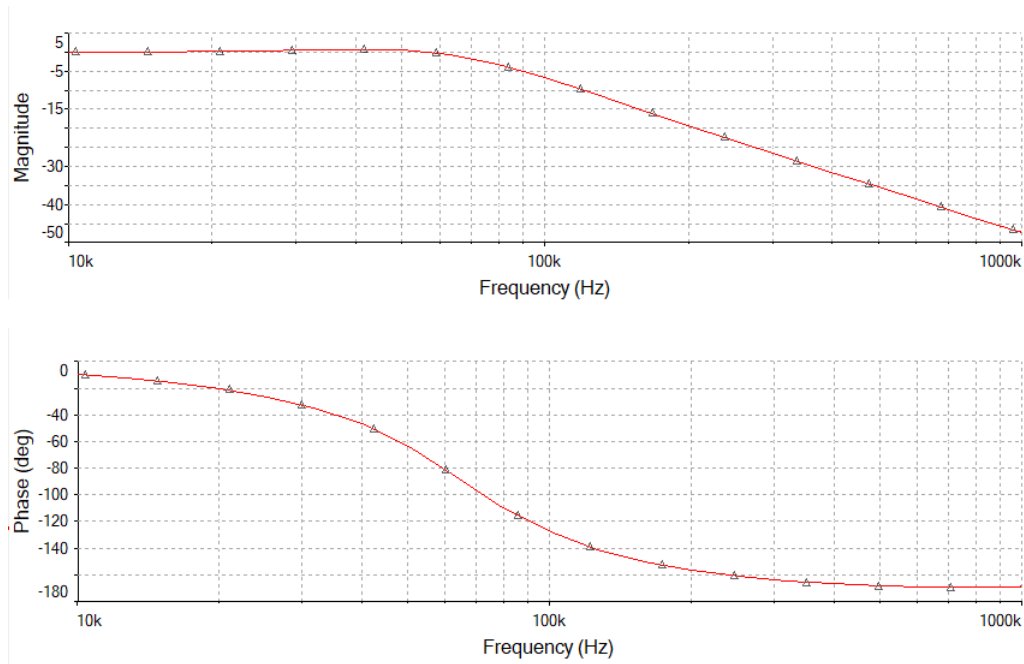
$$\omega_c = \sqrt{\frac{1}{LC}} \quad (37)$$

$$Q = \frac{L\sqrt{\frac{C}{L}}}{RC}. \quad (38)$$

Zapojení obvodu v Multisimu ilustruje Obrázek 14.



Obrázek 14: Schéma zapojení dolní propusti 2. řádu

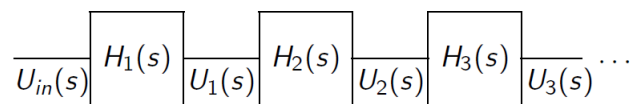


Obrázek 15: Amplitudová a fázová charakteristika dolní propusti 2. řádu

Lze použít i zapojení z kapitoly 4 s uzemněným kapacitorem a odporem, avšak při této realizaci dochází v amplitudové charakteristice k překmitu. Proto bylo zvoleno řešení zmíněné výše.

## 7 Dolní propust 4. řádu

Kaskádní zapojení je realizováno násobením sériově zapojených bloků.



Obrázek 16: Kaskádní zapojení [4]

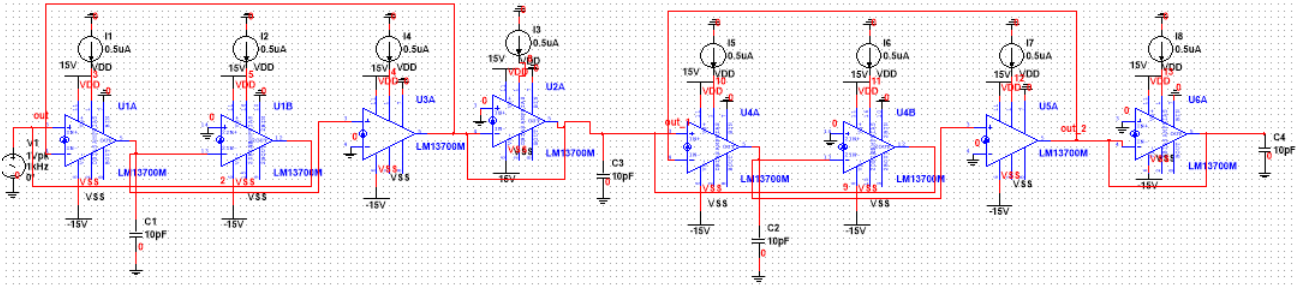
Přenosové funkce jednotlivých bloků se násobí

$$H_k(j\omega) = \frac{U_k(j\omega)}{U_{k-1}(j\omega)}. \quad (39)$$

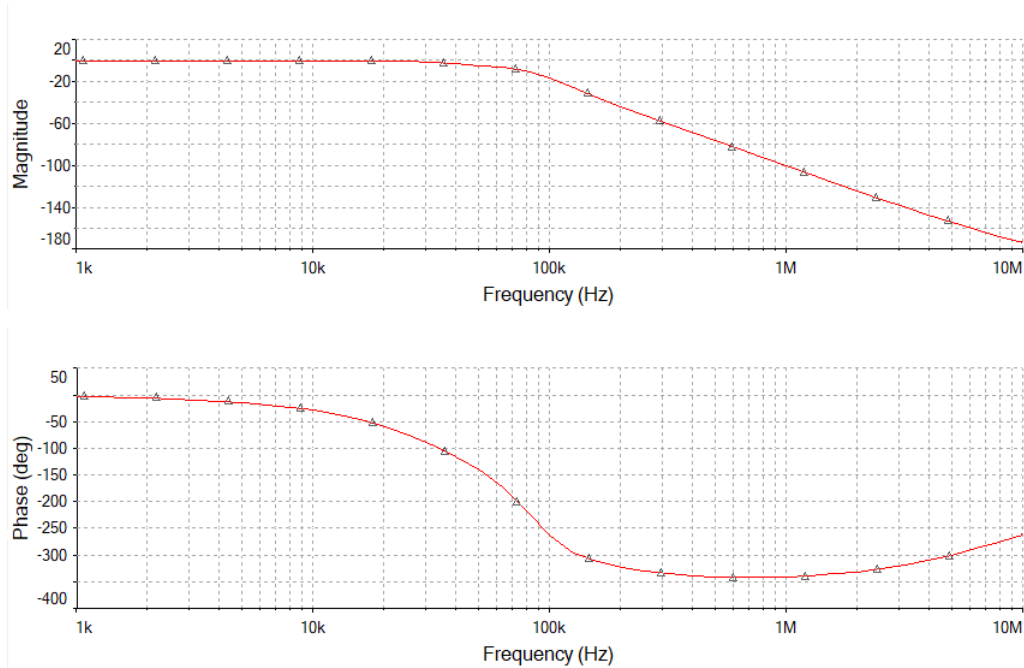
Přenos posledního bloku je dán vztahem

$$H_{1 \rightarrow k}(j\omega) = \frac{U_k(j\omega)}{U_{in}(j\omega)} = \prod_{n=1}^k H_n(j\omega). \quad (40)$$

Kaskádním zapojením dvou dolních propustí ze sekce 5 byl obdržen filtr 4. řádu s poklesem -80 dB/dek.



Obrázek 17: Schéma kaskádního zapojení dolní propusti 4. řádu



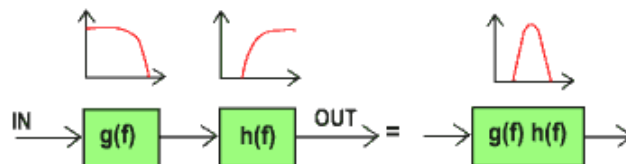
Obrázek 18: Amplitudová a fázová charakteristika kaskádního zapojení dolní propusti 4. řádu

## 8 Pásmová propust 2. řádu

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

$$H(j\omega) = \frac{H_\infty(j\omega)^2}{(j\omega)^2 + \frac{\omega_c}{Q}(j\omega) + \omega_c^2}. \quad (41)$$

Pásmovou propust lze získat kaskádním zapojením dolní a horní propusti.

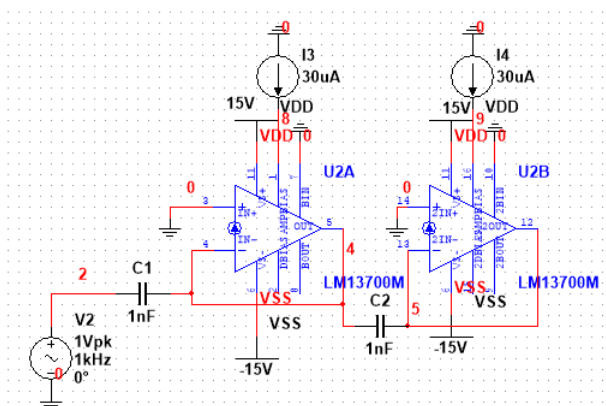


Obrázek 19: Násobení přenosů [10]

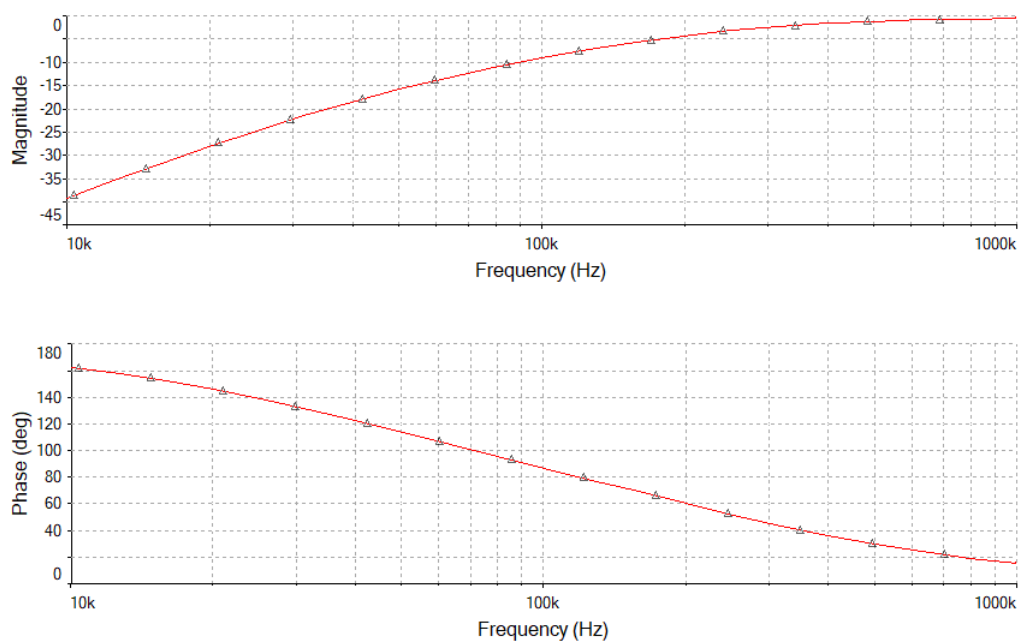
Pásmová propust má přenos v nule i nekonečnu nulový  $H_0 = H_\infty = 0$ . Přenosová funkce je

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

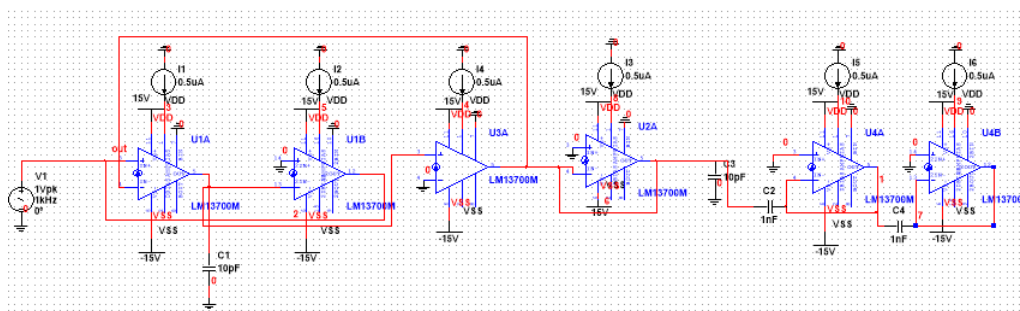
Nejprve byla zapojením dvou RC článků obdržena horní propust. Následně byla sériovým zapojením dolní a horní propusti 2. řádu obdržena pásmová propust 2. řádu.



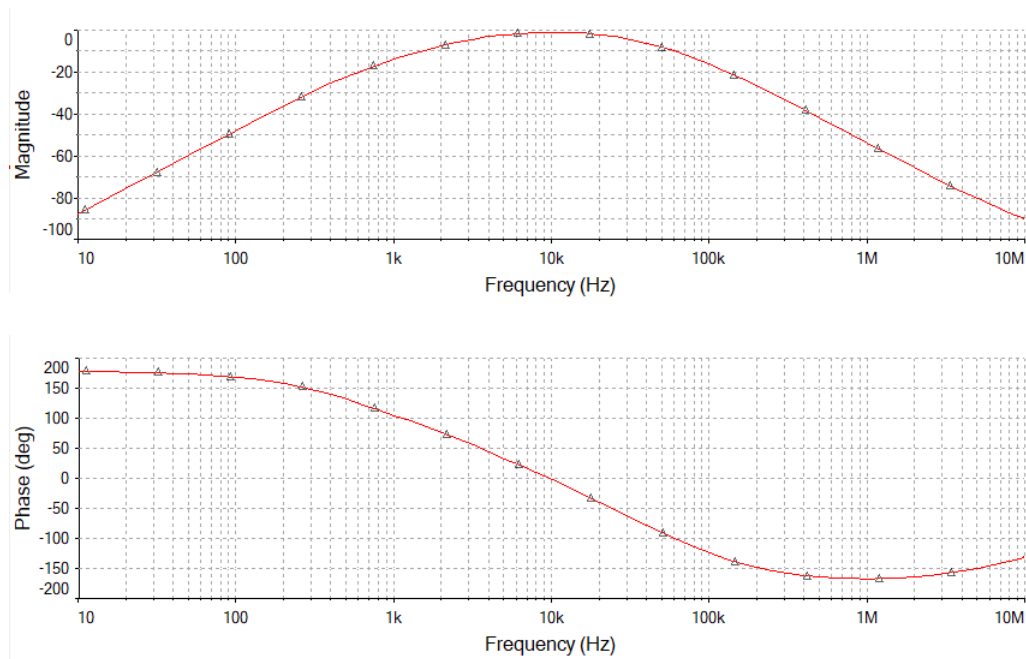
Obrázek 20: Schéma zapojení horní propusti 2. řádu



Obrázek 21: Amplitudová a fázová charakteristika horní propusti 2. řádu

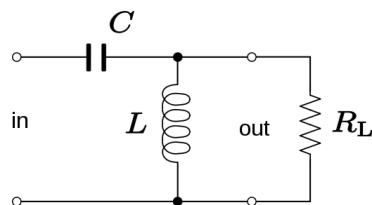


Obrázek 22: Schéma kaskádního zapojení pásmové propusti 2. řádu



Obrázek 23: Amplitudová a fázová charakteristika kaskádního zapojení pásmové propusti 2. řádu

Obvod je realizován zapojením odporu (Obrázek 10), kapacitoru a uzemněné indukčnosti (Obrázek 12).



Obrázek 24: Horní propust [11]

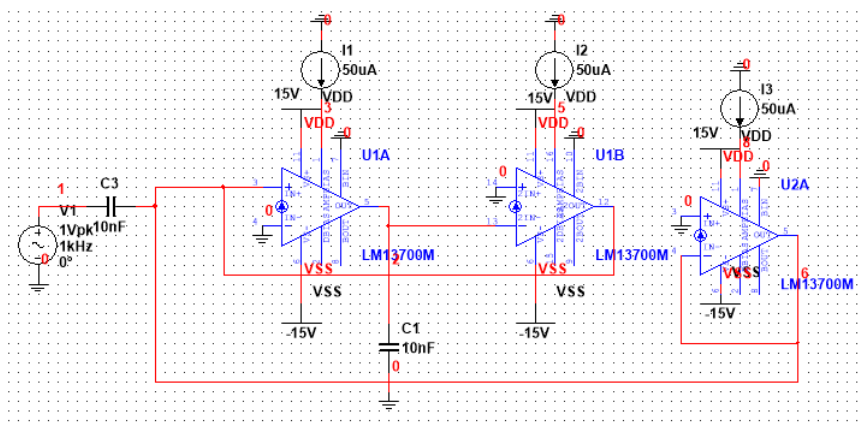
Mezní kmitočet a činitel jakosti tohoto obvodu byly spočítány jako

$$\omega_c = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (43)$$

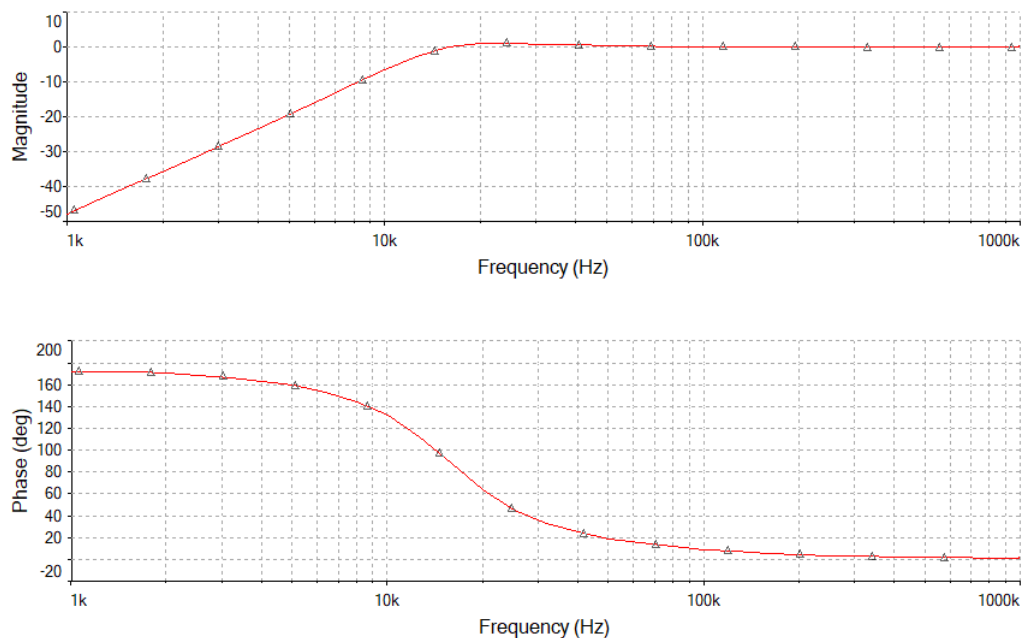
$$Q = \frac{1}{2\zeta}, \quad (44)$$

kde  $\zeta$  je relativní útlum vyjádřený z přenosové funkce

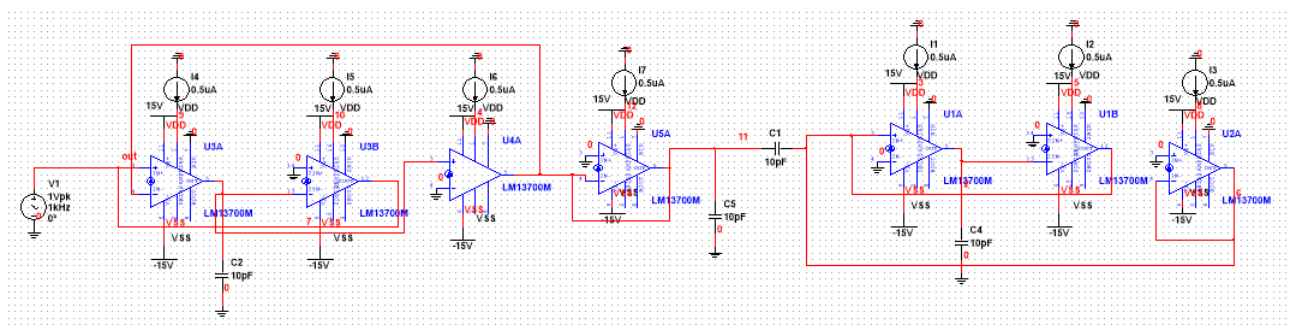
$$H(s) = \frac{s^2}{s^2 + 2\zeta\omega_c s + \omega_c^2}. \quad (45)$$



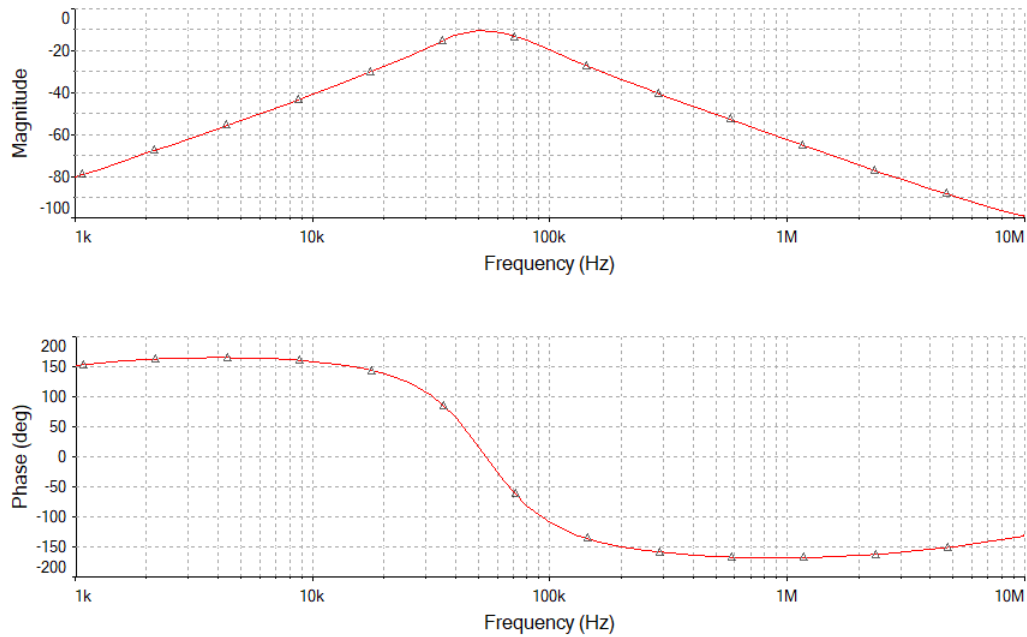
Obrázek 25: Schéma zapojení horní propusti 2. řádu



Obrázek 26: Amplitudová a fázová charakteristika horní propusti 2. řádu



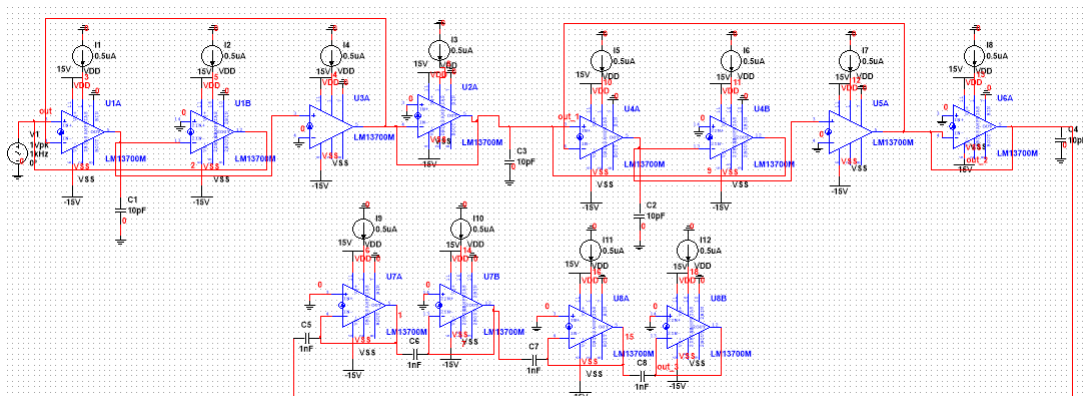
Obrázek 27: Schéma kaskádního zapojení pásmové propusti 2. řádu



Obrázek 28: Amplitudová a fázová charakteristika kaskádního zapojení pásmové propusti 2. řádu

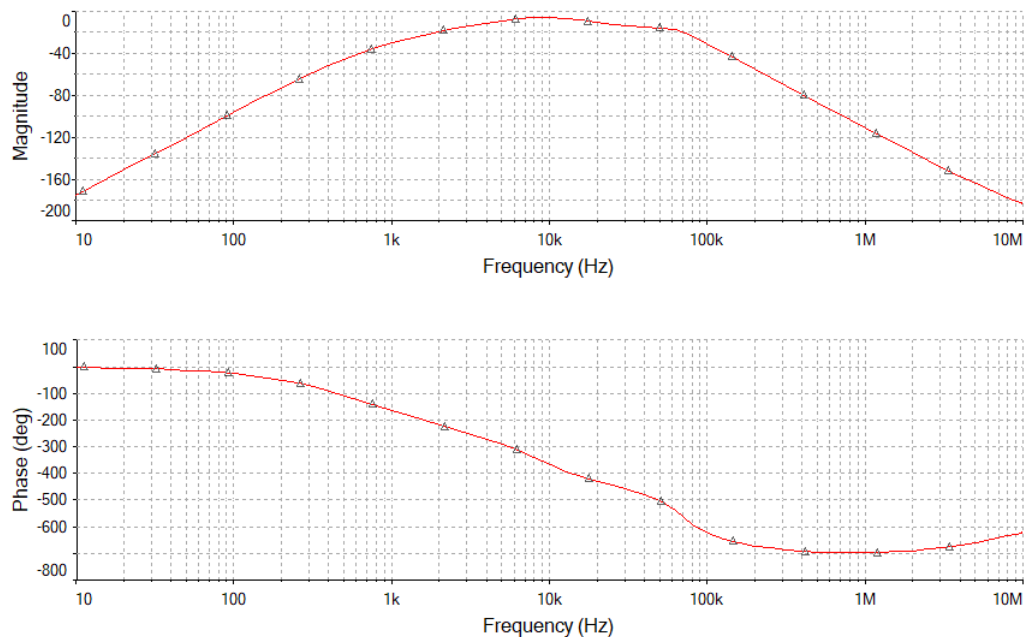
## 9 Pásmová propust 4. řádu

Zapojením indukčnosti, odporu a uzemněného kapacitoru jako dolní propusti 4. řádu a následným zapojením dvou horních propustí 2. řádu byla obdržena pásmová propust 4. řádu. Byl obdržen filtr 4. řádu s poklesem -80 dB/dek. Průběh v okolí 0 dB není zcela hladký, protože hodnoty prvků v obvodu nebyly zvoleny přesně.

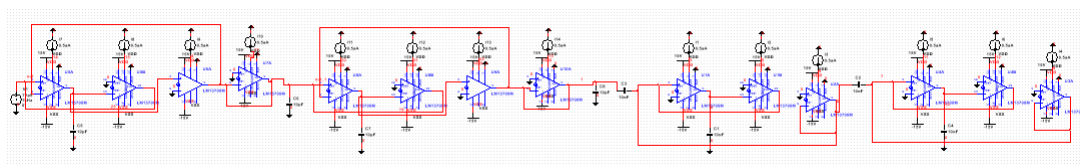


Obrázek 29: Schéma kaskádního zapojení pásmové propusti 4. řádu

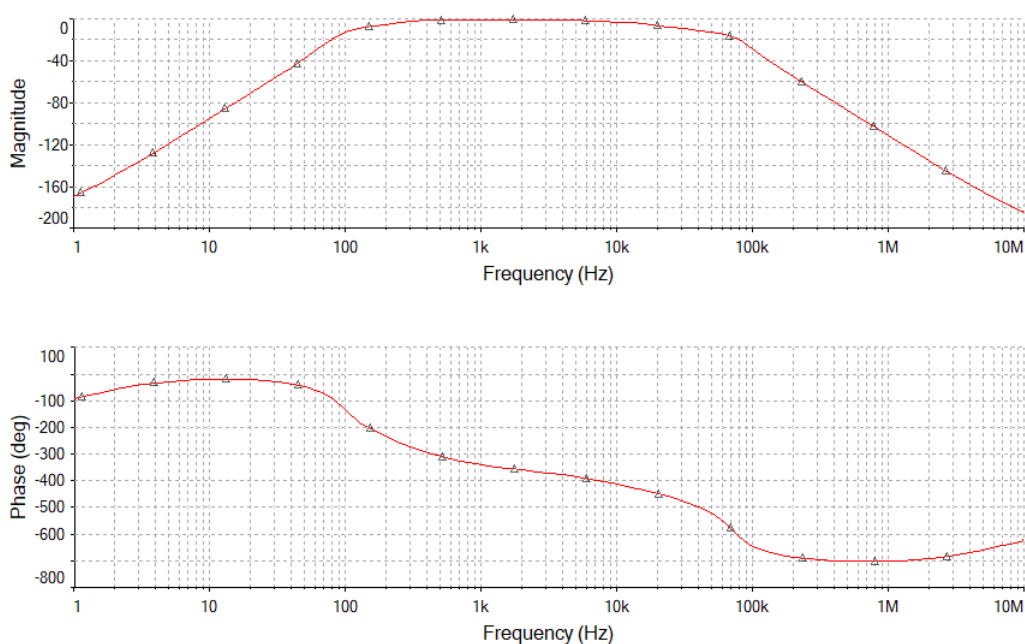




Obrázek 30: Amplitudová a fázová charakteristika kaskádního zapojení pásmové propusti 4. řádu

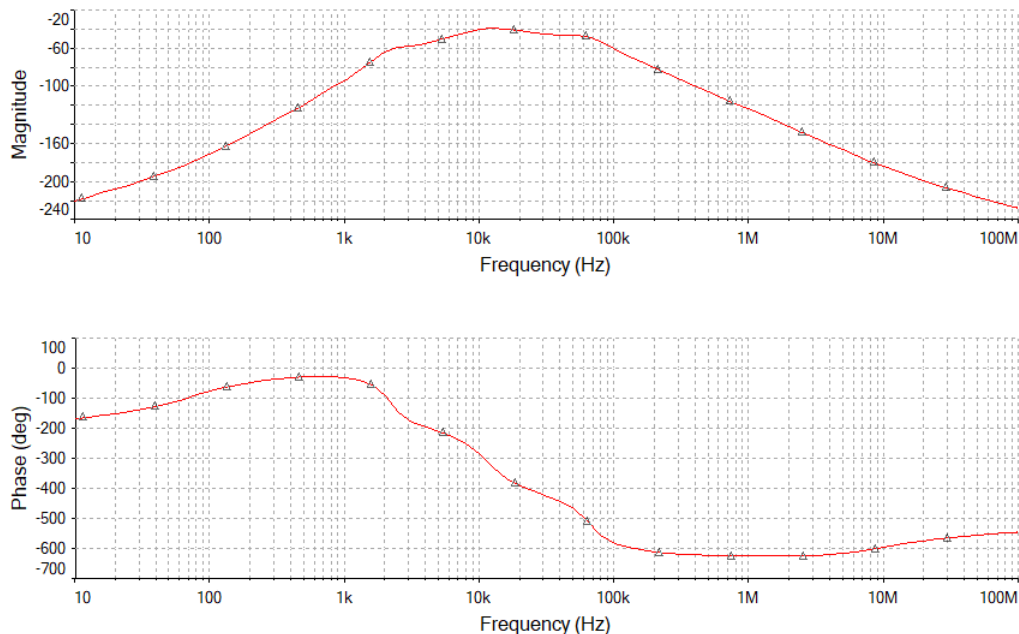


Obrázek 31: Schéma kaskádního zapojení pásmové propusti 4. řádu



Obrázek 32: Amplitudová a fázová charakteristika kaskádního zapojení pásmové propusti 4. řádu

Přeladěním na vyšší frekvenci byl obdržen následující průběh.

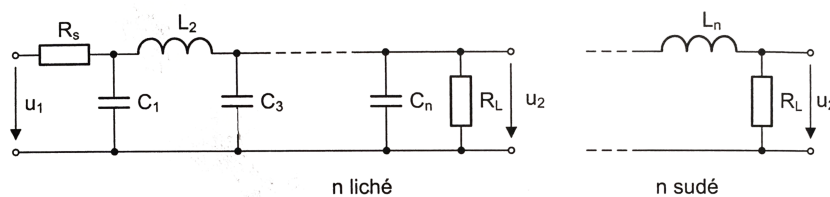
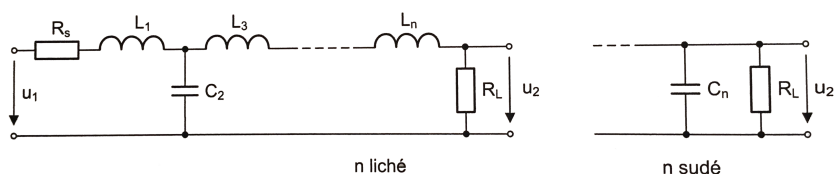


Obrázek 33: Amplitudová a fázová charakteristika kaskádního zapojení pásmové propusti 4. řádu

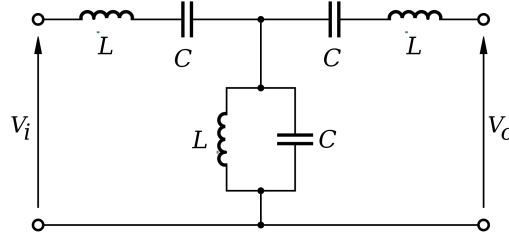
## 10 Příčkové LC filtry

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  $\pi$  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  $\omega_c = \frac{1}{\sqrt{LC}}$  a pro zatěžovací odpor  $R_L$ . Hodnoty prvků lze pro požadovanou aproximaci odečíst z tabulek.

Obrázek 34: Pasivní dolní propust n-tého řádu s  $\pi$  články [12]

Obrázek 35: Pasivní dolní propust n-tého řádu s T články [12]



Obrázek 36: Zapojení pásmové propusti (T-článek) [13]

## 11 Návrh v Maple

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

$$fm := 80000Hz$$

$$\Delta fp := 130000Hz$$

$$\Delta fs := 300000Hz$$

$$ap := 20dB$$

$$as := 80dB,$$

kde  $fm$  značí geometrický střed propustného pásma [Hz],  $\Delta fp$  šířku propustného pásma [Hz],  $\Delta fs$  šířku nepropustného pásma [Hz],  $ap$  maximální útlum v propustném pásmu [dB],  $as$  minimální útlum v nepropustném pásmu [dB]. Funkcí *BP22NLP* byla provedena transformace tolerančního schématu symetrické pásmové propusti (PP) na toleranční schema normované dolní propusti (NDP). Byly spočteny spodní a horní hranice nepropustného pásma  $f_{-s}, fs$  a spodní a horní hranice propustného pásma  $f_{-p}, fp$ .

$$f_{-s} = \frac{\sqrt{\Delta fs^2 + 4f_{-m}^2} - \Delta fs}{2} \quad (46)$$

$$f_{-p} = \frac{\sqrt{\Delta fp^2 + 4f_{-m}^2} - \Delta fp}{2} \quad (47)$$

$$fp = \frac{\sqrt{\Delta fp^2 + 4f_{-m}^2} + \Delta fp}{2} \quad (48)$$

$$fs = \frac{\sqrt{\Delta fs^2 + 4f_{-m}^2} + \Delta fs}{2} \quad (49)$$

$$x := BP22NLP(80e3, 130e3, 300e3, 20, 80)$$

$$f_{-s} = 20000Hz$$

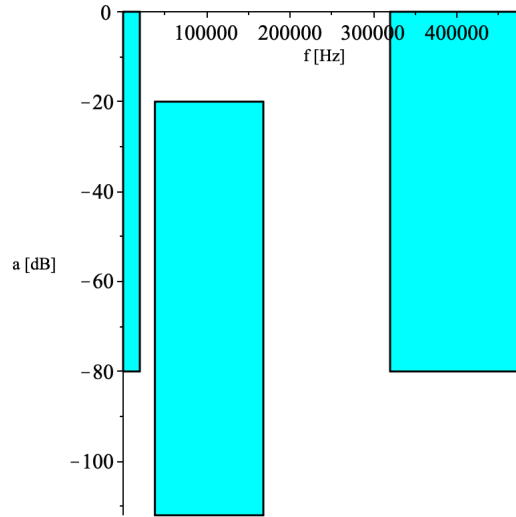
$$f_{-p} = 38077Hz$$

$$fp = 168077Hz$$

$$fs = 320000Hz$$

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

$$Os = 2.307691/s$$



Obrázek 37: Toleranční schéma navrhované pásmové propusti

Stupeň Cauerovy aproximace normované dolní propusti byl určen jako  $order = 4$ .

$$Nc := \text{CauerNLPOrder}(Os)$$

$$Nc := 4, 2.30769, 20$$

Dále byla funkcí  $\text{Cauer\_asnew}$  určena nová hodnota útlumu v nepropustném pásmu NDP  $asnew$ .

$$asnew := \text{Cauer\_asnew}(Nc)$$

$$asnew := 83.3624$$

$$asnew = 10 \log_{10} \left( 1 + \left( \frac{\epsilon}{kl\_new} \right)^2 \right) \quad (50)$$

$$\epsilon = \sqrt{10^{0.1ap} - 1} \quad (51)$$

$$k = \frac{1}{Os} \quad (52)$$

$$kl\_new = k^{order} \left( \prod_{i=1}^n \text{JacobiCD} \left( \frac{(2i-1+m) \text{EllipticK}(k)}{order}, k \right) \right)^4, \quad (53)$$

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

$$\text{EllipticK}(k) = \int_0^1 \left( \frac{1}{\sqrt{(-\alpha_1^2 + 1)} \sqrt{(-k^2 - \alpha_1^2 + 1)}} \right) d_{-\alpha_1} \quad (54)$$

Následně byl spočten koeficient nejvyšší mocniny polynomu ve jmenovateli přenosové funkce  $Gc$ , póly a nuly přenosové funkce  $poles, zeros$  pomocí funkce  $\text{CauerCPolesZeros}$ . 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  $G(j\omega) = \frac{1}{H(j\omega)}$ , charakteristická funkce  $chf$  jako  $\Phi(j\omega)$  s nulami a póly na imaginární ose a nuly přenosu. Charakteristická funkce má shodný jmenovatel s  $G(j\omega)$ .

$$Gc, poles, zeros := \text{CauerCPolesZeros}(Nc)$$

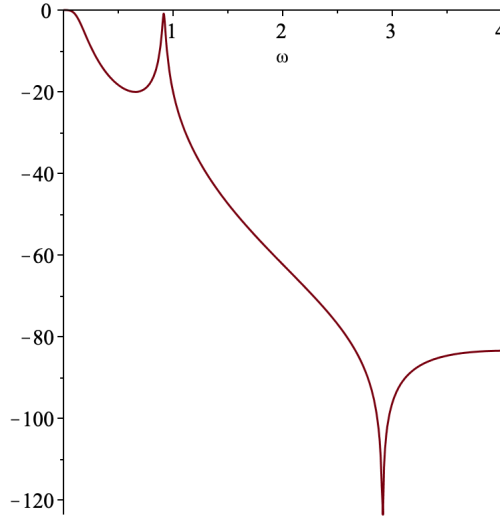
$$G, chf, zer := \text{CauerC}(Nc, p)$$

$$Gc, poles, zeros := 459.404,$$

$$[-0.106147 + 0.103691I, -0.106147 - 0.103691I, -0.0119965 + 0.915370I, -0.0119965 - 0.915370I],$$

$$[2.91159I - 2.91159I]$$

$$G, chf, zer := \frac{459.404p^4 + 108.551p^3 + 397.458p^2 + 81.9762p + 8.47734}{p^2 + 8.47736}, \frac{(459.404p^2 + 384.647)p^2}{p^2 + 8.47736}, [2.91159I - 2.91159I]$$



Obrázek 38: Modulová frekvenční charakteristika NDP

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

## 12 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  $\Omega$ , 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).

$$elems\_NLP := DroppNLP('common', 1, rear, T, G, chf, zer)$$

$$Rem\_matrix = \begin{pmatrix} 1.00624 & 0 \\ 0. & 1.00150 \end{pmatrix}$$

$$type = LC\_NLP\_common$$

$$R1 = 1$$

$$R2 = 1.004$$

$$block(1), [orientation = direct, elements = L1 = 27.298, Z = pL1]$$

$$block(2), [orientation = shunt, elements = C1 = 1.6705, Z = \frac{1}{pC1}]$$

$$block(3), [orientation = direct, elements = C1 = 0.14180, L1 = 0.83190, Z = \frac{1}{\frac{1}{pL1} + pC1}]$$

$$block(4), [orientation = shunt, elements = C1 = 8.3068, Z = \frac{1}{pC1}]$$

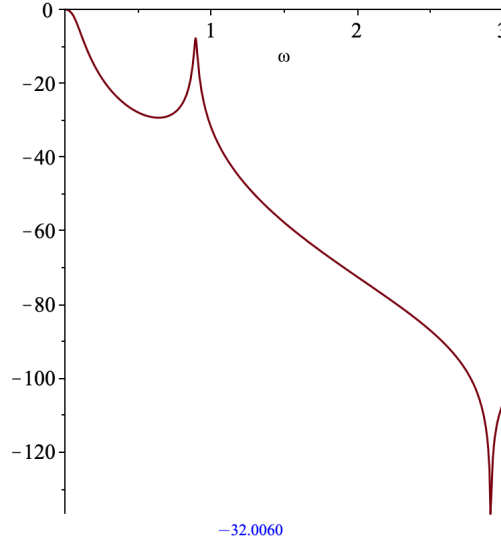
Přenosová funkce pasivních a aktivních struktur filtru byla spočtena funkcí *MakeH*. Byl spočten napěťový i výkonový přenos.

$$H\_NLPV := MakeH(elems\_NLP, V)$$

$$H\_NLP := MakeH(elems\_NLP, P)$$

$$H\_NLPV := \frac{p^2 + 8.47735}{2943.77p^4 + 455.340p^3 + 2381.21^2 + 322.099p + 16.9209}$$

$$H\_NLP := \frac{0.999999p^2 + 8.4773}{1474.83p^4 + 228.125p^3 + 1192.99p^2 + 161.371p + 8.47736}$$



Obrázek 39: Modulová frekvenční charakteristika NDP - LC příčkový filtr

Hodnota přenosové funkce v 1 byla vyhodnocena jako  $-32.006$ .

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

$$elems\_BP := ElemsBP(elems\_NLP, 1, 38077.640640, 168077.640640)$$

$$type = LC\_BP\_common$$

$$R1 = 1$$

$$R2 = 1.004$$

$$block(1), [Z = pL1 + \frac{1}{pC1}, orientation = direct, elements = C1 = 1.1843 * 10^{-7}, L1 = 3.3420 * 10^{-5}]$$

$$block(2), [Z = \frac{1}{\frac{1}{pL1} + pC1}, orientation = shunt, elements = C1 = 2.0451 * 10^{-6}, L1 = 1.9353 * 10^{-6}]$$

$$block(3), [Z = \frac{1}{pC1 + \frac{1}{\frac{1}{pL1} + \frac{1}{pL2 + \frac{1}{pC2}}}}, orientation = direct, elements = C1 = 1.7360 * 10^{-7},$$

$$C2 = 3.8861 * 10^{-6}, L1 = 2.2799 * 10^{-5}, L2 = 1.0185 * 10^{-6}]$$

$$block(4), [Z = \frac{1}{\frac{1}{pL1} + pC1}, orientation = shunt, elements = C1 = 1.0170 * 10^{-5}, L1 = 3.8918 * 10^{-7}]$$

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  $R_s = \frac{L1.2\pi f}{Q}$ .

$$Q := 50 :$$

$$elems\_BPQ := MakeRealL(elems\_BP, Q, 38077.640640, 168077.640640) :$$

$$type = LC\_BP\_common\_Q$$

$$R1 = 1$$

$$R2 = 1.004$$

$$\text{block}(1), [Z = pL1 + Rs1 + \frac{1}{pC1}, \text{orientation} = \text{direct}, \text{elements} = C1 = 1.1843 * 10^{-7}, L1 = 3.3420 * 10^{-5}, \\ Rs1 = 0.33598]$$

$$\text{block}(2), [Z = \frac{1}{\frac{1}{pL1+Rs1} + pC1}, \text{orientation} = \text{shunt}, \text{elements} = C1 = 2.0451 * 10^{-6}, L1 = 1.9353 * 10^{-6}, \\ Rs1 = 0.019455]$$

$$\text{block}(3), [Z = \frac{1}{pC1 + \frac{1}{\frac{1}{pL1+Rs1} + \frac{1}{pL2+Rs2 + \frac{1}{pC2}}}} \text{orientation} = \text{direct}, \text{elements} = C1 = 1.7360 * 10^{-7},$$

$$C2 = 3.8861 * 10^{-6}, L1 = 2.2799 * 10^{-5}, L2 = 1.0185 * 10^{-6}, Rs1 = 0.2292, Rs2 = 0.010239]$$

$$\text{block}(4), [Z = \frac{1}{\frac{1}{pL1+Rs1} + pC1}, \text{orientation} = \text{shunt}, \text{elements} = C1 = 1.0170 * 10^{-5}, L1 = 3.8918 * 10^{-7}, \\ Rs1 = 0.0039125]$$

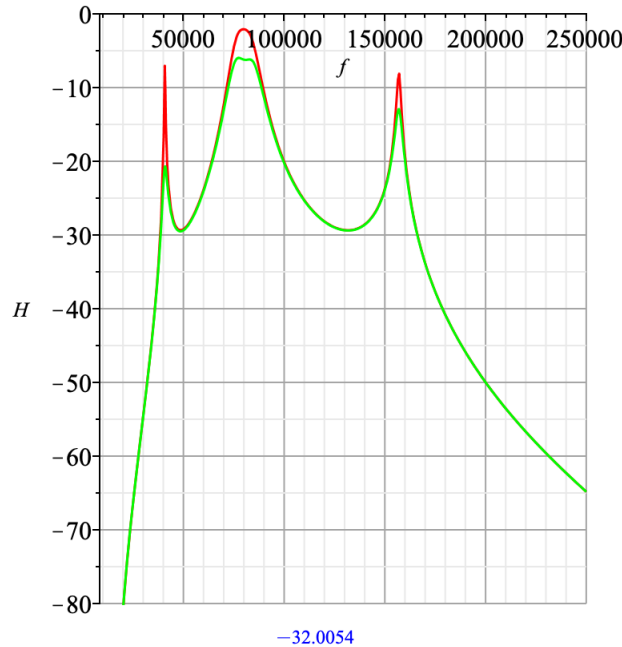
Byl spočten přenos pro LC strukturu bez a s přidáním sériovými rezistory. Pro oba přenosy byla vykreslena modulová frekvenční charakteristika.

$$H\_BP := \text{MakeH}(\text{elems\_BP});$$

$$H\_BPQ := \text{MakeH}(\text{elems\_BPQ});$$

$$H\_BP := \frac{p^6 + 6.1612 * 10^{12} p^4 + 6.38385 * 10^{22} p^2}{2.2105310^{-9} p^8 + 0.000279286 p^7 + 3427.09 p^6 + 3.43505 * 10^8 p^5 + 1.45520 * 10^{15} p^4 + 8.6791310^{19} p^3 + 2.18778 * 10^{26} p^2 + 4.50478 * 10^{30} p + 9.00862 * 10^{36}}$$

$$H\_BPQ := \frac{p^7 + 40212.3 p^6 + 6.16193 * 10^{12} p^5 + 1.85826 * 10^{17} p^4 + 6.57069 * 10^{22} p^3 + 1.28981 * 10^{27} p^2 + 6.4518410^{30} p}{2.21053 * 10^{-9} p^9 + 0.000390400 p^8 + 3442.71 p^7 + 4.81598 * 10^8 p^6 + 1.47026 * 10^{15} p^5 + 1.30876 * 10^{20} p^4 + 2.21624 * 10^{26} p^3 + 8.92708 * 10^{30} p^2 + 9.11067 * 10^{36} p + 9.09122 * 10^{40}}$$



Obrázek 40: Modulová frekvenční charakteristika LC struktury (červená) a LC struktury s končnou hodnotou jakostí cívek (zelená)

Vyčíslením v  $168077 * 2\pi$  Hz byl obdržen útlum 32 dB.

Odnormované prvky byly vyčísleny následovně:

$$\text{ele\_BP} := L1 = \text{subs}(\text{eval}(\text{elems\_BPQ}[1][\text{elements}]), L1), C1 = \text{subs}(\text{eval}(\text{elems\_BPQ}[1][\text{elements}]), C1),$$

$$C2 = \text{subs}(\text{eval}(\text{elems\_BPQ}[2][\text{elements}]), C1), L2 = \text{subs}(\text{eval}(\text{elems\_BPQ}[2][\text{elements}]), L1),$$

$$L3 = \text{subs}(\text{eval}(\text{elems\_BPQ}[3][\text{elements}]), L2), L4 = \text{subs}(\text{eval}(\text{elems\_BPQ}[3][\text{elements}]), L1),$$

$$C3 = \text{subs}(\text{eval}(\text{elems\_BPQ}[3][\text{elements}]), C2), C4 = \text{subs}(\text{eval}(\text{elems\_BPQ}[3][\text{elements}]), C1),$$

$$C5 = \text{subs}(\text{eval}(\text{elems\_BPQ}[4][\text{elements}]), C1), L5 = \text{subs}(\text{eval}(\text{elems\_BPQ}[4][\text{elements}]), L1),$$

$$R1 = \text{eval}(\text{elems\_BPQ})[R1], R_z = \text{eval}(\text{elems\_BPQ})[R2];$$

$$\text{ele\_BP} := C1 = 1.18426 * 10^{-7}, C2 = 2.04513 * 10^{-6}, C3 = 3.88609 * 10^{-6}, C4 = 1.73599 * 10^{-7},$$

$$C5 = 10.1698 * 10^{-6}, L1 = 0.0000334204, L2 = 0.00000193526, L3 = 0.00000101846, L4 = 0.0000227988,$$

$$L5 = 3.89179 * 10^{-7}, R1 = 1, R_z = 1.004$$

Kapacita kondenzátoru použitého při zapojení indukčnosti s OTA je rovna  $C_L = Lg_m^2$ . Byla uvažována minimální transkonduktance z datasheetu LM13700. Byly získány kapacity

$$C_{L1} = 3.080024064 * 10^{-9}, C_{L2} = 1.783535616 * 10^{-10}, C_{L3} = 9.38612736 * 10^{-11}, C_{L4} = 2.101137408 * 10^{-9},$$

$$C_{L5} = 3.586673664 * 10^{-11}$$

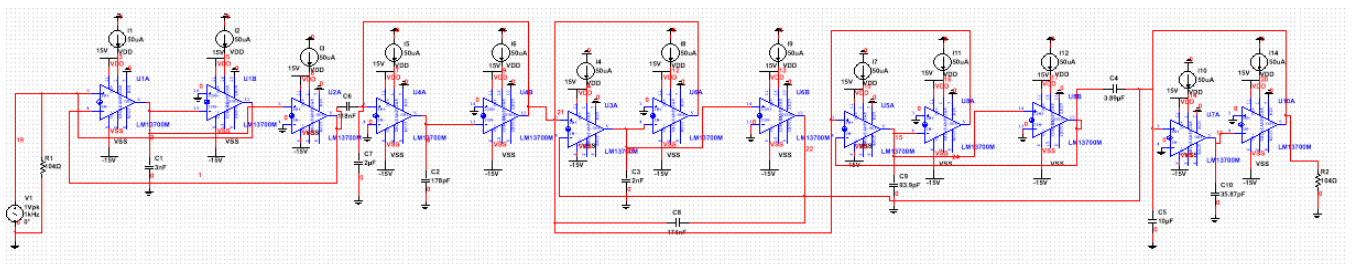
, tedy  $C_{L1} = 3.08002$  nF,  $C_{L2} = 178.35356$  pF,  $C_{L3} = 93.86127$  pF,  $C_{L4} = 2.10114$  nF,  $C_{L5} = 35.86674$  pF. Převrácenou hodnotou transkonduktance byly vypočteny frekvenčně a impedančně odnormované odpory

$$R_N = R_1 = R_z = \frac{1}{g_m} = 104.16667\Omega. \quad (55)$$

Kapacity vyšly odnormovány již se Syntfilu  $C1 = 118.426$  nF,  $C2 = 2.04513$  uF,  $C3 = 3.88609$  uF,  $C4 = 173.599$  nF,  $C5 = 10.1698$  uF.

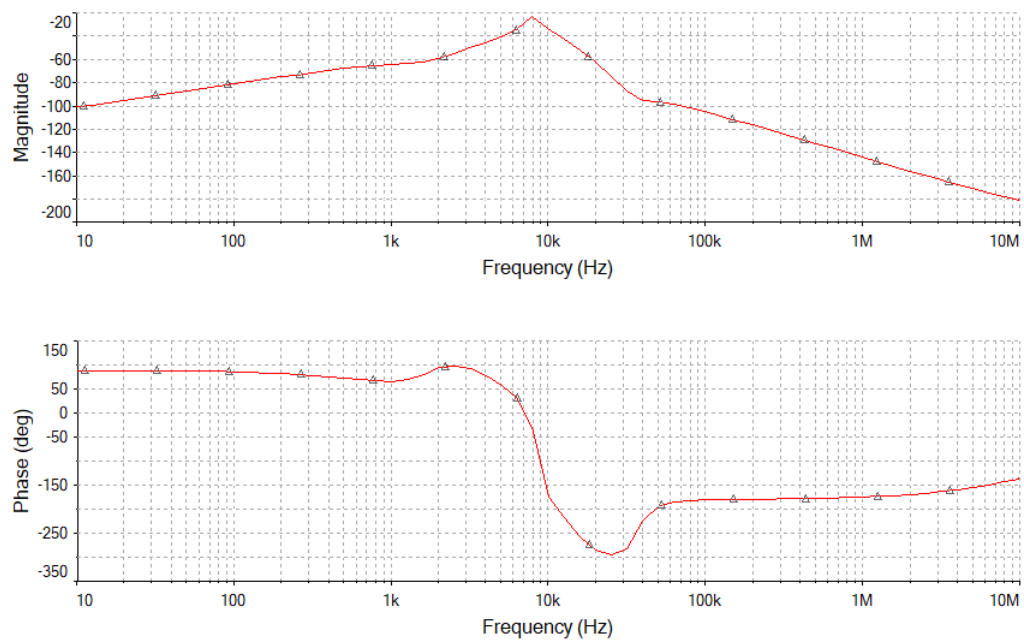
## 13 Simulace s výsledky ze Syntfilu

Vypočtené prvky byly dosazeny do schématu v Multisimu. Bylo použito zapojení se vstupním odporem  $R_0$  řazeným paralelně ke zdroji (vhodnější pro funkční simulaci). Napětí na zdroji poté bude  $\frac{V_0}{R_0}$ .



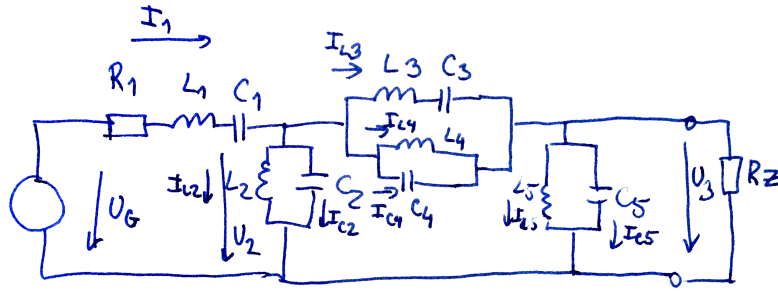
Obrázek 41: Zapojení pásmové propusti (Syntfil)





Obrázek 42: Amplitudová a fázová charakteristika pásmové propusti (Syntfil)

## 14 Návrh funkční simulací



Obrázek 43: Schéma LC příčkové struktury

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

$$I_1 = \frac{1}{R_1 + pL_1 + \frac{1}{pC_1}}(U_G - U_2) \quad (56)$$

$$v_1 = \frac{R}{R_1 + pL_1 + \frac{1}{pC_1}}(U_G - U_2) \quad (57)$$

$$U_2 = \frac{1}{\frac{1}{pL_2} + pC_2}(I_1 - I_{L3} - I_{L4} - pC_4 v_{L4}) \quad (58)$$

$$U_2 = \frac{1}{\frac{R}{pL_2} + RpC_2}(v_1 - v_{L3} - v_{L4} - RpC_4 U_{L4}) \quad (59)$$

$$I_{L3} = \frac{1}{pL_3 + \frac{1}{pC_3}}(U_2 - U_3) \quad (60)$$

$$v_{L3} = \frac{R}{pL_3 + \frac{1}{pC_3}}(U_2 - U_3) \quad (61)$$

$$v_{L4} = \frac{1}{\frac{1}{pL_4} + pC_4}(I_1 - I_{L2} - pC_2 U_2 - I_{L3} - pC_4(U_2 - U_3)) \quad (62)$$

$$v_{L4} = \frac{1}{\frac{R}{pL_4} + RpC_4}(v_1 - v_{L2} - RpC_2 U_2 - v_{L3} - RpC_4(U_2 - U_3)) \quad (63)$$

$$U_3 = \frac{1}{\frac{1}{R_z} + pC_5 + \frac{1}{pL_5}}(I_1 - I_{L2} - pC_2 U_2) \quad (64)$$

$$U_3 = \frac{1}{\frac{R}{R_z} + RpC_5 + \frac{R}{pL_5}}(v_1 - U_2 - RpC_2 U_2). \quad (65)$$

To odpovídá realizační struktuře s pěti gyrátory o přenosech  $H_1 \dots H_5$

$$H_1 = \frac{R}{R_1 + pL_1 + \frac{1}{pC_1}} \quad (66)$$

$$H_2 = \frac{1}{\frac{R}{pL_2} + RpC_2} \quad (67)$$

$$H_3 = \frac{R}{pL_3 + \frac{1}{pC_3}} \quad (68)$$

$$H_4 = \frac{1}{\frac{R}{pL_4} + RpC_4} \quad (69)$$

$$H_5 = \frac{1}{\frac{R}{R_z} + RpC_5 + \frac{R}{pL_5}}. \quad (70)$$

Dosazením za přenos ztrátového integrátoru (byly uvažovány stejné gm)

$$H = \frac{gm}{sc + gm} \quad (71)$$

a porovnáním s předchozími přenosy  $H_1...H_5$  byly obdrženy následující hodnoty

$$CI := [CI1 = -\frac{gm*(\frac{R}{R1+p*L1+1/(p*C1)}-1)*(R1+p*L1+\frac{1}{(p*C1)})}{(R*p)}, CI2 = \frac{gm*(C2*L2*R1*p^2-L2*p+R1)}{(L2*p^2)},$$

$$CI3 = \frac{gm*(C3*L3*p^2-C3*R1*p+1)}{(C3*R1*p^2)},$$

$$CI4 = \frac{gm*(C4*L4*R1*p^2-L4*p+R1)}{(L4*p^2)}, CI5 = \frac{gm*(C5*L5*R1*Rz*p^2+L5*R1*p-L5*Rz*p+R1*Rz)}{(L5*Rz*p^2)}]$$

Zohledněním paralelního zapojení kondenzátoru C2, C4 a C5 k indukčnosti bylo dosaženo za původní hodnoty dosaženo  $Cg = C * gm * R$ .

$$CI\_all := [C2g = C2 * gm][C4g = C4 * gm][C5g = C5 * gm]unionCI$$

Následně byly substitucí za  $gm = 9600 \mu S$  vypočteny výsledné kapacity.

## 15 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 6), poté byl kaskádním zapojením obdržen filtr typu dolní propust 4. řádu (Sekce 7). Následně byla pomocí kaskádního zapojení horní a dolní propusti obdržena pásmová propust 2. řádu (Sekce 8) a 4. řádu (Sekce 9).

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.

Cíl práce byl částečně splněn. Bude třeba převést správně LC strukturu na zapojení s OTA, opravit následnou simulaci v Multisimu a analyzovat výslednou strukturu pomocí Pracanu. 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](https://dspace.vsb.cz/bitstream/handle/10084/92901/KAS279_FEI_N2647_2601T013_2012.pdf?sequence=1&isAllowed=y). Diplomová práce. VŠB-TU Ostrava, FEI. 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] 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.
- [4] 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.
- [5] *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](https://cz.mouser.com/Semiconductors/Integrated-Circuits-ICs/Amplifier-ICs/Transconductance-Amplifiers/_/N-6j731?P=1y95od0)
- [6] 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](http://www.ti.com/lit/ds/symlink/lm13700.pdf) Strana 1/37. Strana 9/37 - Obrázek 16.
- [7] 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](https://en.wikipedia.org/wiki/Low-pass_filter)
- [8] SCHAUMANN, Rolf a Mac E. Van VALKENBURG. *Design of Analog Filters*. New York: Oxford University Press, 2001. ISBN 0195118774. Pořadí obrázek 4-13, 4-36 a), b).

- [9] WADE, Augustus. Presentation on theme: *Circuits for sensors Ideal OP Amps Basic OP Amp Circuit Blocks* [online]. In: . 2015 [cit. 2019-04-26]. Dostupné z: <https://slideplayer.com/slide/4458062> Prezentace. Slide 20/48.
- [10] 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>
- [11] High-pass filter. In: *Wikipedia: the free encyclopedia* [online]. San Francisco (CA): Wikimedia Foundation, 2001- [cit. 2019-05-18]. Dostupné z: [https://en.wikipedia.org/wiki/File:RLC\\_high-pass.svg](https://en.wikipedia.org/wiki/File:RLC_high-pass.svg)
- [12] 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.
- [13] Band-pass filter. In: *Wikipedia: the free encyclopedia* [online]. San Francisco (CA): Wikimedia Foundation, 2001- [cit. 2RLC High-Pass Filter Design Tool. OKAWA Electric Design [online]. 2019 [cit. 2019-05-18]. Dostupné z: <http://sim.okawa-denshi.jp/en/RLChikeisan.htm>019-04-29]. Dostupné z: [https://en.wikipedia.org/wiki/Band-pass\\_filter](https://en.wikipedia.org/wiki/Band-pass_filter)