

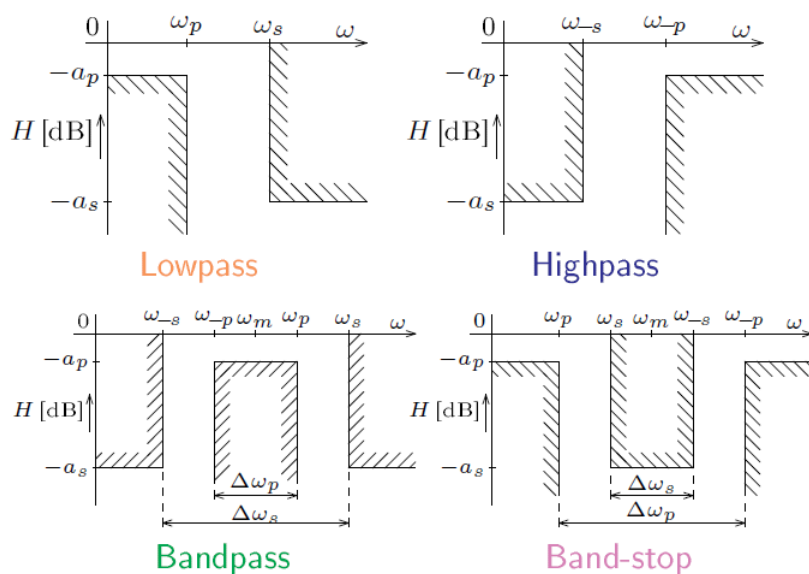
# Analogový přeladitelný filtr se zesilovači OTA

Klára Pacalová

22. dubna 2019

## 1 Typy filtrů a jejich aplikace

Filtr je obvod, jehož přenosová funkce (poměr výstupu ku vstupu) je kmitočtově závislá. Základní rozdělení je na dolní propust (LP), horní propust (HP), pásmovou propust (BP) a pásmovou zadrž (BS). Dolní propust propouští vstupní signál s frekvencí pod charakteristickým kmitočtem  $\omega_0$  na výstup (signál zůstává beze změny nebo zesílený). Horní propust propouští signály nad  $\omega_0$ , pásmová propust v rozmezí daném dvěma kmitočty a pásmová zadrž naopak nepropouští kmitočty definovaného pásma.



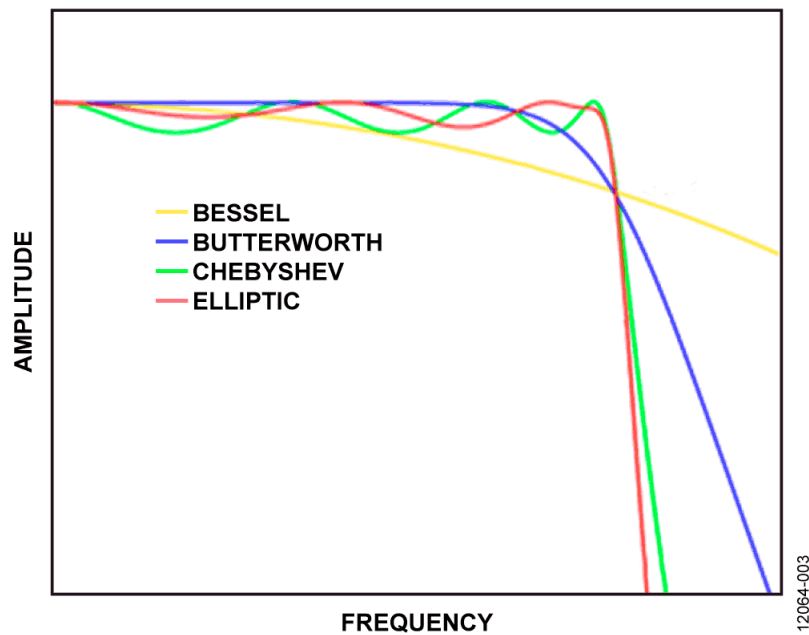
Obrázek 1: Toleranční schéma pro dolní (LP), horní (HP), pásmovou propust (BP) a pásmovou zadrž (BS)[1]

Filtry se používají k redukci šumu (např. pro efektivní reprodukci zvuku reproduktory), okolního rušení (např. vysílače blokují harmonické frekvence, které interferují) nebo jako anti-aliasing filtry (např. vzorkování u A/D převodníku).

Podle rozložení nul a pólů rozlišujeme různé 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 (derivative fáze podle frekvence). Pro Butterworthovu aproximaci je skupinové zpoždění nezvlněné v propustném pásmu.

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

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.



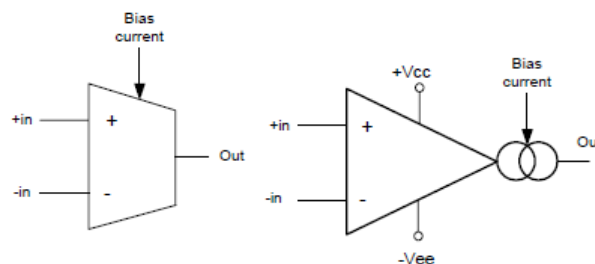
Obrázek 2: Typy aproximací (LP)[2]

## 2 Transkonduktanční zesilovače (OTA)

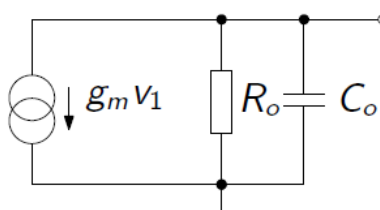
Transkonduktanční zesilovače (označují se též jako OTA (*Operational Transconductance Amplifiers*) jsou napětím řízené zesilovače s proudovým výstupem - zdroje proudu

$$i_{out} = g_m(u_+ - u_-), \quad (1)$$

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 zesilovač - schematické značky [3]



Obrázek 4: Linearizovaný model reálného OTA [4]

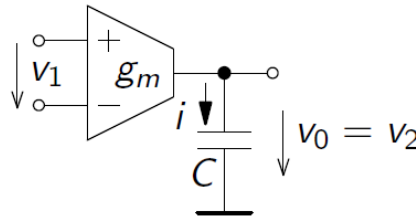
Připojením zátěže  $R_z$  na výstup bylo získáno napětí naprázdno

$$u_{out} = R_z g_m (u_+ - u_-) = G_0 (u_+ - u_-), \quad (2)$$

kde  $G_0$  je zesílení. Ze vztahu (2) plyne, že zesílení je konečné a mezi vstupy je nenulové napětí. Připojením kondenzátoru jako zátěže byl získán bezztrátový integrátor s přenosem

$$H(s) = \frac{v_2}{v_1} = \frac{g_m}{sC} \quad (3)$$

$$v_0(t) = \frac{1}{C} \int i(t) dt = \frac{1}{C} \int g_m v_1(t) dt. \quad (4)$$

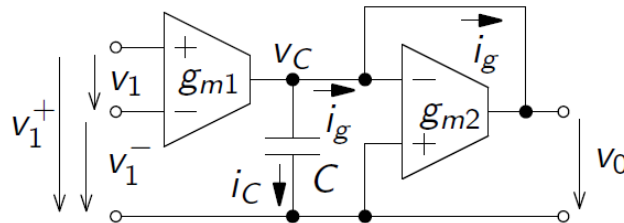


Obrázek 5: OTA-C [4]

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.

$$v_0(t) = \frac{g_{m1}}{sC + g_{m2}} (v_1^+ - v_1^-) \quad (5)$$



Obrázek 6: Ztrátový OTA-C [4]

### 3 Integrované obvody s OTA zesilovači

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 V/ $\mu$ s), mnohem menší výstupní proud (650  $\mu$ A) i offset vstupního napětí a operují při cca 4x nižších proudech. Cenové rozpětí je 25-65 Kč.

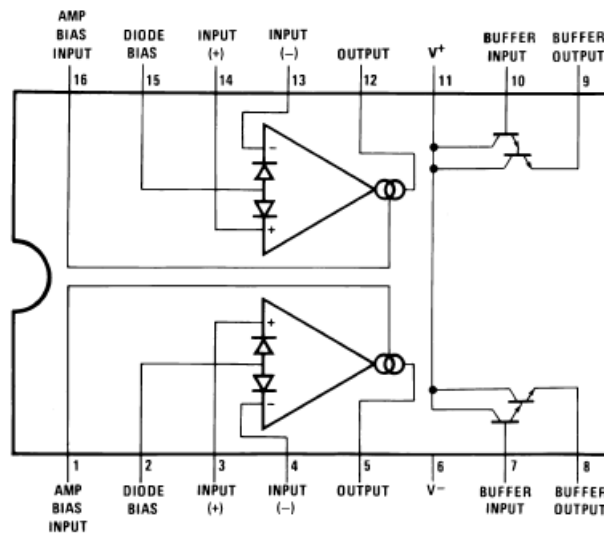
|        | GBP - Gain Bandwidth Product | SR - Slew Rate  | Output Current per Channel | $I_b$ - Input Bias Current | $V_{os}$ - Input Offset Voltage | Operating Supply Current | Forward Transconductance Min | Supply Voltage |
|--------|------------------------------|-----------------|----------------------------|----------------------------|--------------------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

Tabulka 1: Porovnání IO s jedním transkonduktančním OZ [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 V/ $\mu$ s  | 650 $\mu$ A                | 5 $\mu$ A                  | 4 mV                            | 1.3 mA                   | 6700 $\mu$ S                   | 10-36 V        |
| NE5517   | 2 MHz                        | 50 V/ $\mu$ s  | 650 $\mu$ A                | 5 $\mu$ A                  | 5 mV                            | 2.6 mA                   | 5400 $\mu$ S                   | 4-44 V         |
| AU5517   | 2 MHz                        | 50 V/ $\mu$ s  | 650 $\mu$ A                | 5 $\mu$ A                  | 5 mV                            | 2.6 mA                   | 5400 $\mu$ S                   | 4-44 V         |
| NJM13600 | 2 MHz                        | 50 V/ $\mu$ s  | 650 $\mu$ A                | 5 $\mu$ A                  | 5 mV                            | 2.6 mA                   | 6700 $\mu$ S                   | 36 V           |
| NJM13700 | 2 MHz                        | 50 V/ $\mu$ s  | 650 $\mu$ A                | 5 $\mu$ A                  | 4 mV                            | 2.6 mA                   | 6700 $\mu$ S                   | 36 V           |

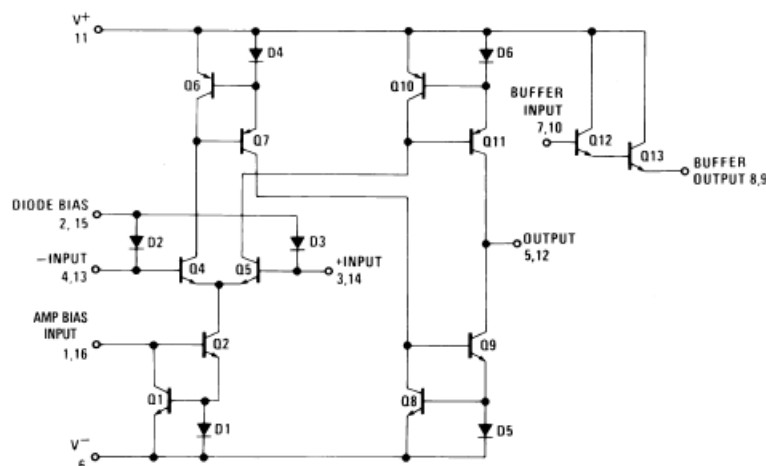
Tabulka 2: Porovnání IO s dvěma transkonduktančními OZ [5]

Pro realizaci přeladitelného filtru byl zvolen LM13700 s dvěma OZ.



Obrázek 7: Konfigurace pinů na LM13700M [6]

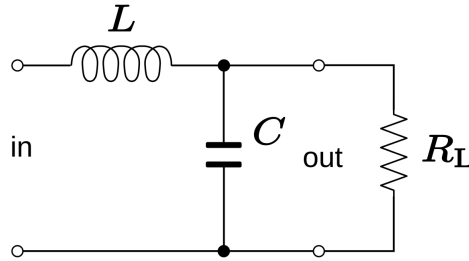
Vnitřní zapojení LM13700 na obrázku 8 obsahuje symetrický rozdílový stupeň (tranzistory Q4, Q5), který je napájen řízeným zdrojem proudu s tranzistorem Q2. Dvojice diod a tranzistorů tvoří proudová zrcadla (*Current Mirror*) - referenční proud tekoucí v jedné větvi obvodu se "zrcadlí" v jeho druhé větvi.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



Obrázek 8: Vnitřní chéma OTA [6]

## 4 Dolní propust 2. řádu - teorie

Využitím záporné zpětné vazby z výstupu a zapojením dvou OTA-C v sérii byl obdržén dolnopropustní filtr 2. řádu. Náhradní obvod, ze kterého bude spočítána přenosová funkce, popisuje obrázek 9.



Obrázek 9: Dolní propust 2. řádu (RLC obvod) [7]

Přenos obvodu byl vyjádřen jako

$$H(s) = \frac{U_{out}}{U_{in}} = \frac{Z_2}{Z_1}, \quad (6)$$

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

$$H(s) = \frac{\frac{\frac{R}{sC}}{R + \frac{1}{sC}}}{sL + \frac{\frac{R}{sC}}{R + \frac{1}{sC}}}. \quad (7)$$

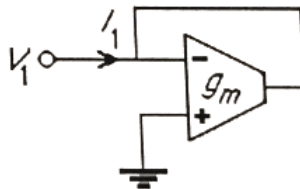
Elementárními algebraickými úpravami a následným vynásobením členem  $\frac{1}{LRC}$  byl získán výsledný přenos.

$$H(s) = \frac{R}{s^2 LRC + sL + R} = \frac{\frac{1}{LC}}{s^2 + \frac{s}{RC} + \frac{1}{LC}}. \quad (8)$$

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

$$R_{in} = \frac{1}{g_{m1}}, \quad (9)$$

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 dvěma 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

$$V_C = \frac{g_{m1}}{sC} V_1 \quad (10)$$

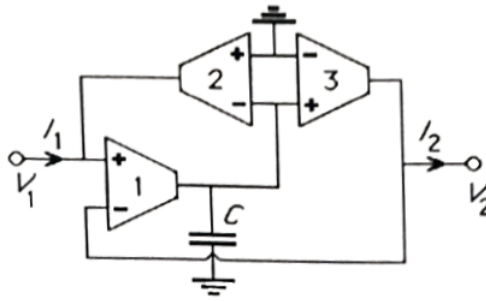
$$I_1 = g_{m2} V_C = \frac{g_{m1} g_{m2}}{sC} V_1. \quad (11)$$

Výsledná indukčnost - impedance vstupu byla vyjádřena vztahem (11).

$$Z_{in}(s) = \frac{V_1}{I_1} = s \frac{C}{g_{m1} g_{m2}} \quad (12)$$

Byl obdržen induktor o hodnotě

$$L = \frac{C}{g_{m1} g_{m2}}. \quad (13)$$



Obrázek 11: Obvod pro simulaci indukčnosti [8]

Nyní je možno za odpor a indukčnost dosadit do vztahu (8). Byly uvažovány kapacitory o stejné hodnotě  $C$ .

$$H(s) = \frac{\frac{1}{C^2}}{\frac{g_{m1} g_{m2}}{s^2} + \frac{s}{g_{m2}} + \frac{1}{g_{m1} g_{m2}}} = \frac{\frac{g_{m1} g_{m2}}{C^2}}{s^2 + \frac{s g_{m2}}{C} + \frac{g_{m1} g_{m2}}{C^2}} = \frac{g_{m1} g_{m2}}{s^2 C^2 + s g_{m2} C + g_{m1} g_{m2}}. \quad (14)$$

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

$$s^2 + s \frac{\omega_0}{Q} + \omega_0^2 = s^2 C^2 + s g_{m2} C + g_{m1} g_{m2} \quad (15)$$

$$s^2 + s \frac{\omega_0}{Q} + \omega_0^2 = s^2 + \frac{s g_{m2}}{C} + \frac{g_{m1} g_{m2}}{C^2}. \quad (16)$$

Z tohoto vztahu byl vyjádřen mezní kmitočet jako

$$\omega_0^2 = \frac{g_{m1} g_{m2}}{C^2} \quad (17)$$

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{g_{m1} g_{m2}}{C^2}} \quad (18)$$

a činitel jakosti dosazením za  $\omega_0$

$$Q = \frac{\omega_0}{\frac{g_{m2}}{C}} = \sqrt{\frac{g_{m1}}{g_{m2}}}. \quad (19)$$

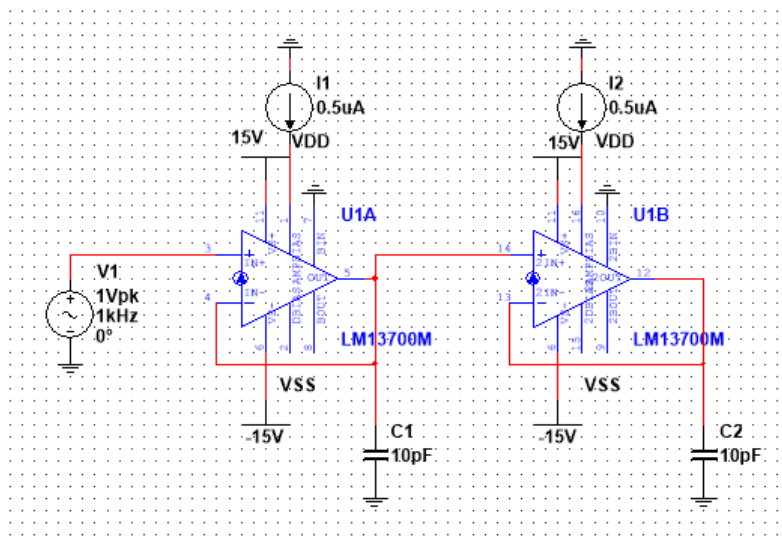
Pokud navíc byly uvažovány stejné transkonduktance  $g_{m1}, g_{m2} = g_m$ , byl obdržen výsledek

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{g_m^2}{C^2}}, \quad (20)$$

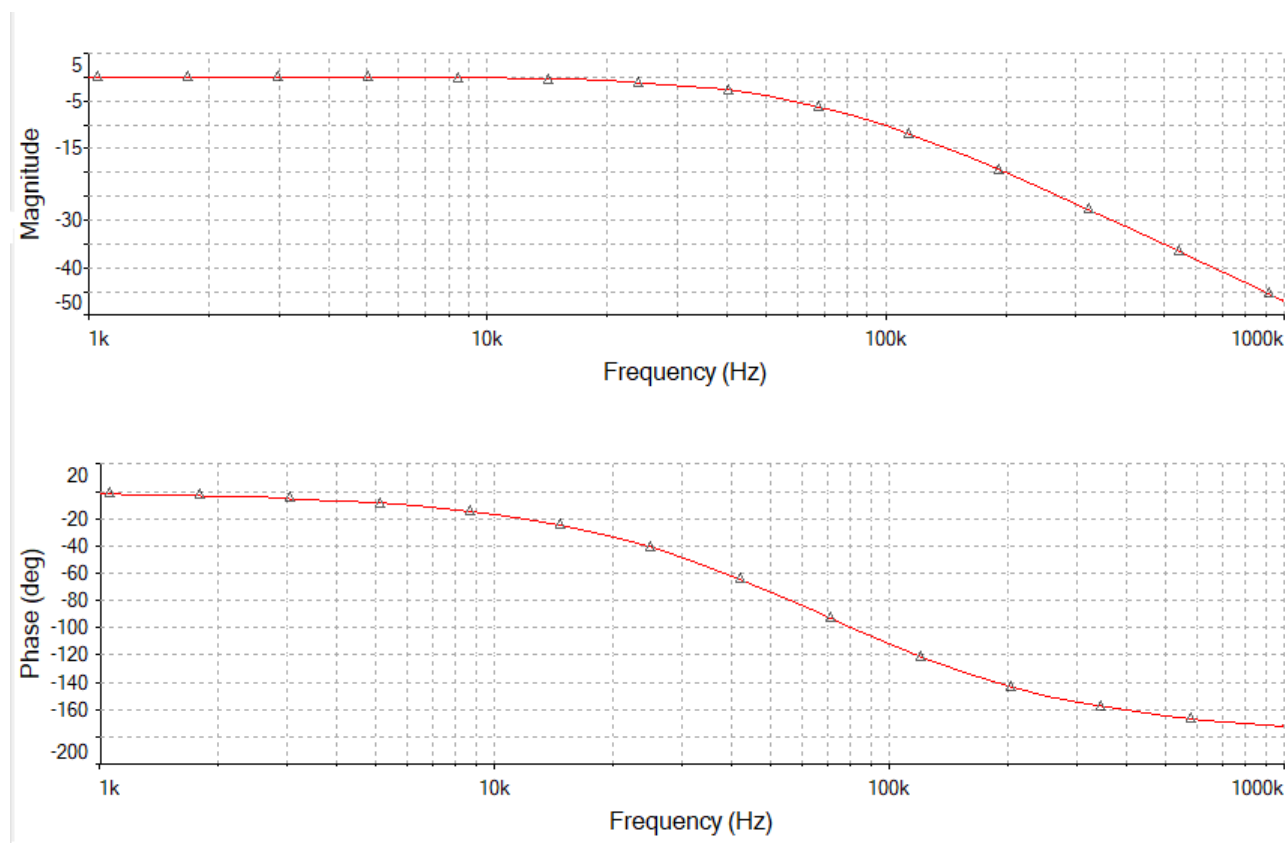
$$Q = \sqrt{1} = 1. \quad (21)$$

## 5 Dolní propust 2. řádu - simulace

Zapojení dvou OTA-C v sérii vede na dolní propust druhého řádu. 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 obdržen mezní 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.



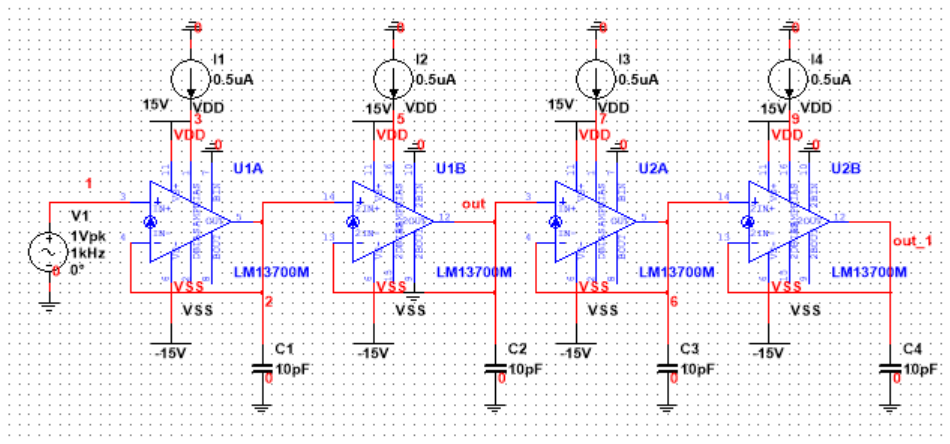
Obrázek 12: Schéma zapojení dolní propusti 2. řádu



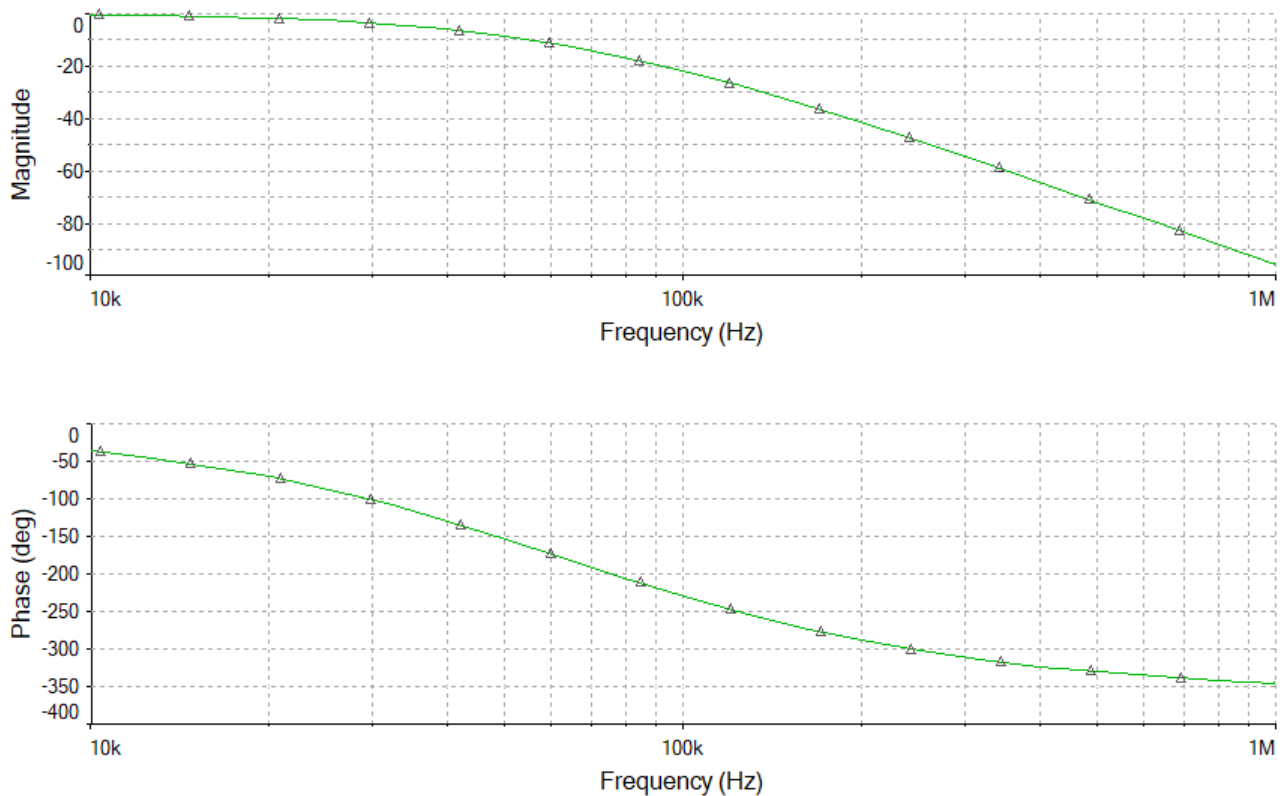
Obrázek 13: Amplitudová a fázová charakteristika dolní propusti 2. řádu

## 6 Dolní propust čtvrtého řádu

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



Obrázek 14: Schéma kaskádního zapojení dolní propusti 4. řádu

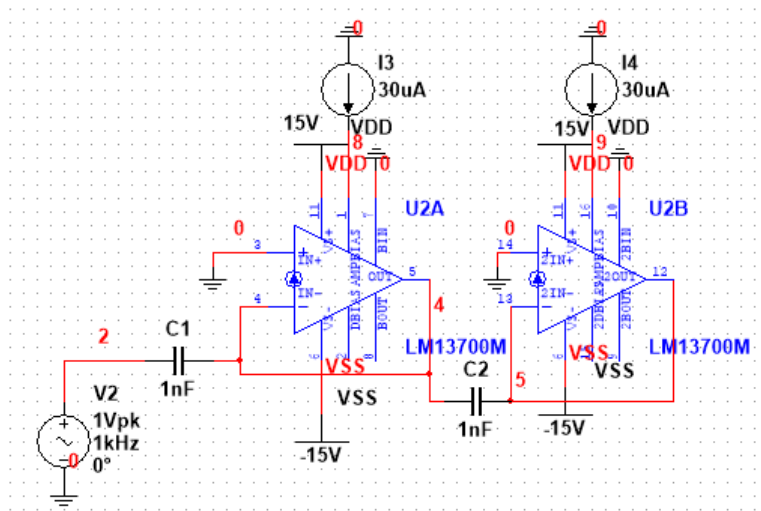


Obrázek 15: Amplitudová a fázová charakteristika kaskádního zapojení dolní propusti 4. řádu

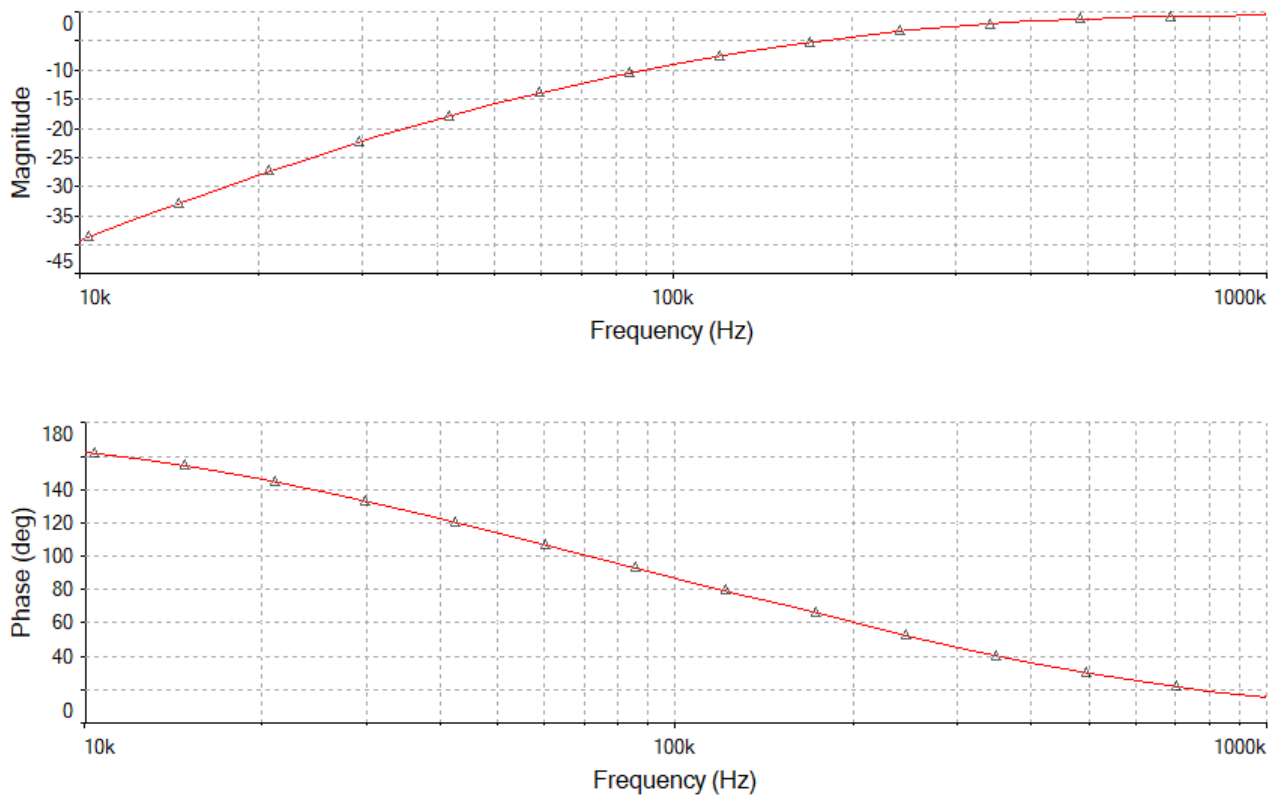
## 7 Pásmová propust

Nejprve byla získána horní propust kaskádním zapojením dvou RC článků.



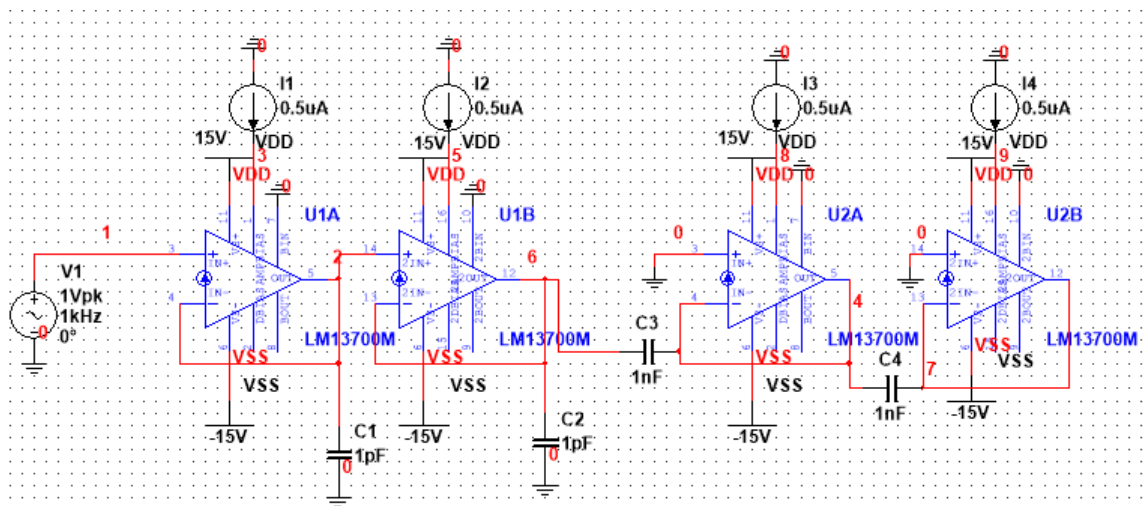


Obrázek 16: Schéma zapojení horní propusti 2. řádu

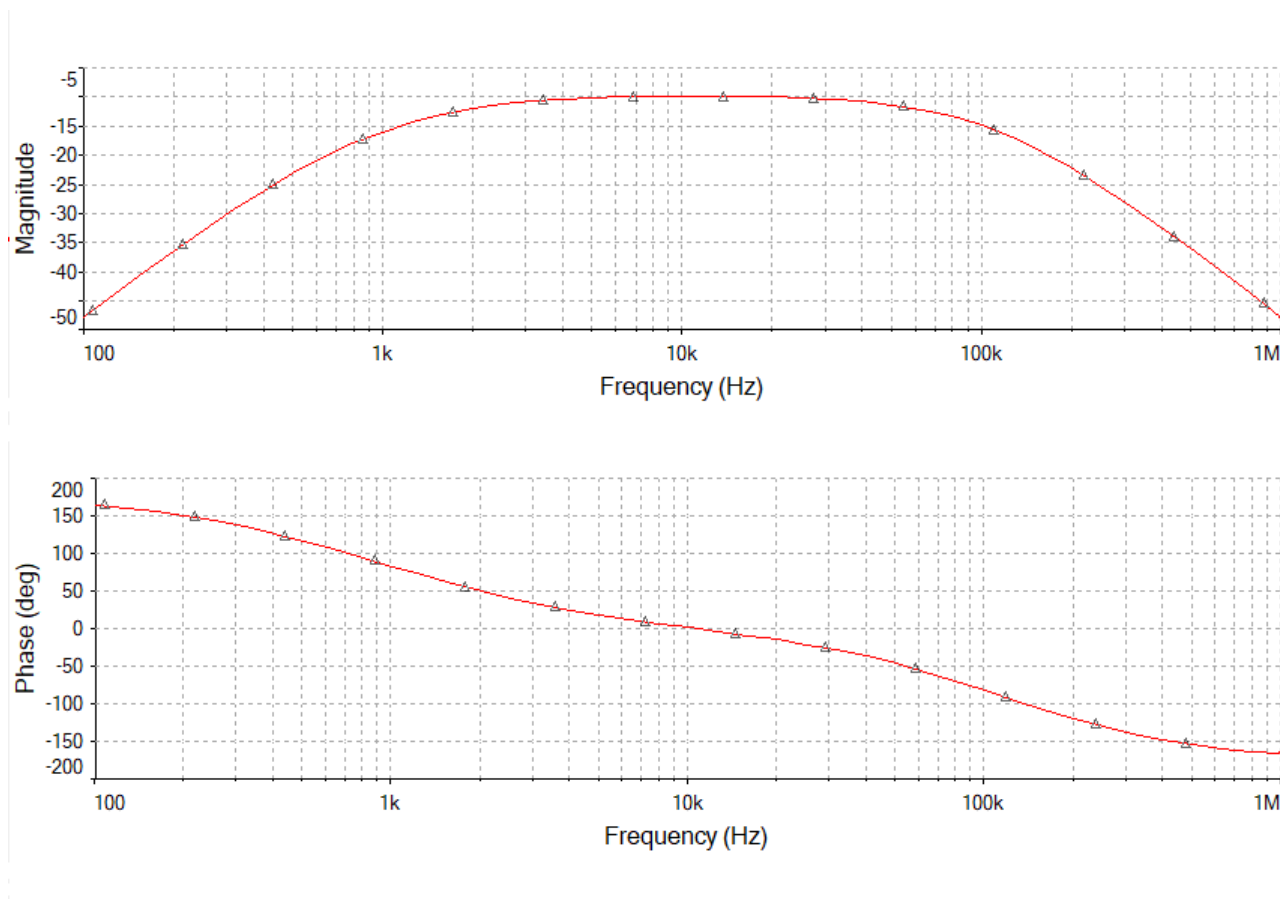


Obrázek 17: Amplitudová a fázová charakteristika horní propusti 2. řádu

Následně byla sériovým zapojením dolní a horní propusti 2. řádu obdržena pásmová propust 2. řádu.



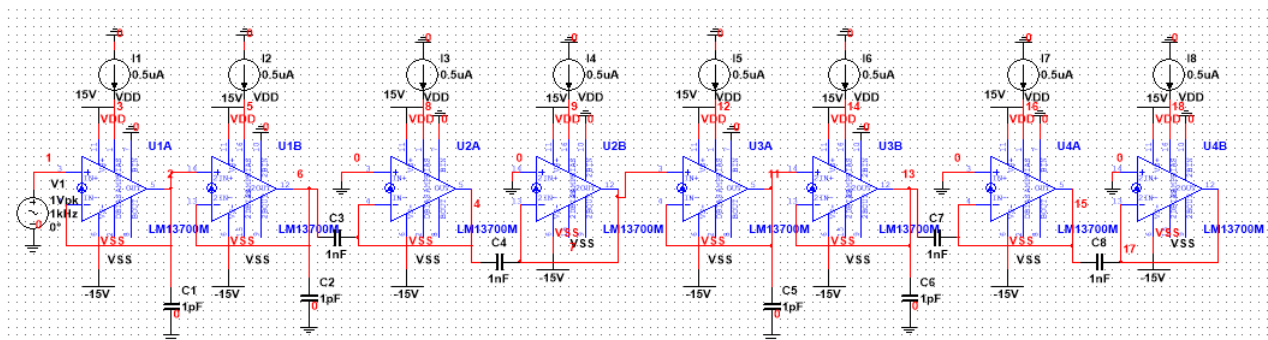
Obrázek 18: Schéma zapojení pásmové propusti 2. řádu



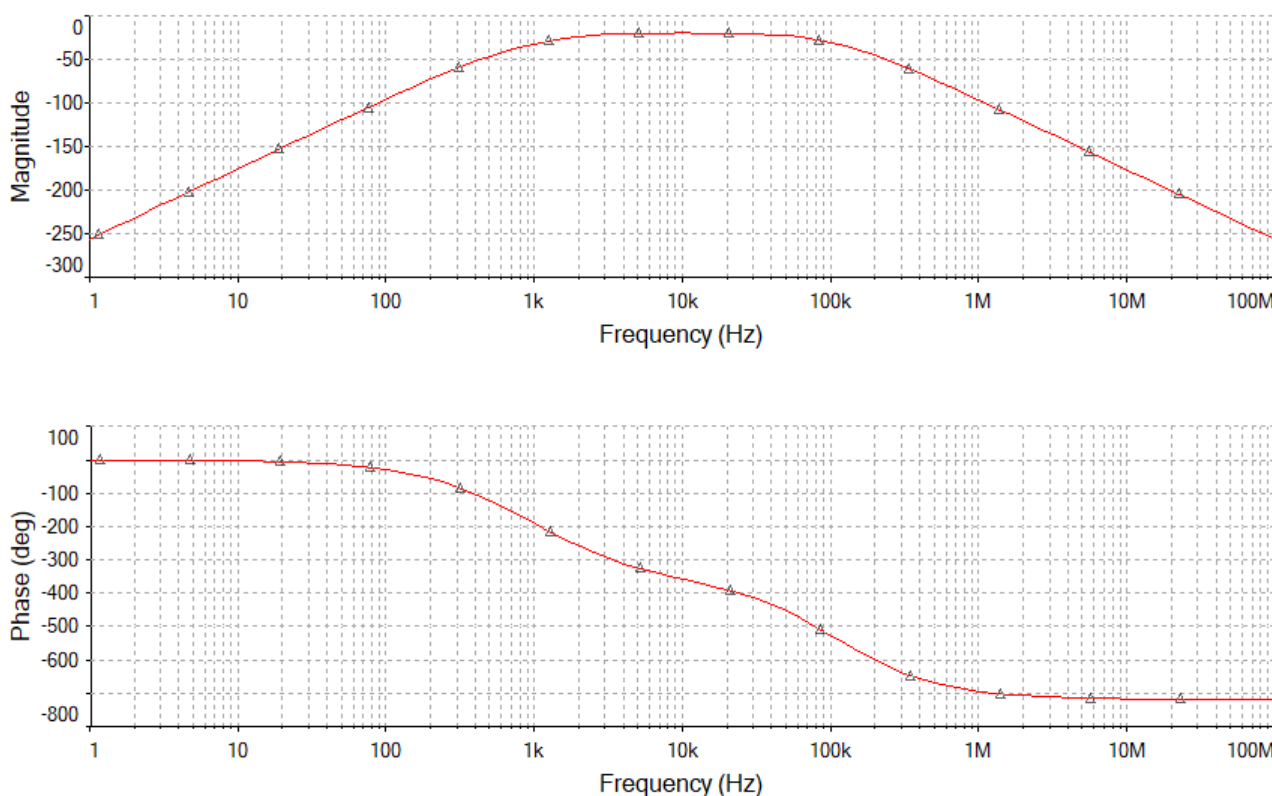
Obrázek 19: Amplitudová a fázová charakteristika pásmové propusti 2. řádu

## 8 Pásmová propust čtvrtého řádu

Kaskádním zapojením dvou pásmových propustí 2. řádu byl obdržen filtr 4. řádu s poklesem -80 dB/dek.



Obrázek 20: Schéma kaskádního zapojení pásmové propusti 4. řádu



Obrázek 21: Amplitudová a fázová charakteristika kaskádního zapojení pásmové propusti 4. řádu

## Reference

- [1] HOSPODKA, Jiří. *Úvod do syntézy kmitočtových filtrů* [online]. Praha, 2018 [cit. 2019-03-30]. Dostupné z: <https://moodle.fel.cvut.cz/course/view.php?id=2670>. Přednáška. ČVUT FEL. Slide 23/24.
- [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. Slide 24/41.

- [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. Pořadě obrázků 4-13, 4-36 b).