

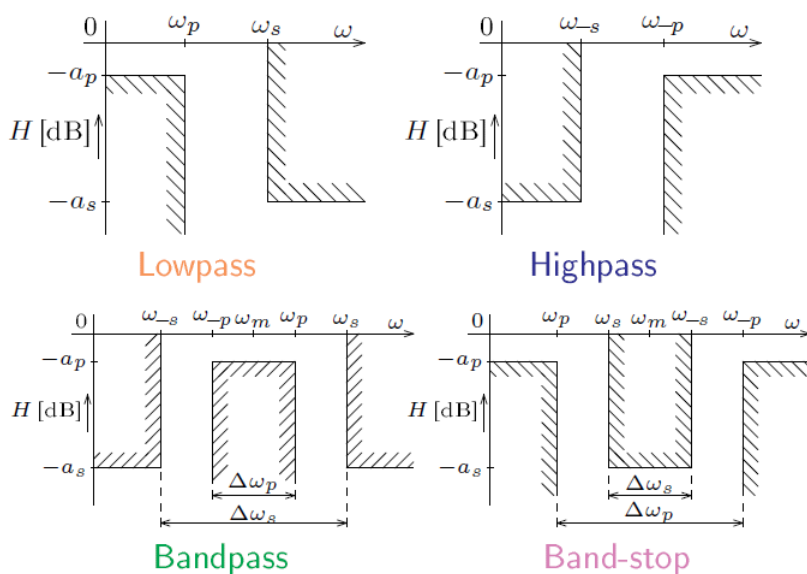
Analogový přeladitelný filtr se zesilovači OTA

Klára Pacalová

3. 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]

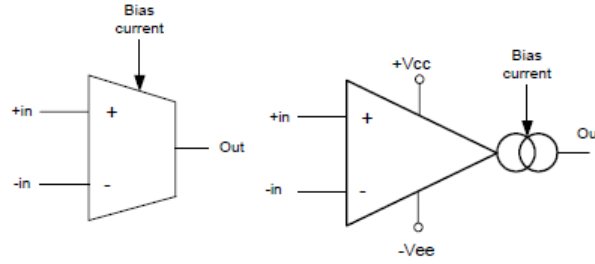
Filtry se používají k redukci šumu (např. pro efektivní reprodukci zvuku reproduktory), okolního rušení (např. vysílače blokuji harmonické frekvence, které interferují) nebo jako anti-aliasing filtry (např. vyorkování a rekonstrukce u ADC/DAC převodníku).

2 Transkonduktanční zesilovače (OTA)

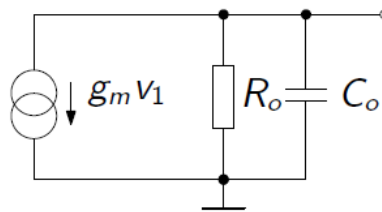
Transkonduktanční zesilovače jsou zesilovače s proudovým výstupem. Označují se též jako OTA (*Operational Transconductance Amplifiers*). Jsou to v podstatě napětím řízené zdroje proudu

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

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 $g_m = g_m(j\omega)$).



Obrázek 2: OTA zesilovač - schematické značky [2]



Obrázek 3: Linearizovaný model reálného OTA [3]

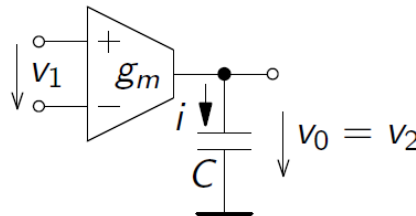
Připojením zátěže R_z na výstup bylo získáno napětí naprázdno

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

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

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

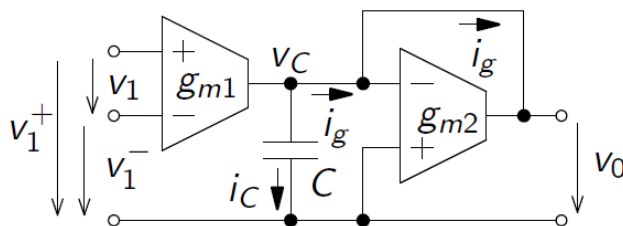
$$v_0(t) = \frac{1}{C} \int i(t) dt = \frac{1}{C} \int g_m v_1(t) dt \quad (4)$$



Obrázek 4: OTA integrátor [3]

Toto zapojení integrátoru s uzemněným kondenzátorem se označuje jako OTA-C. Ztrátový integrátor lze vytvořit sériovým zapojením dalšího OTA 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 integrátor [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 a jejich varianty.

| | 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 |

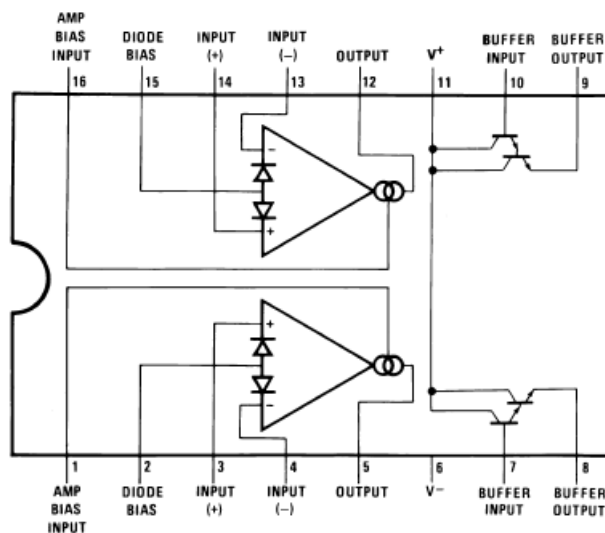
Tabulka 1: Porovnání IO s jedním transkonduktančním OZ [4]

Všechny součástky s jedním OZ mají velkou šířku pásma (v řádech stovek MHz), cenově vychází na 75-280 Kč. Pro realizaci přeladitelného filtru byla zvolena vhodnější součástka s dvěma OZ - srovnání níže.

| | 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 |

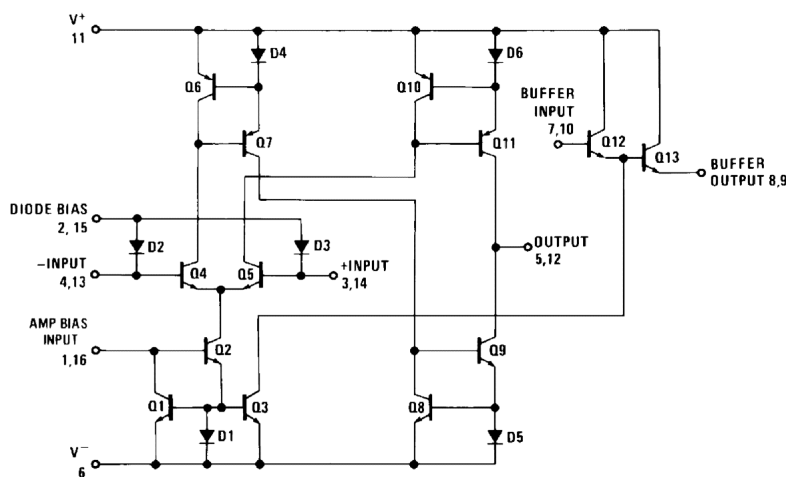
Tabulka 2: Porovnání IO s dvěma transkonduktančními OZ [4]

Integrované obvody s dvěma OZ 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. Pro účely realizace filtru byla zvolena součástka LM13700M.



Obrázek 6: Konfigurace pinů na LM13700M [5]

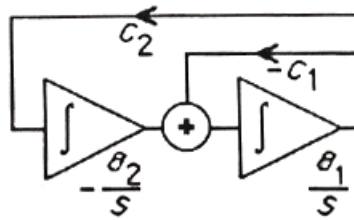
Vnitřní zapojení LM13700 na obrázku 7 obsahuje symetrický rozdílový stupeň (tranzistory Q4, Q5), který je napájen řízeným zdrojem proudu s tranzistorem Q2. Dvojice diod a tranzistorů tvoří proudová zrcadla (*Current Mirror*) - referenční proud tekoucí v jedné větvi obvodu se "zrcadlí" v jeho druhé větvi.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



Obrázek 7: Schéma transkonduktančního zesilovače [6]

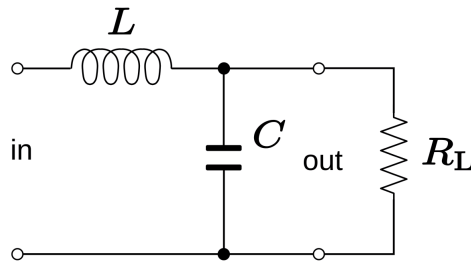
4 Dolní propust 2. řádu - teoretické odvození

Využitím záporné zpětné vazby z výstupu a zapojením OTA zesilovačů sériově jako dva integrátory, byl obdržen dolnoproustní filtr 2. řádu.



Obrázek 8: Schéma s dvěma integrátory a zpětnou vazbou pro simulaci bikvadu [7]

Náhradní obvod, ze kterého bude spočítána přenosová funkce, popisuje obrázek 9.



Obrázek 9: Dolní propust 2. řádu (RLC obvod) [8]

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

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

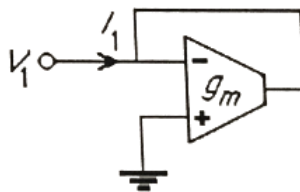
Elementárními algebraickými úpravami a následným vynásobením členem $\frac{1}{LRC}$ byl získán výsledný přenos.

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

Pro ideální OTA zesilovač (vstupní i výstupní impedance nulové) je možno odpor nahradit obvodem na obrázku 10 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 [7]

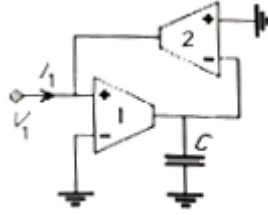
Pro uzemněnou indukčnost o impedanci $Z_L = \frac{1}{sC}$ byl použit obvod na obrázku 11. Vyjádřením napětí a proudů v obvodu bylo získáno napětí na kapacitoru a vstupní proud

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

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

Výsledná indukčnost - impedance vstupu byla vyjádřena vztahem (12).

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



Obrázek 11: Obvod pro simulaci uzemněné indukčnosti pro $g_{m1} = g_{m2}$ [7]

Pro obdržení neuzemněné indukčnosti je nutné zrušit uzemnění invertujícího vstupu prvního OTA zesilovače. Úpravami byl obdržen plovoucí induktor o hodnotě

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

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

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

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 ω_0

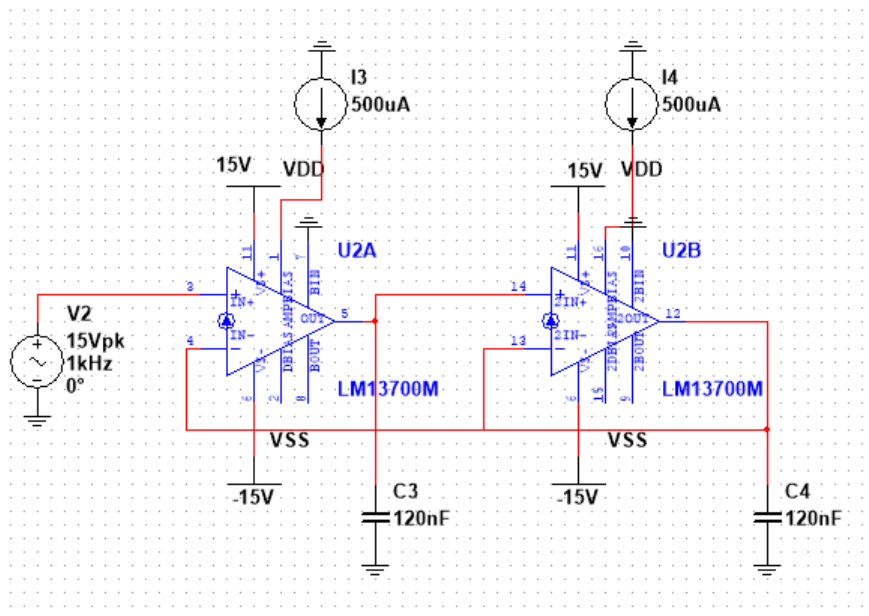
$$Q = \frac{\omega_0}{\frac{g_{m2}}{C}} = \sqrt{\frac{g_{m1}}{g_{m2}}}. \quad (19)$$

5 Dolní propust 2. řádu - simulace

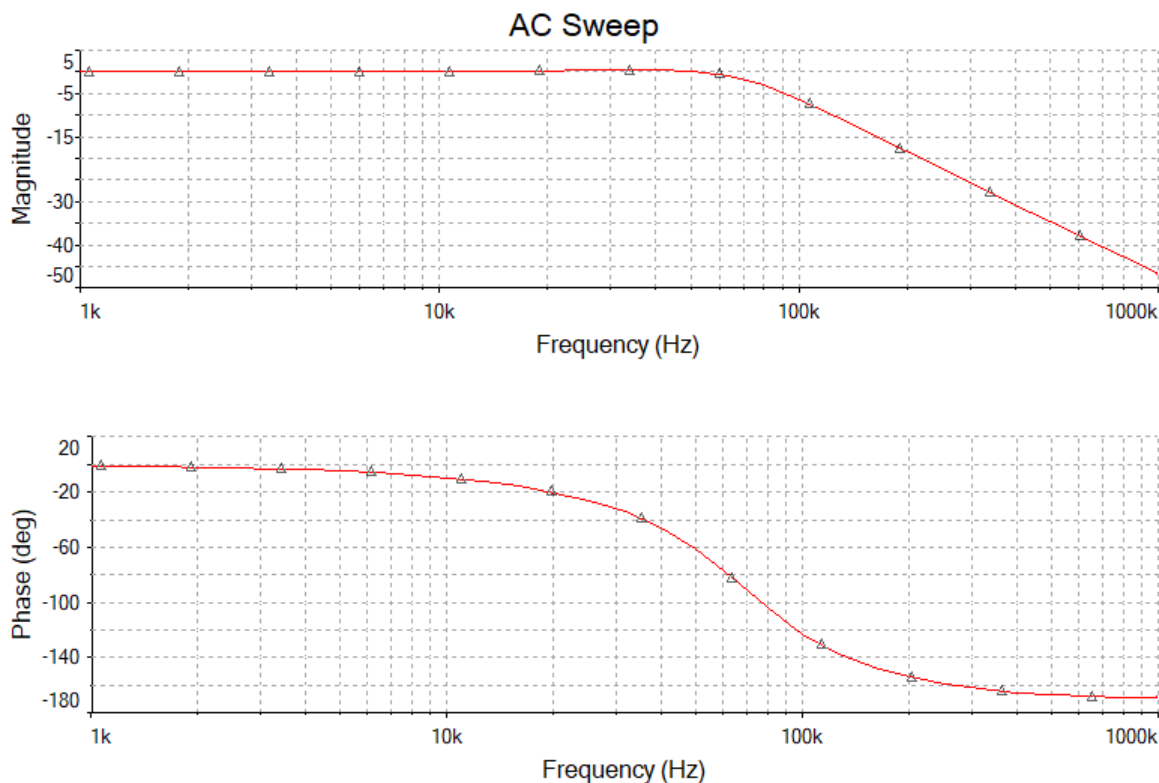
Zapojení dvou transkonduktančních zesilovačů v sérii jako integrátorů vede na dolní propust druhého řádu. Symetrické napájení operačních zesilovačů $V_{DD}, V_{SS} = \pm 15$ V a vstupní externí proud $I_{ABC} = 500 \mu A$ byly zvoleny podle dokumentace LM13700M. Regulací vstupního proudu je ovlivňován pracovní bod obvodu (mezní kmitočet). Externím proudem $I_{ABC} \in < 5 \mu A ; 500 \mu A >$ 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.

Volbou mezního kmitočtu $\omega_0 = 100 \text{ kHz}$ a dosazením $g_m = 9600 \mu\text{S}$ do vztahu (18) byly obdrženy hodnoty kondenzátorů $C = C_1 = C_2 = 120 \text{ nF}$.



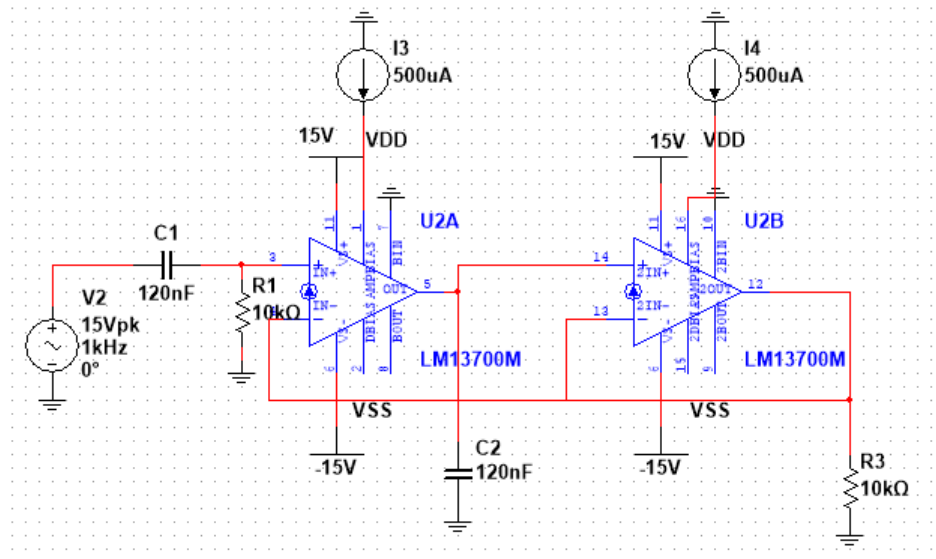
Obrázek 12: Schéma zapojení dolní propusti 2. řádu s LM13700M



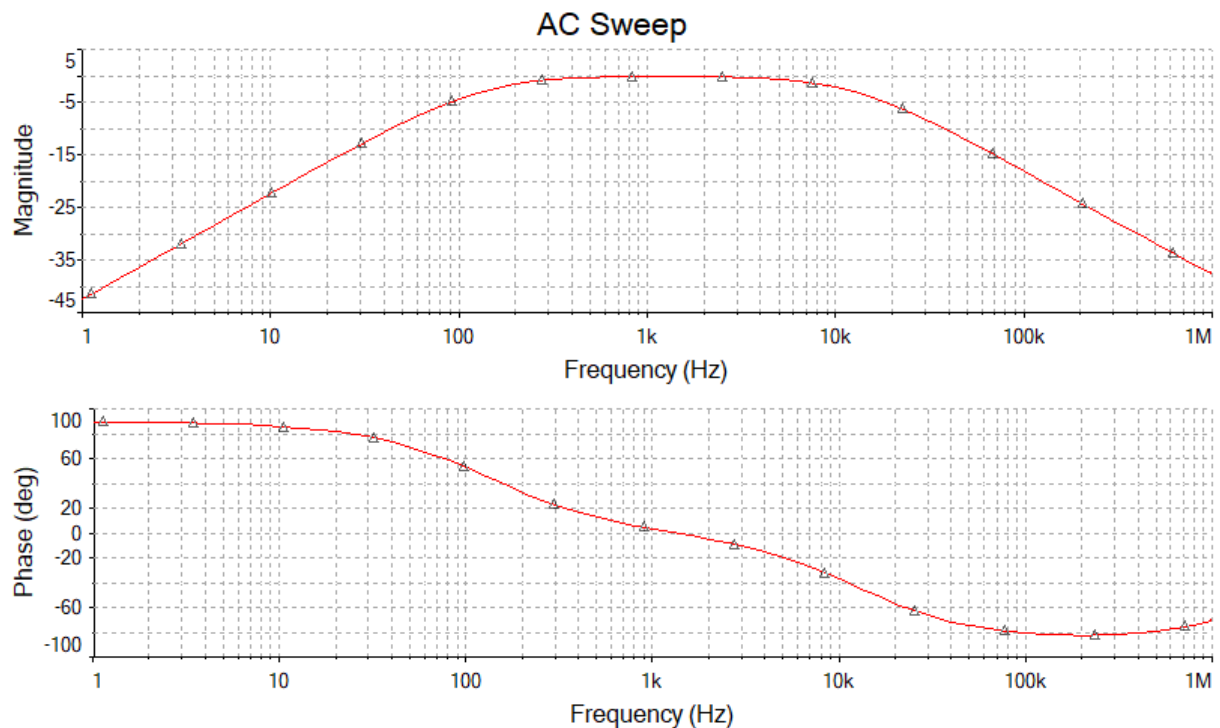
Obrázek 13: Amplitudová a fázová charakteristika dolní propusti 2. řádu

6 Pásmová propust

Umístěním dvou kapacitorů a dvou rezistorů do základního obvodu byla obdržena pásmová propust. Napájecí napětí a externí proud byly zvoleny z dokumentace obdobně jako pro zapojení dolní propusti.

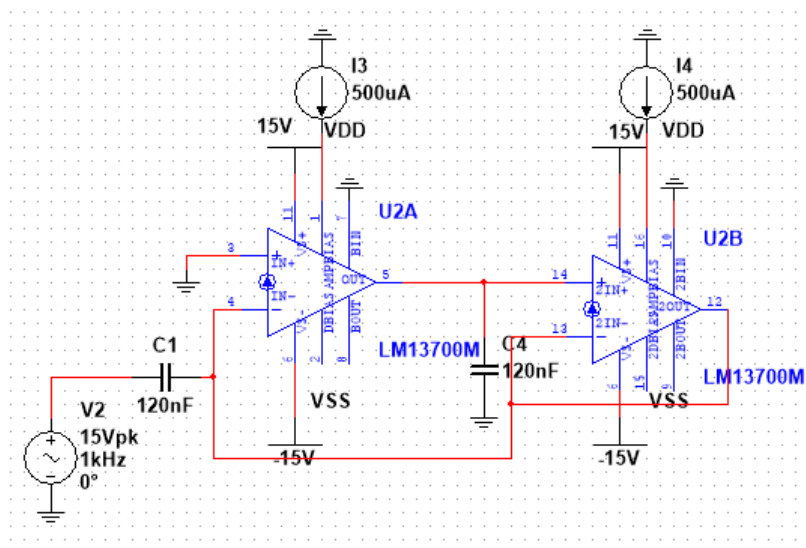


Obrázek 14: Schéma zapojení pásmové propusti s LM13700M

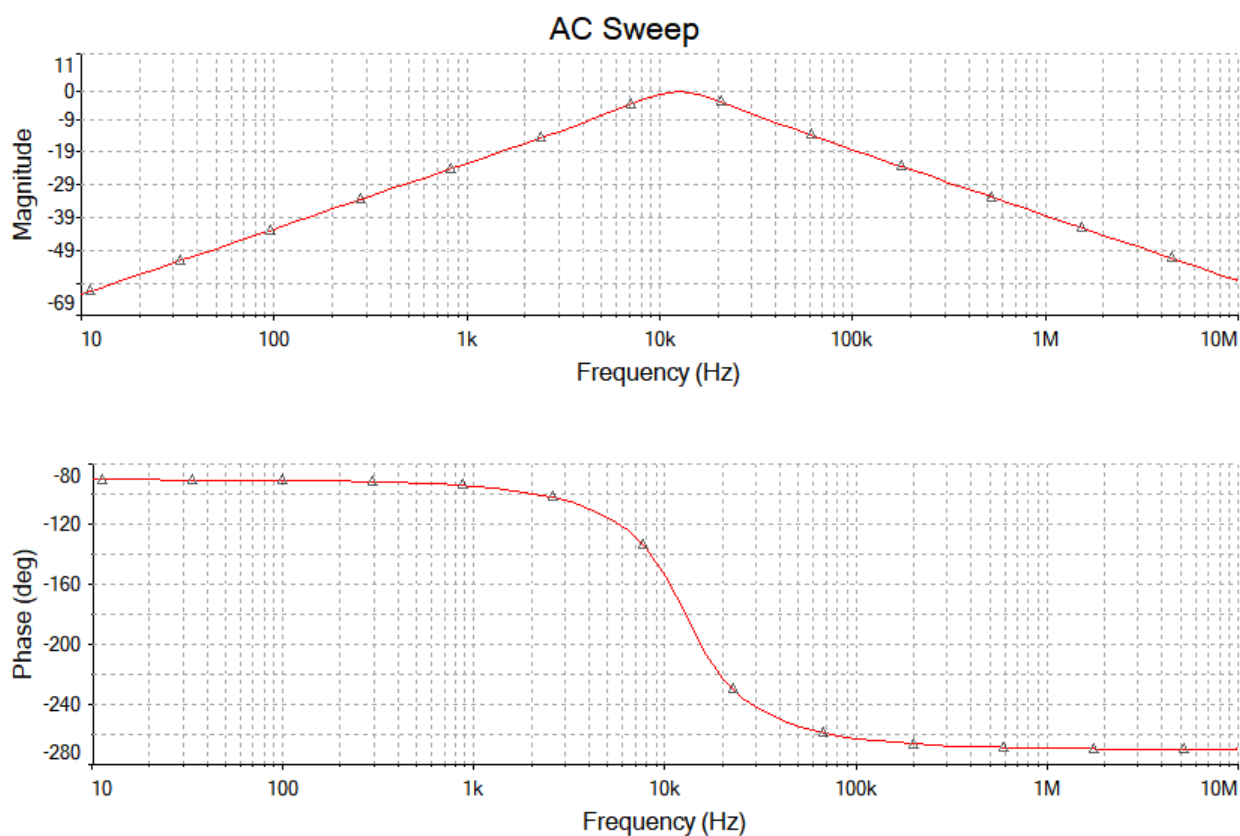


Obrázek 15: Amplitudová a fázová charakteristika pásmové propusti

Pokud bude požadována úzká šířka pásma, k realizaci bude postačovat obvod s dvěma kapacitami. Volbě propustného pásma $\omega_0 = 12 - 14$ kHz odpovídá modulová charakteristika na obrázku 17. Oproti předchozímu zapojení byl obdržen vyšší činitel jakosti Q .



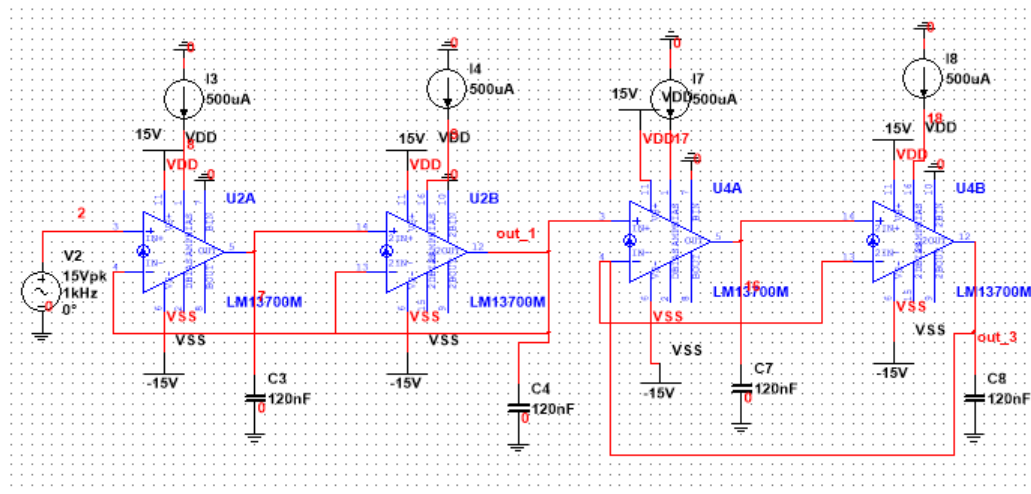
Obrázek 16: Schéma zapojení pásmové propusti s užší šířkou propustného pásma (LM13700M)



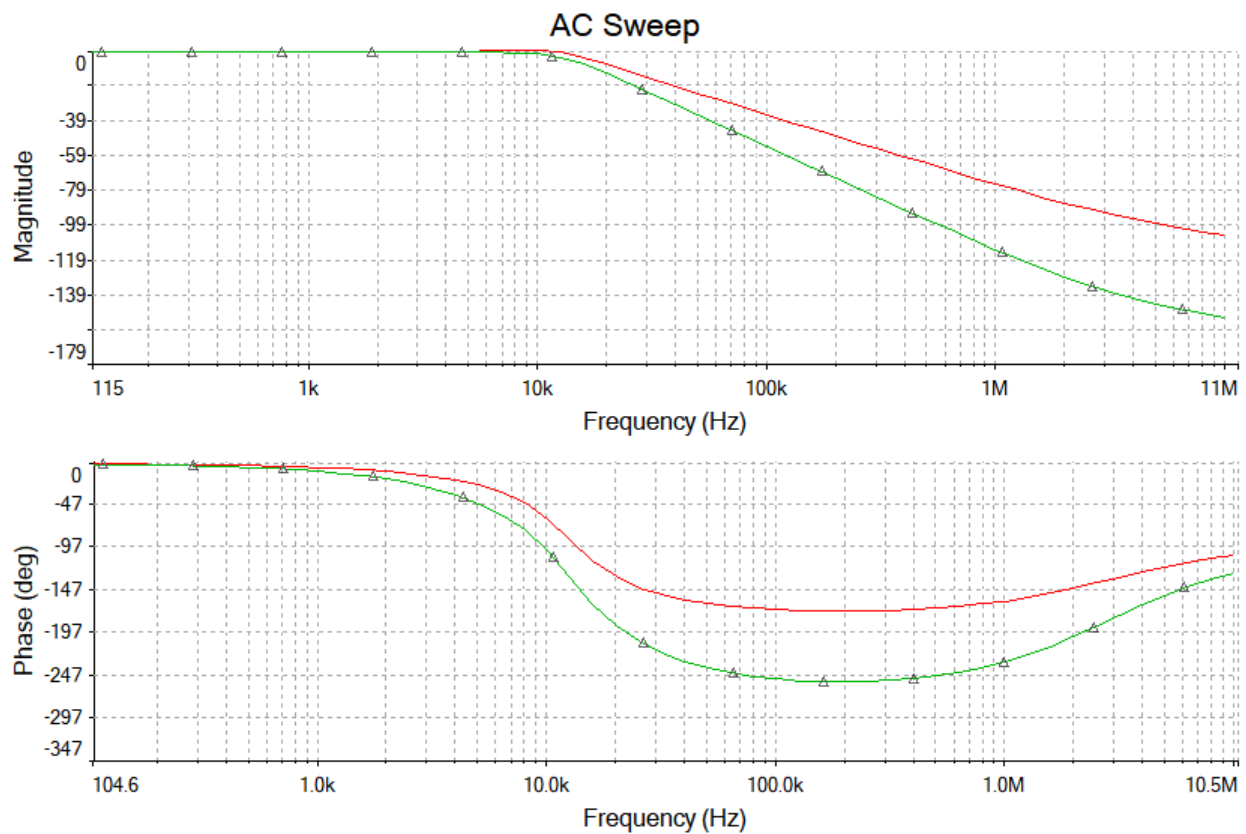
Obrázek 17: Amplitudová a fázová charakteristika pásmové propusti s užší šířkou propustného pásma

7 Dolní propust vyšších řádů - simulace

Kaskádním zapojením dolní propusti ze sekce 5 byly obdrženy následující výsledky. Byl obdržen filtr 3. řádu s poklesem -60 dB/dek.



Obrázek 18: Schéma kaskádního zapojení dolní propusti



Obrázek 19: Amplitudová a fázová charakteristika kaskádního zapojení dolní propusti

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.
- [6] ZUMCHAK, Gene. *A Short Discussion of the Operational Transconductance Amplifier (OTA)*. Synthesizer DIY pages of René Schmitz [online]. 1999 [cit. 2019-03-30]. Dostupné z: <https://www.schmitzbits.de/ota3080.html> Obrázek 5.
- [7] SCHAUMANN, Rolf a Mac E. Van VALKENBURG. *Design of Analog Filters*. New York: Oxford University Press, 2001. ISBN 0195118774. Pořadí obrázků 5-33 b), 4-13, 4-36 a), b).
- [8] 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