

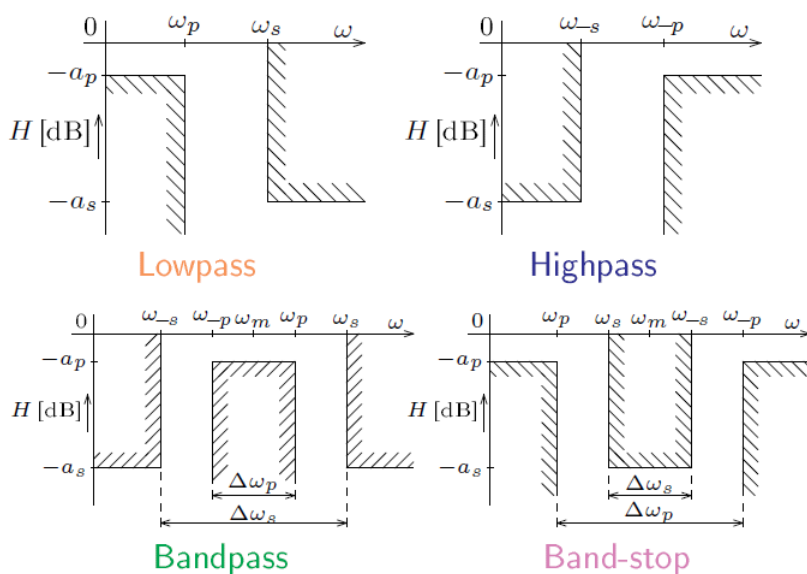
Analogový přeladitelný filtr se zesilovači OTA

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 ω_0 na výstup (signál zůstává beze změny nebo zesílený). Horní propust propouští signály nad ω_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]

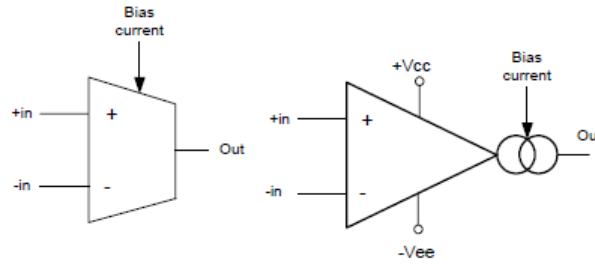
Filtry se používají k redukci šumu (např. pro efektivní reprodukci zvuku reproduktory), okolního rušení (např. vysílače blokuji harmonické frekvence, které interferují) nebo jako anti-aliasing filtry (např. vzorkování u A/D převodníku).

2 Transkonduktanční zesilovače (OTA)

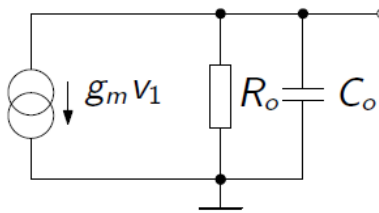
Transkonduktanční zesilovače (označují se též jako OTA (*Operational Transconductance Amplifiers*)) jsou napětím řízené zesilovače s proudovým výstupem - zdroje proudu

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

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 2: OTA zesilovač - schematické značky [2]



Obrázek 3: Linearizovaný model reálného OTA [3]

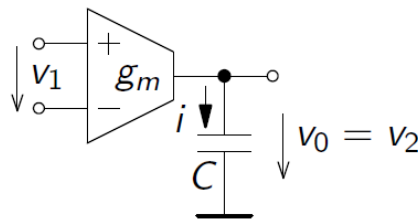
Připojením zátěže R_z na výstup bylo získáno napětí naprázdno

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

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

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

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

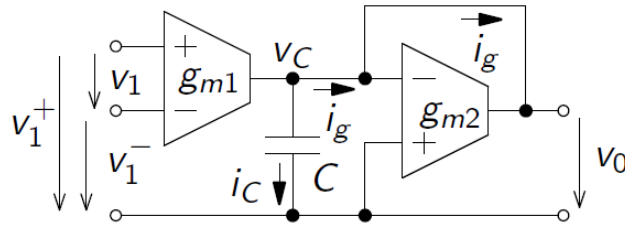


Obrázek 4: OTA-C [3]

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 5: Ztrátový OTA-C [3]

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 ($50 \text{ V}/\mu\text{s}$), 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.

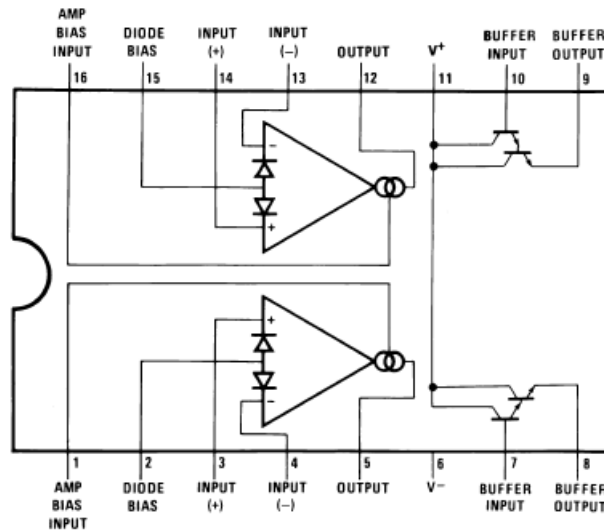
	GBP - Gain Bandwidth Product	SR - Slew Rate	Output Current per Channel	I_b - Input Bias Current	V_{os} - Input Offset Voltage	Operating Supply Current	Forward Transconductance Min	Supply Voltage
OPA615	710 MHz	$2.5 \text{ kV}/\mu\text{s}$	5 mA	$3 \mu\text{A}$	40 mV	13 mA	65 mA/V	8-12.4 V
OPA860	470 MHz	$3.5 \text{ kV}/\mu\text{s}$	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: Porovnání IO s jedním transkonduktančním OZ [4]

	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

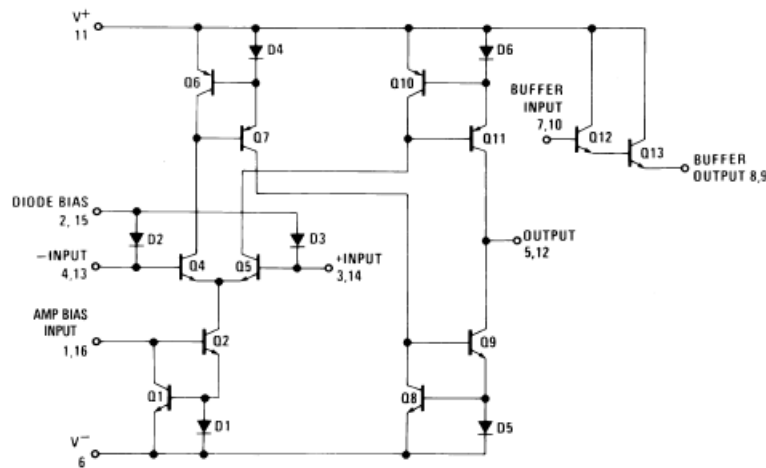
Tabulka 2: Porovnání IO s dvěma transkonduktančními OZ [4]

Pro realizaci přeladitelného filtru byl zvolen LM13700 s dvěma OZ.



Obrázek 6: Konfigurace pinů na LM13700M [5]

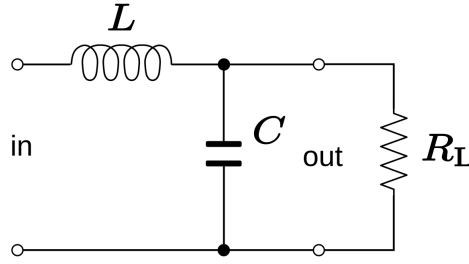
Vnitřní zapojení LM13700 na obrázku 7 obsahuje symetrický rozdílový stupeň (tranzistory Q4, Q5), který je napájen řízeným zdrojem proudu s tranzistorem Q2. Dvojice diod a tranzistorů tvoří proudová zrcadla (*Current Mirror*) - referenční proud tekoucí v jedné větvi obvodu se "zrcadlí" v jeho druhé větvi. Principiálně jsou to zdroje proudu řízené proudem.



Obrázek 7: Vnitřní chéma OTA [5]

4 Dolní propust 2. řádu - teoretické odvození

Využitím záporné zpětné vazby z výstupu a zapojením dvou OTA-C v sérii byl obdržen dolnoproustní filtr 2. řádu. Náhradní obvod, ze kterého bude spočítána přenosová funkce, popisuje obrázek 8.



Obrázek 8: Dolní propust 2. řádu (RLC obvod) [6]

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

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

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. [7]

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

$$L = \frac{C}{g_{m1} g_{m2}}. [7] \quad (13)$$

Nyní je možno za odpor a indukčnost dosadit do vztahu (7). Byly uvažovány kapacitory o stejné hodnotě C .

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

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

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

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

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 ω_0

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

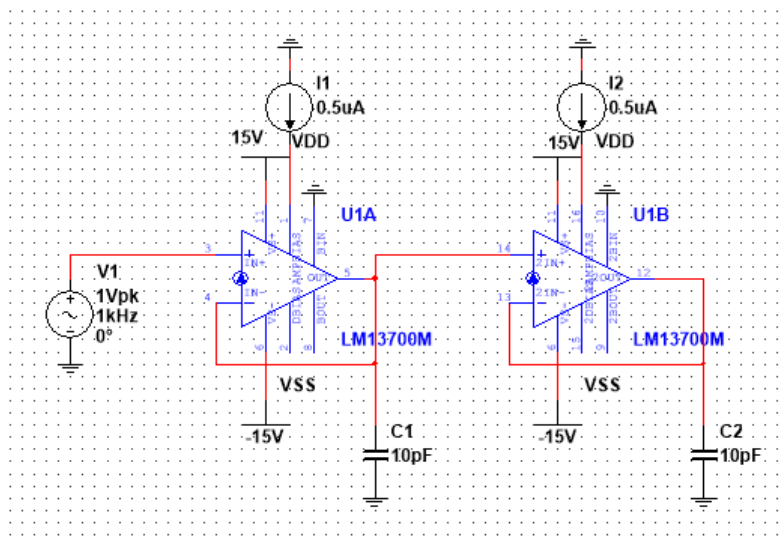
Pokud navíc byly uvažovány stejné transkonduktance $g_{m1}, g_{m2} = g_m$, byl obdržén výsledek

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

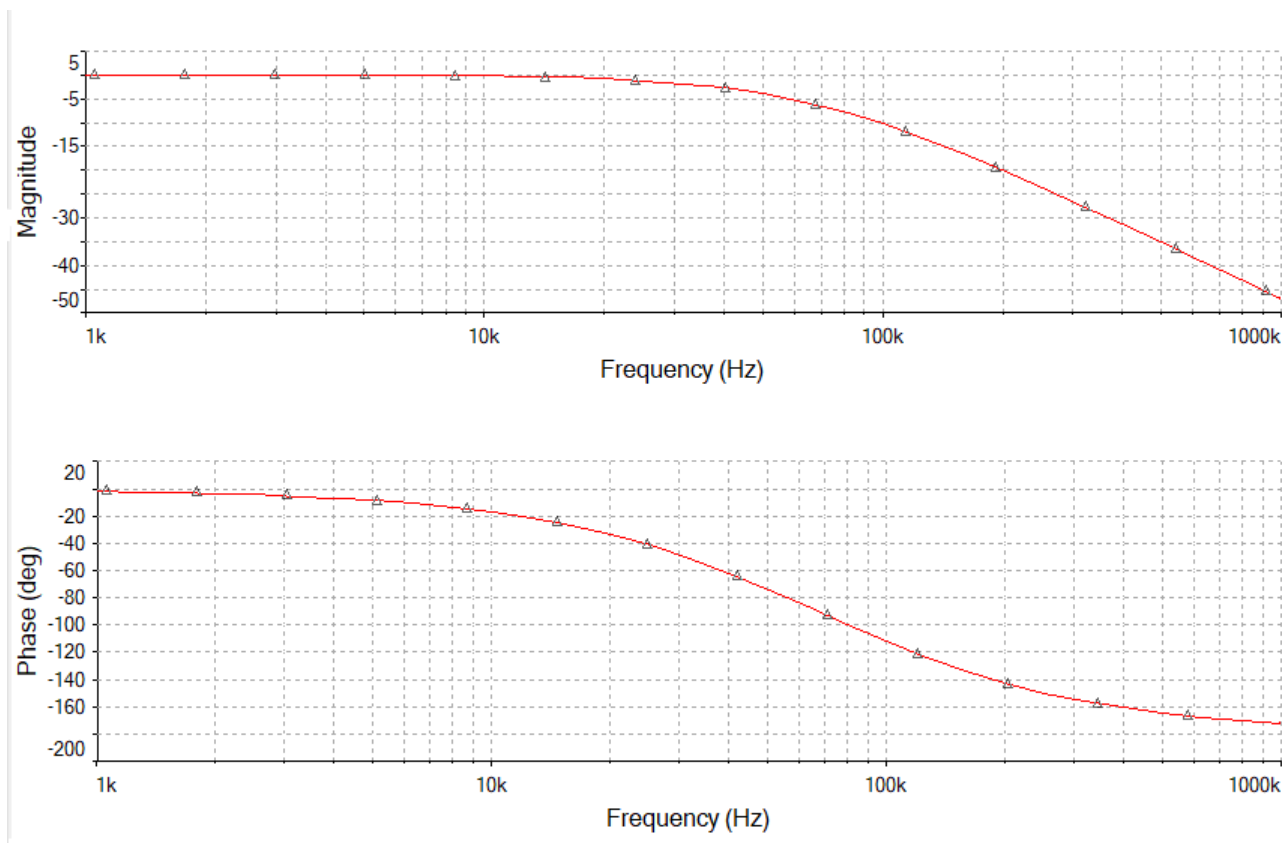
$$Q = \sqrt{1} = 1. \quad (21)$$

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 obdržén 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 nezkrusí výsledky simulace.



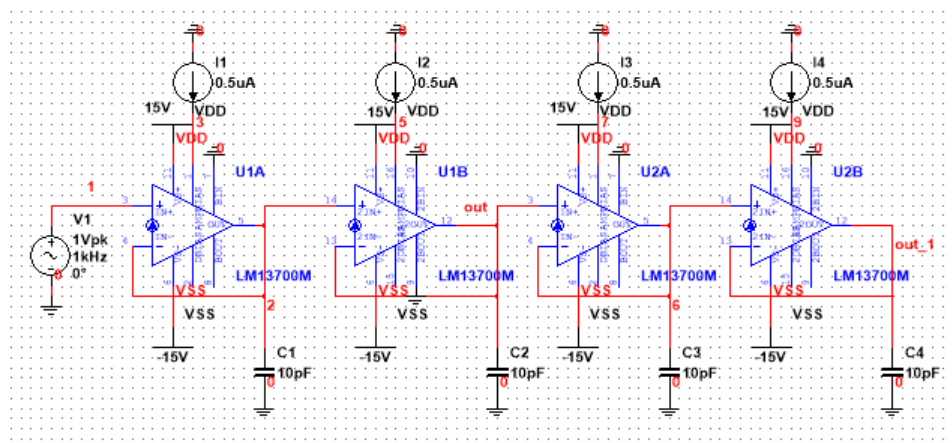
Obrázek 9: Schéma zapojení dolní propusti 2. řádu



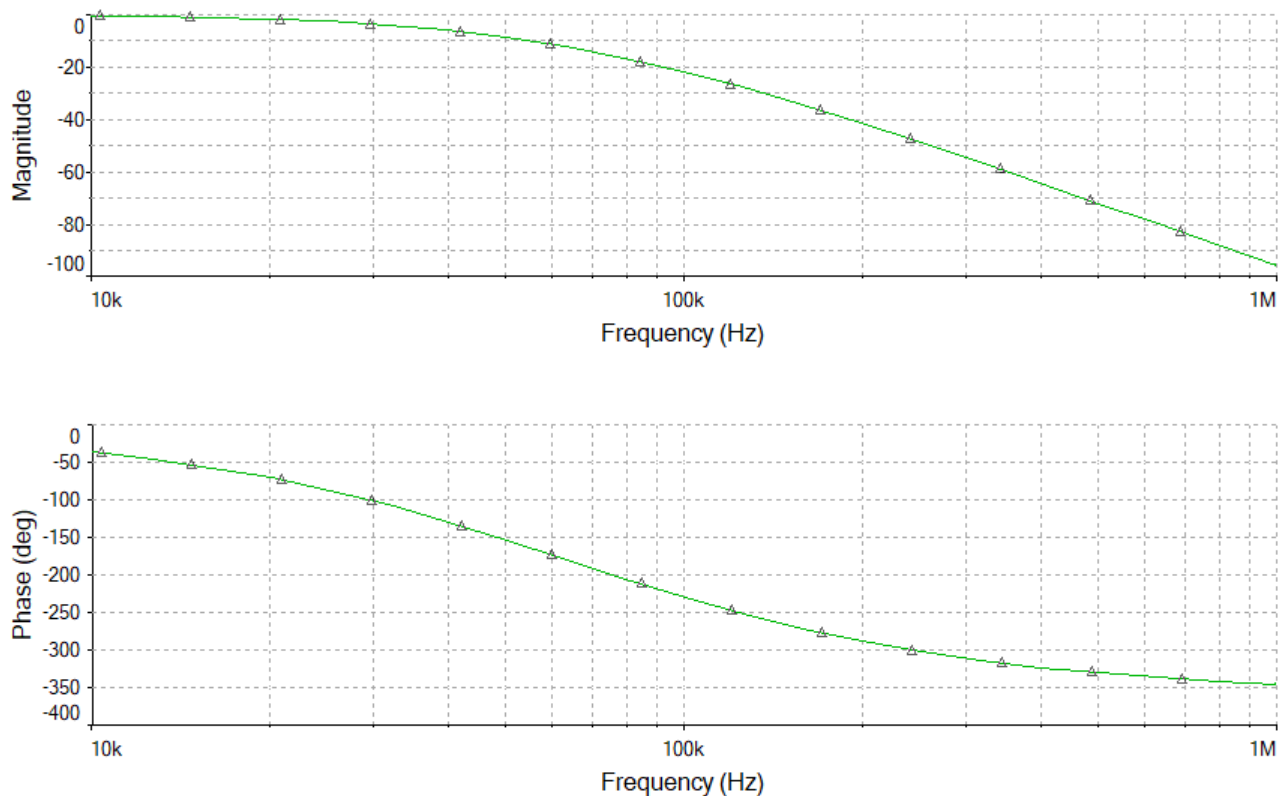
Obrázek 10: Amplitudová a fázová charakteristika dolní propusti 2. řádu

6 Dolní propust čtvrtého řádu

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



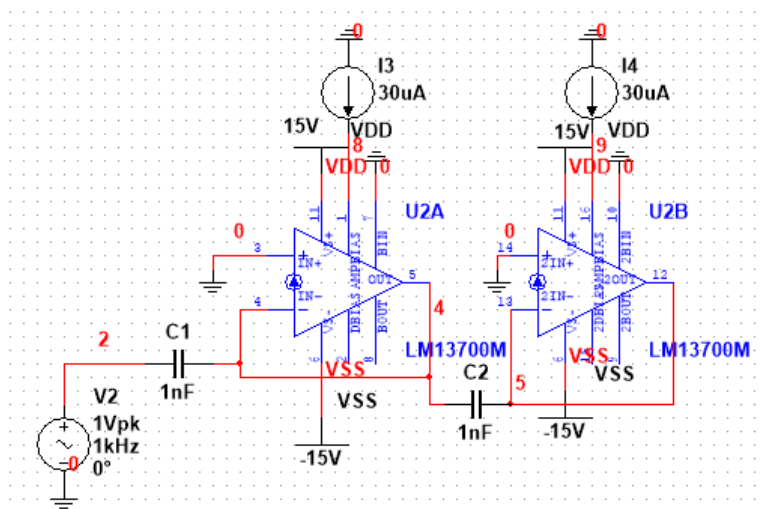
Obrázek 11: Schéma kaskádního zapojení dolní propusti 4. řádu



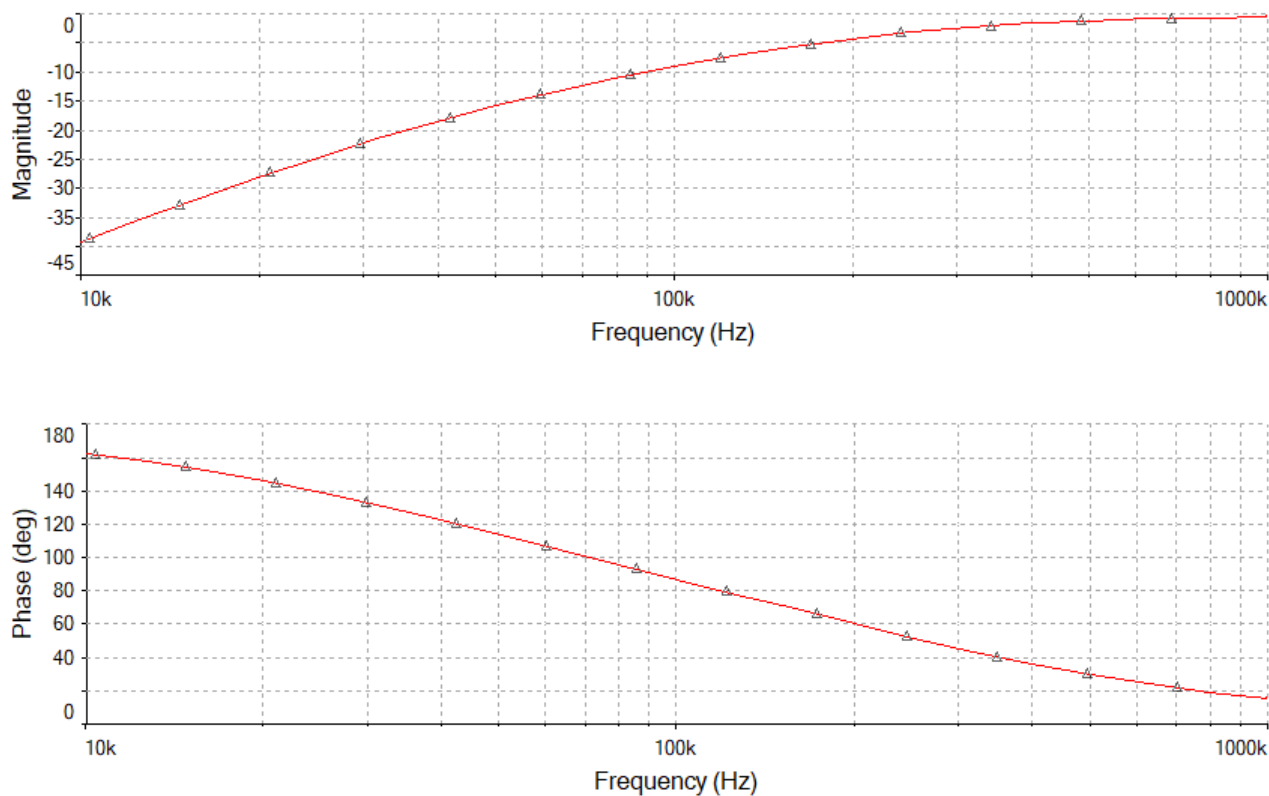
Obrázek 12: Amplitudová a fázová charakteristika kaskádního zapojení dolní propusti 4. řádu

7 Pásmová propust

Nejprve byla získána horní propust kaskádním zapojením dvou RC článků.

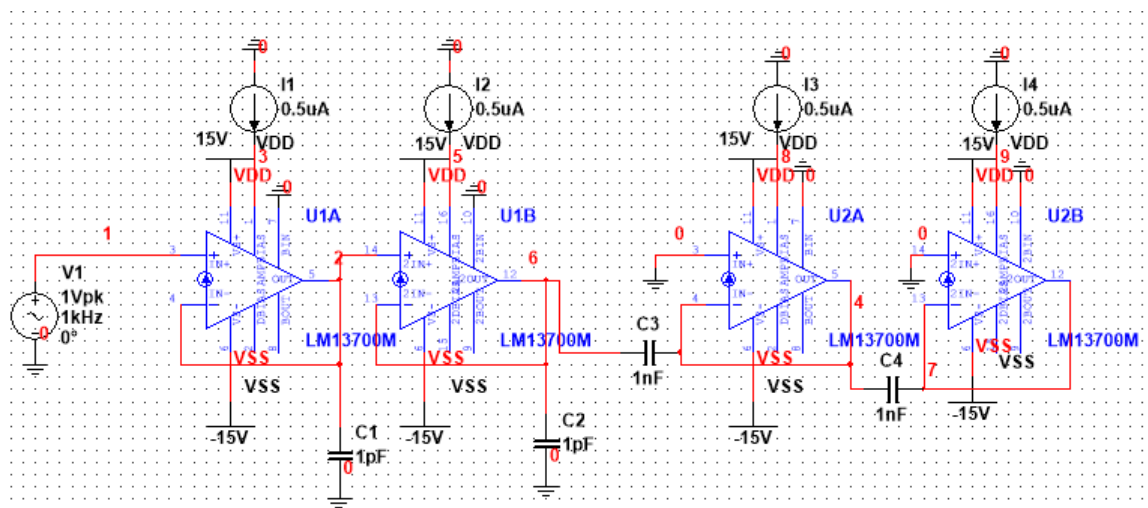


Obrázek 13: Schéma zapojení horní propusti 2. řádu

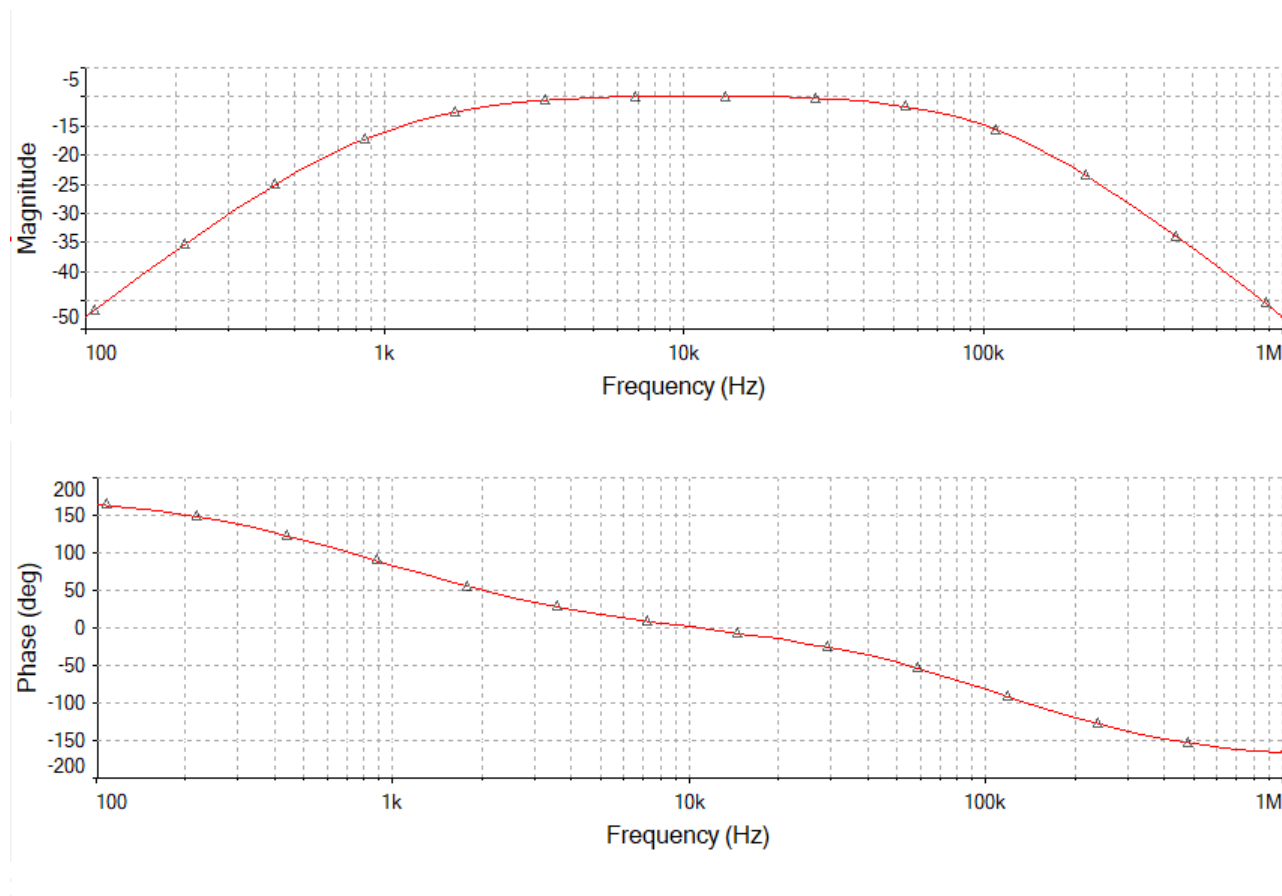


Obrázek 14: Amplitudová a fázová charakteristika horní propusti 2. řádu

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



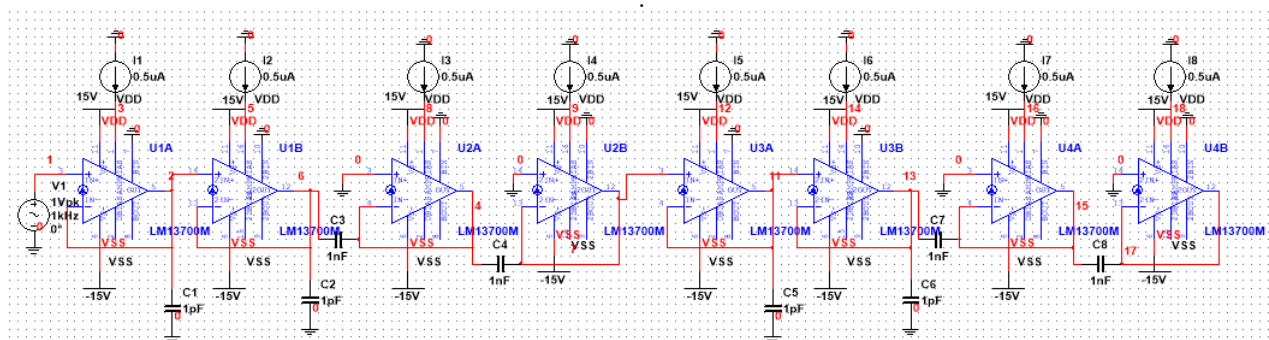
Obrázek 15: Schéma zapojení pásmové propusti 2. řádu



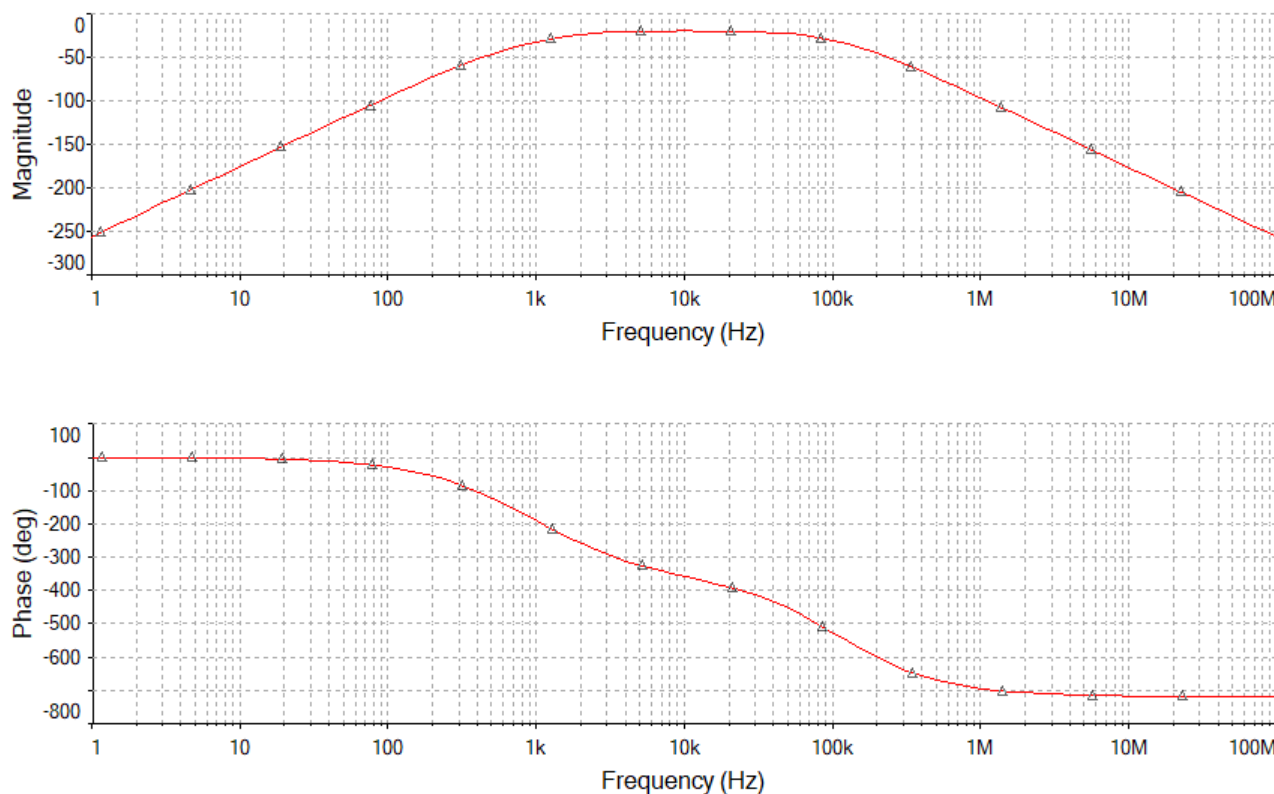
Obrázek 16: Amplitudová a fázová charakteristika pásmové propusti 2. řádu

8 Pásmová propust čtvrtého řádu

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



Obrázek 17: Schéma kaskádního zapojení pásmové propusti 4. řádu



Obrázek 18: 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] 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.
- [3] 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.
- [4] *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
- [5] 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.
- [6] 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
- [7] SCHAUMANN, Rolf a Mac E. Van VALKENBURG. *Design of Analog Filters*. New York: Oxford University Press, 2001. ISBN 0195118774.