

Analogový přeladitelný filtr se zesilovači OTA

Klára Pacalová

29. dubna 2019

1 Typy filtrů a jejich aplikace

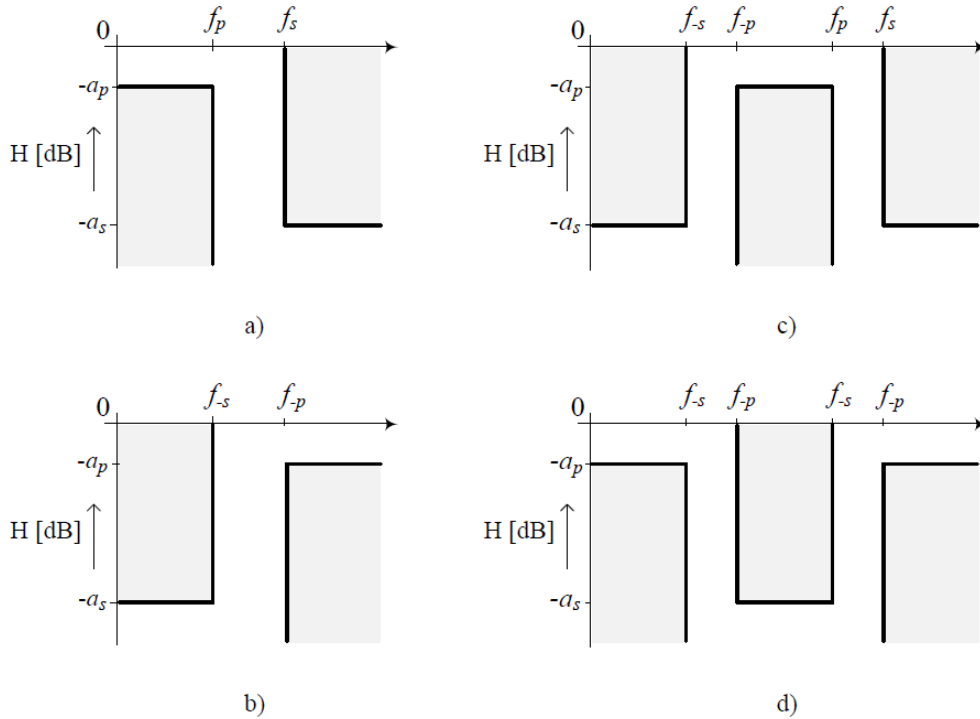
Filtry jsou určeny k potlačení nebo zvýraznění určité části kmitočtového spektra signálu. Jsou to obvody s kmitočtově závislou přenosovou funkcí (pro napětový přenos $H_s(j\omega) = \frac{U_{out}(j\omega)}{U_{in}(j\omega)}$). Základní rozdělení je na dolní propust (*low-pass* - LP), horní propust (*high-pass* - HP), pásmovou propust (*band-pass* - BP) a pásmovou zadrž (*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 zadrž 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 blokuje harmonické frekvence, které interferují, jako filtry v obvodech rekonstrukce signálů u D/A převodníků, nebo jako anti-aliasing filtry např. předvzorkování u A/D převodníku).

Obecná přenosová funkce filtru typu dolní propust je

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

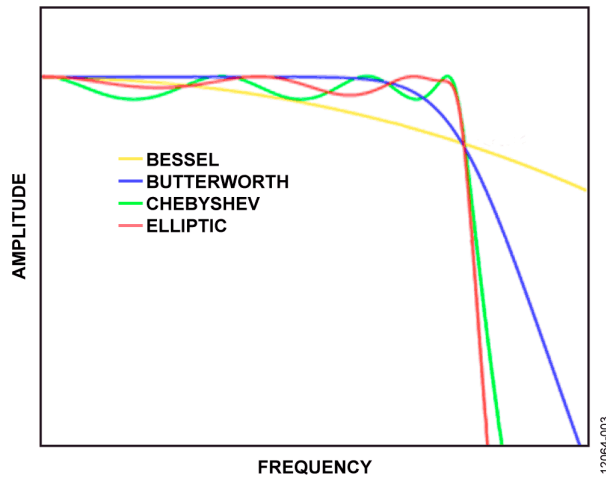
kde n je řád filtru.

Obecná přenosová funkce filtru typu horní propust je

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

kde n je řád filtru.

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



Obrázek 2: Typy aproximací (LP)[2]

1.1 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 $H(j\omega)$.

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

kde ϵ je poměrné zvlnění kmitočtové charakteristiky v propustném pásmu (*faktor zvlnění*), n je řád filtru a ω_c mezní frekvence. Mezní frekvence je definována jako frekvence, která nastává při útlumu -3 dB. Pro $\omega_c = 1$ je faktor zvlnění $\epsilon = 1$.

1.2 Čebyševova aproximace

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

1.2.1 Typ I

Vyjádření modulové charakteristiky pro tuto aproximaci je dáno jako

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

kde T_n je Čebyševův polynom, ϵ je poměrné zvlnění, n je řád filtru a ω_c mezní frekvence. Čebyševův polynom je definován vztahem $2\omega^2 - 1$ pro $n = 2$. Obecně jsou to kořeny Chebyshevových diferenciálních rovnic

$$(1 - x^2)y'' - xy' + n^2y = 0 \quad (4)$$

$$(1 - x^2)y'' - 3xy' + n(n + 2)y = 0. \quad (5)$$

1.2.2 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

$$G(\omega, \omega_c) = \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{1}{\epsilon^2 T_n^2 \frac{\omega_c}{\omega} 2n}}}, \quad (6)$$

kde T_n je Čebyševův polynom, ϵ je poměrné zvlnění, n je řád filtru a ω_c mezní frekvence.

1.3 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. Koeficienty polynomu jsou zvoleny tak, aby fázová charakteristika v pásmu okolo kritické frekvence byla maximálně lineární. Nevýhodou je poměrně malá strmost modulové charakteristiky. Ta je pro Besselovu aproximaci je dána vztahem

$$G(\omega) = |H(j\omega)| = \frac{\Theta_n(0)}{\Theta_n(\frac{j\omega}{\omega_c})}, \quad (7)$$

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

$$\Theta_n(x) = x^n y_n\left(\frac{1}{x}\right) = \sum_{k=0}^n \frac{(n+k)!}{(n-k)!k!} \frac{x^{n-k}}{2^k}. \quad (8)$$

Pro filtr druhého řádu platí

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

1.4 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

$$G(\omega) = |H(j\omega)| = \frac{1}{\sqrt{1 + \epsilon^2 R_n^2(\zeta, \frac{\omega}{\omega_c})}}, \quad (10)$$

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

2 Transkonduktanční zesilovače (OTA)

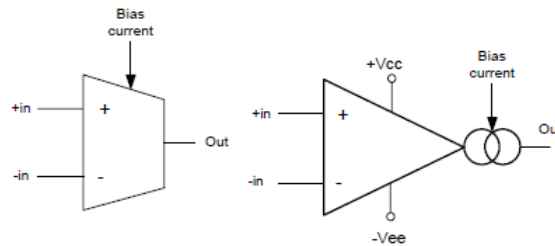
V telekomunikacích se používají filtry v rozsahu kmitočtů desítek až stovek megahertz, v bezdrátové komunikaci až v řádu gigahertz. Běžné RC filtry by neměly být užívány ve frekvenčním rozsahu nad 5-10% ω_c - tedy v tomto rozsahu používaném v telekomunikačních technologiích nemají předvídatelné průběhy. Krom toho ve spínačích CMOS, kde rezistory běžně nejsou dostupné, jsou potřeba zesilovače s velkou šířkou pásma a zároveň vysokým zesílením. Dodržení těchto požadavků je náročné a drahé. Dalším extrémem pro analogové integrované filtry jsou telefonní linky, kde jsou kmitočtové rozsahy sice nízké, ale je požadována nízká cena a vysoká přesnost. Pro nízké frekvence se ke splnění těchto požadavků používají obvody se spínanými kapacitami (SC). Přepínaný kapacitor se chová jako rezistor, tudíž časová konstanta RC je definována poměrem kapacitorů a hodinovou (CLK) frekvencí, se kterou jsou přepínány. Pro vysokofrekvenční aplikace (až v řádu gigahertz) se používají MOSFET-C filtry.

Další z možných prvků, které jsou dostupné jak pro nízkofrekvenční aplikace, tak pro kmitočtový rozsah stovek megahertz, jsou transkonduktanční zesilovače.

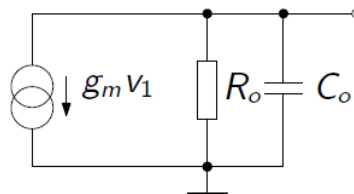
Transkonduktanční zesilovače (označují se též jako OTA (*Operational Transconductance Amplifiers*) jsou napětím řízené zesilovače s proudovým výstupem - zdroje proudu

$$i_{out} = g_m(u_+ - u_-), \quad (11)$$

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]

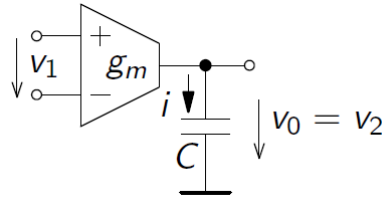
Připojením zátěže R_z na výstup bylo získáno napětí naprázdno

$$u_{out} = R_z g_m (u_+ - u_-) = G_0 (u_+ - u_-), \quad (12)$$

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

$$H(s) = \frac{v_2}{v_1} = \frac{g_m}{sC} \quad (13)$$

$$v_0(t) = \frac{1}{C} \int i(t) dt = \frac{1}{C} \int g_m v_1(t) dt. \quad (14)$$

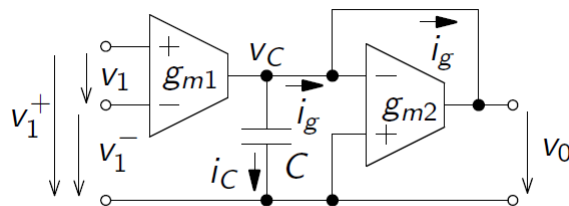


Obrázek 5: OTA-C [4]

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.

$$v_0(t) = \frac{g_{m1}}{sC + g_{m2}}(v_1^+ - v_1^-) \quad (15)$$



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

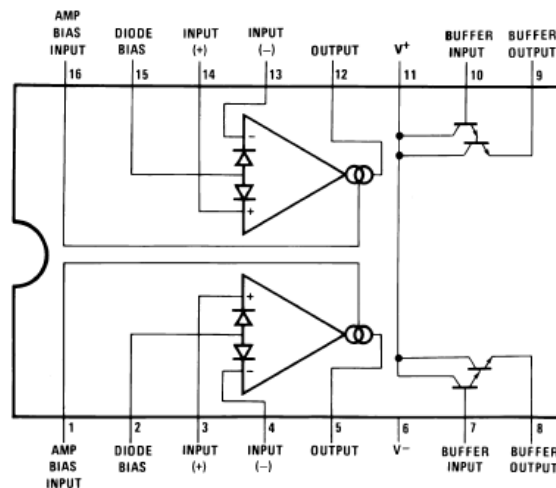
	GBP - Gain Bandwidth Product	SR - Slew Rate	Output Current per Channel	I_b - Input Bias Current	V_{os} - Input Offset Voltage	Operating Supply Current	Forward Transconductance Min	Supply Voltage
OPA615	710 MHz	2.5 kV/ μ s	5 mA	3 μ A	40 mV	13 mA	65 mA/V	8-12.4 V
OPA860	470 MHz	3.5 kV/ μ s	15 mA	5 μ A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

Tabulka 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 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

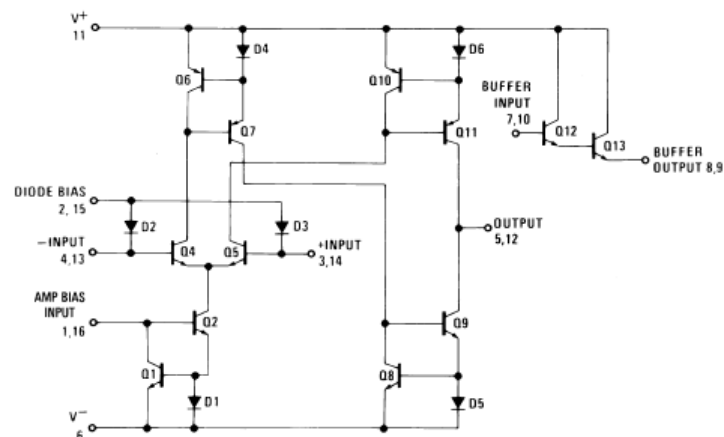
Tabulka 2: Porovnání integrovaných obvodů se dvěma OTA [5]

Pro realizaci přeladitelného filtru byl zvolen LM13700 s dvěma OZ.



Obrázek 7: Konfigurace pinů na LM13700M [6]

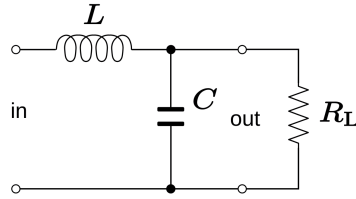
Vnitřní zapojení LM13700 na obrázku 8 obsahuje symetrický rozdílový stupeň (tranzistory Q4, Q5), který je napájen řízeným zdrojem proudu s tranzistorem Q2. Dvojice diod a tranzistorů tvoří proudová zrcadla (*Current Mirror*) - referenční proud tekoucí v jedné větvi obvodu se "zrcadlí" v jeho druhé větvi.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



Obrázek 8: Vnitřní chéma OTA [6]

4 Odvození

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



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

Přenos obvodu byl vyjádřen jako

$$H(s) = \frac{U_{out}}{U_{in}} = \frac{Z_2}{Z_1}, \quad (16)$$

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

$$H(s) = \frac{\frac{R}{R + \frac{1}{sC}}}{sL + \frac{R}{R + \frac{1}{sC}}}. \quad (17)$$

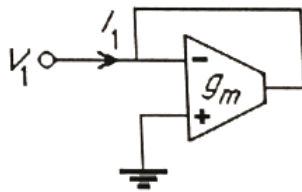
Elementárními algebraickými úpravami a následným vynásobením členem $\frac{1}{LRC}$ byl získán výsledný přenos.

$$H(s) = \frac{R}{s^2 LRC + sL + R} = \frac{\frac{1}{LC}}{s^2 + \frac{s}{RC} + \frac{1}{LC}}. \quad (18)$$

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

$$R_{in} = \frac{1}{g_{m1}}, \quad (19)$$

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

$$V_C = \frac{g_{m1}}{sC} V_1 \quad (20)$$

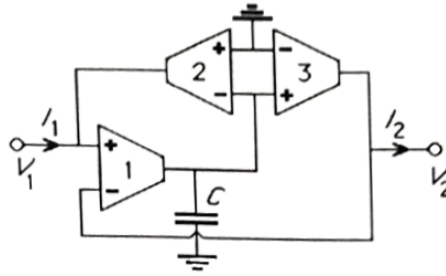
$$I_1 = g_{m2} V_C = \frac{g_{m1} g_{m2}}{sC} V_1. \quad (21)$$

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

$$Z_{in}(s) = \frac{V_1}{I_1} = s \frac{C}{g_{m1}g_{m2}} \quad (22)$$

Byl obdržén induktor o hodnotě

$$L = \frac{C}{g_{m1}g_{m2}}. \quad (23)$$



Obrázek 11: Obvod pro simulaci indukčnosti [8]

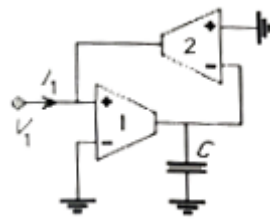
Pro uzemněnou indukčnost o impedanci $Z_L = \frac{1}{sC}$ byl použit obvod na obrázku 12. Vyjádřením napětí a proudů v obvodu bylo získáno napětí na kapacitoru a vstupní proud

$$V_C = \frac{g_{m1}}{sC} V_1 \quad (24)$$

$$I_1 = g_{m2} V_C = \frac{g_{m1}g_{m2}}{sC} V_1. \quad (25)$$

Výsledná indukčnost - impedance vstupu byla vyjádřena vztahem (16).

$$Z_{in}(s) = \frac{V_1}{I_1} = s \frac{C}{g_{m1}g_{m2}} \quad (26)$$



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

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

$$H(s) = \frac{\frac{1}{C^2}}{\frac{1}{g_{m1}g_{m2}} + \frac{s}{C} + \frac{1}{g_{m1}g_{m2}}} = \frac{\frac{g_{m1}g_{m2}}{C^2}}{s^2 + \frac{sg_{m2}}{C} + \frac{g_{m1}g_{m2}}{C^2}} = \frac{g_{m1}g_{m2}}{s^2 C^2 + sg_{m2}C + g_{m1}g_{m2}}. \quad (27)$$

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

$$s^2 + s \frac{\omega_c}{Q} + \omega_c^2 = s^2 C^2 + sg_{m2}C + g_{m1}g_{m2} \quad (28)$$

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

Z tohoto vztahu byl vyjádřen mezní kmitočet jako

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

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

a činitel jakosti dosazením za ω_c

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

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

$$\omega_c = \sqrt{\frac{g_m^2}{C^2}}, \quad (33)$$

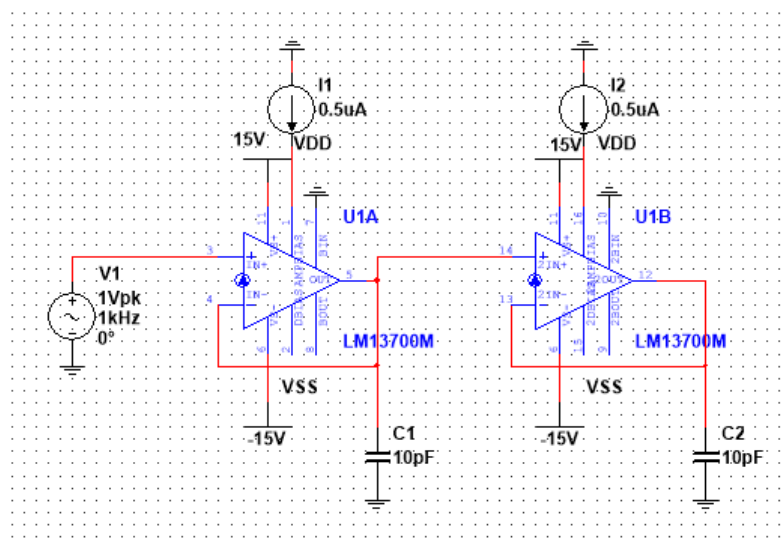
$$Q = \sqrt{1} = 1. \quad (34)$$

5 Dolní propust 2. řádu

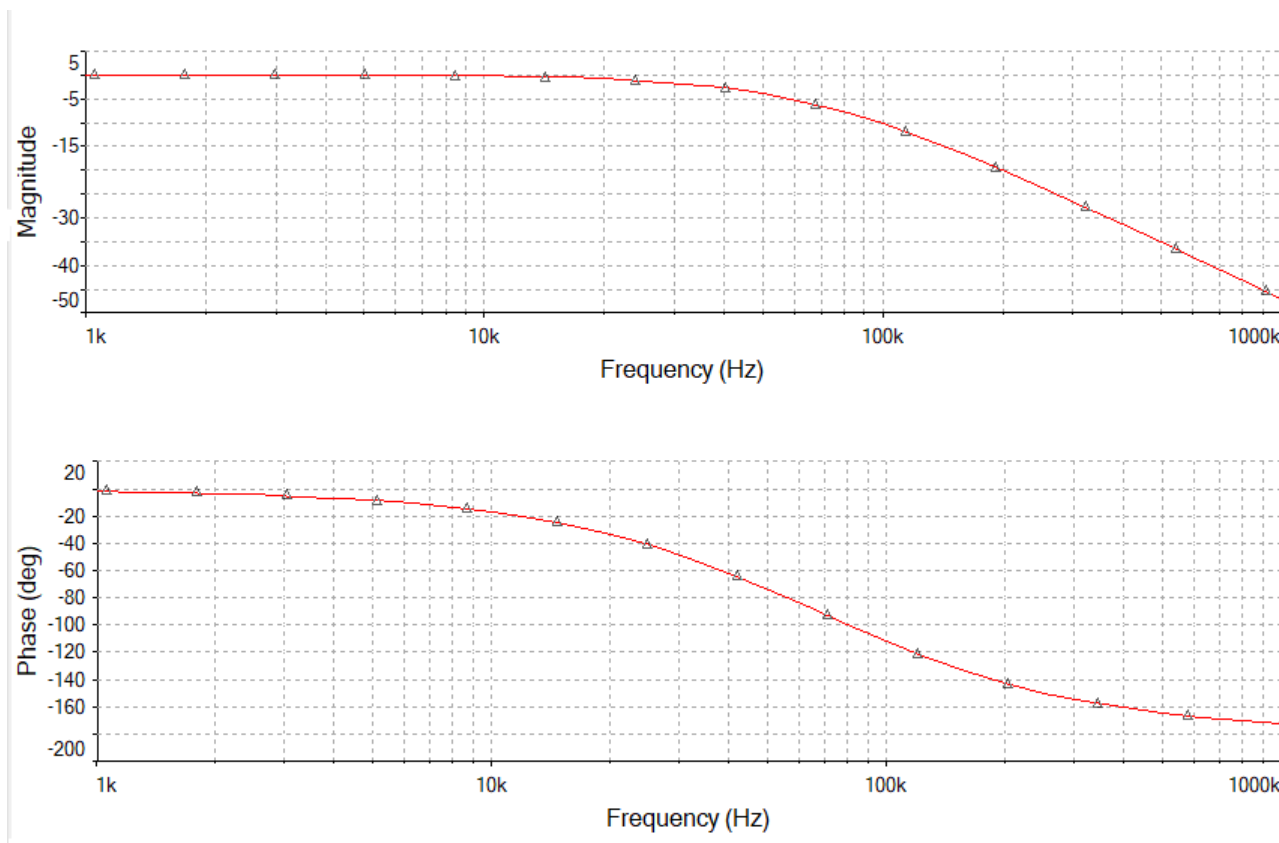
Dolní propust druhého řádu má přenos v nekonečnu nulový $H_\infty = 0$. Přenosová funkce je

$$H(j\omega) = \frac{H_0\omega_c^2}{(j\omega)^2 + \frac{\omega_c}{Q}(j\omega) + \omega_c^2}. \quad (35)$$

Obvodová simulace byla realizována v programu Multisim. 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 nezkreslí výsledky simulace.

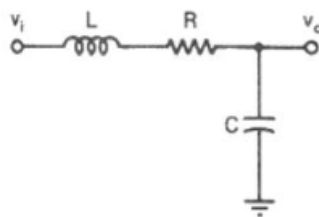


Obrázek 13: Schéma zapojení dolní propusti 2. řádu



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

Obvod lze realizovat i zapojením indukčnosti (náhradní schéma pro OTA - Obrázek 11), odporu (náhradní schéma - Obrázek 10) a uzemněného kapacitoru.



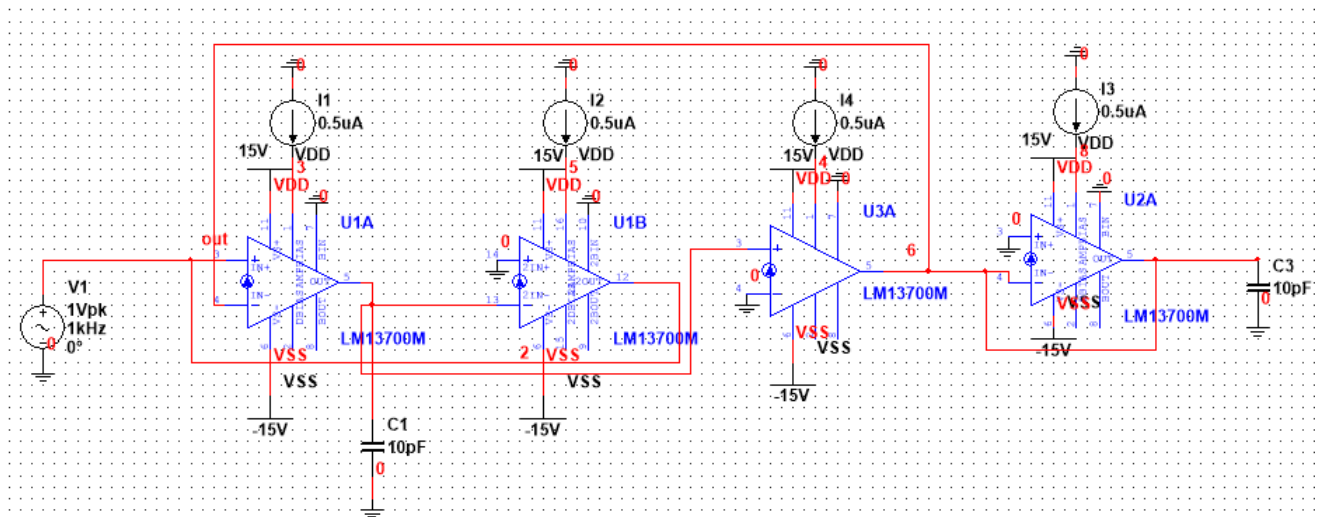
Obrázek 15: RLC obvod [9]

Mezní frekvence a činitel jakosti tohoto obvodu byly spočítány jako

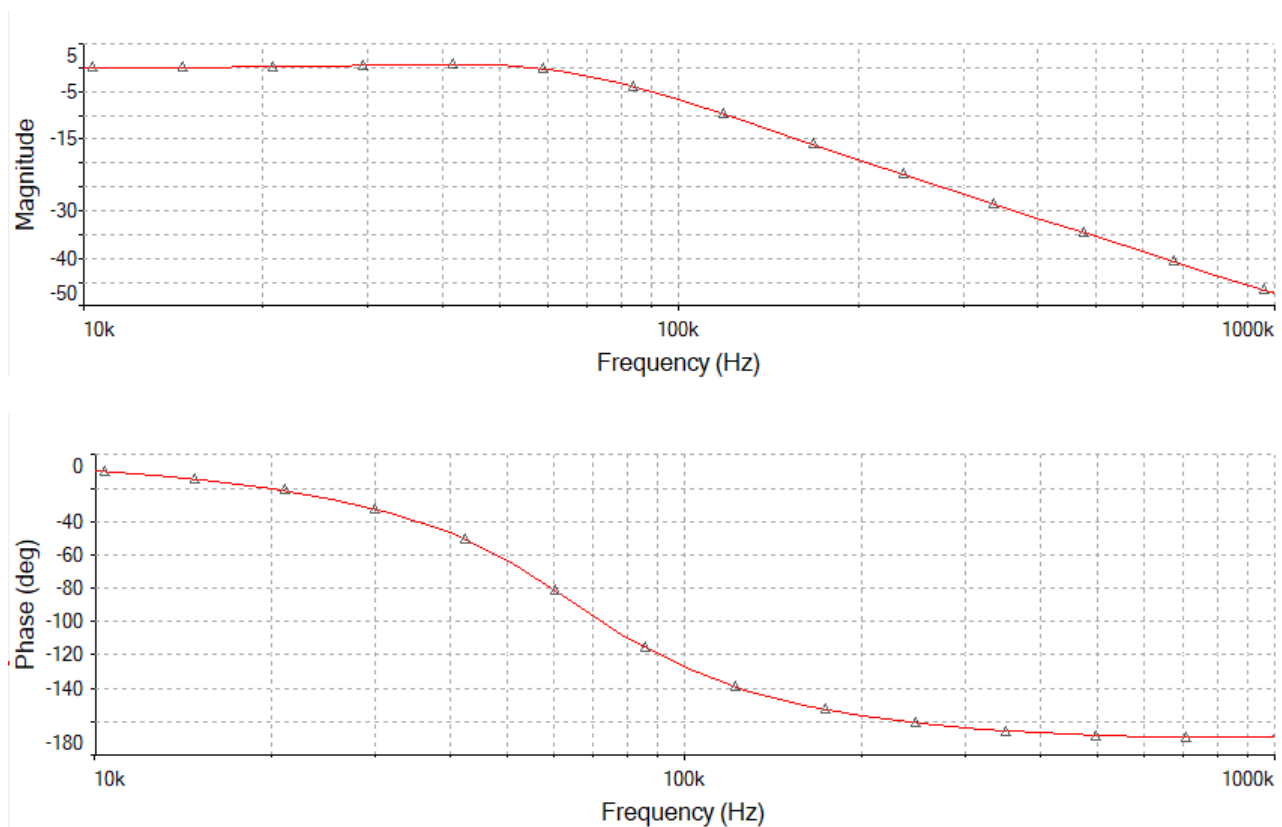
$$\omega_c = \sqrt{\frac{1}{LC}} \quad (36)$$

$$Q = \frac{L\sqrt{\frac{C}{L}}}{RC}. \quad (37)$$

Zapojení obvodu v Multisimu ilustruje Obrázek 15.



Obrázek 16: Schéma zapojení dolní propusti 2. řádu

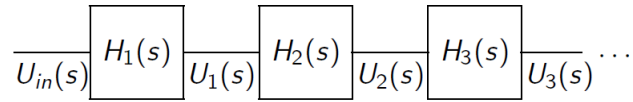


Obrázek 17: Amplitudová a fázová charakteristika dolní propusti 2. řádu

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.

6 Dolní propust čtvrtého řádu - kaskádně

Kaskádní zapojení je realizováno násobením sériově zapojených bloků.



Obrázek 18: Kaskádní zapojení [4]

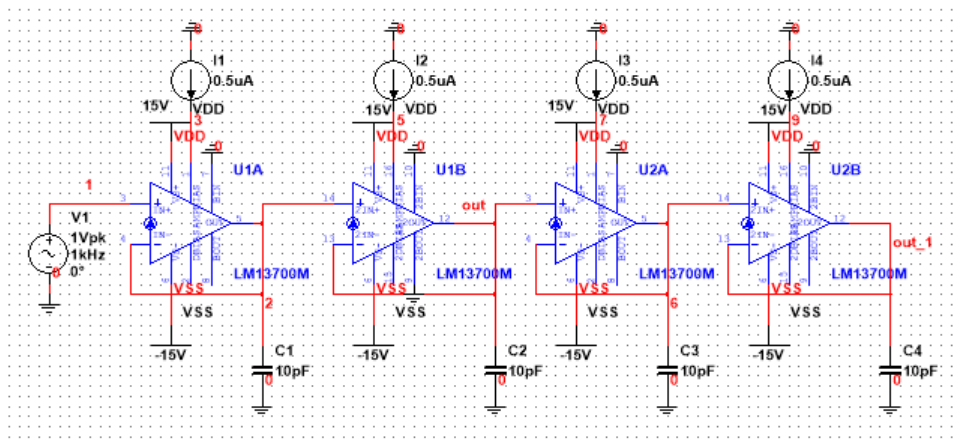
Přenosové funkce jednotlivých bloků se násobí

$$H_k(j\omega) = \frac{U_k(j\omega)}{U_{k-1}(j\omega)}. \quad (38)$$

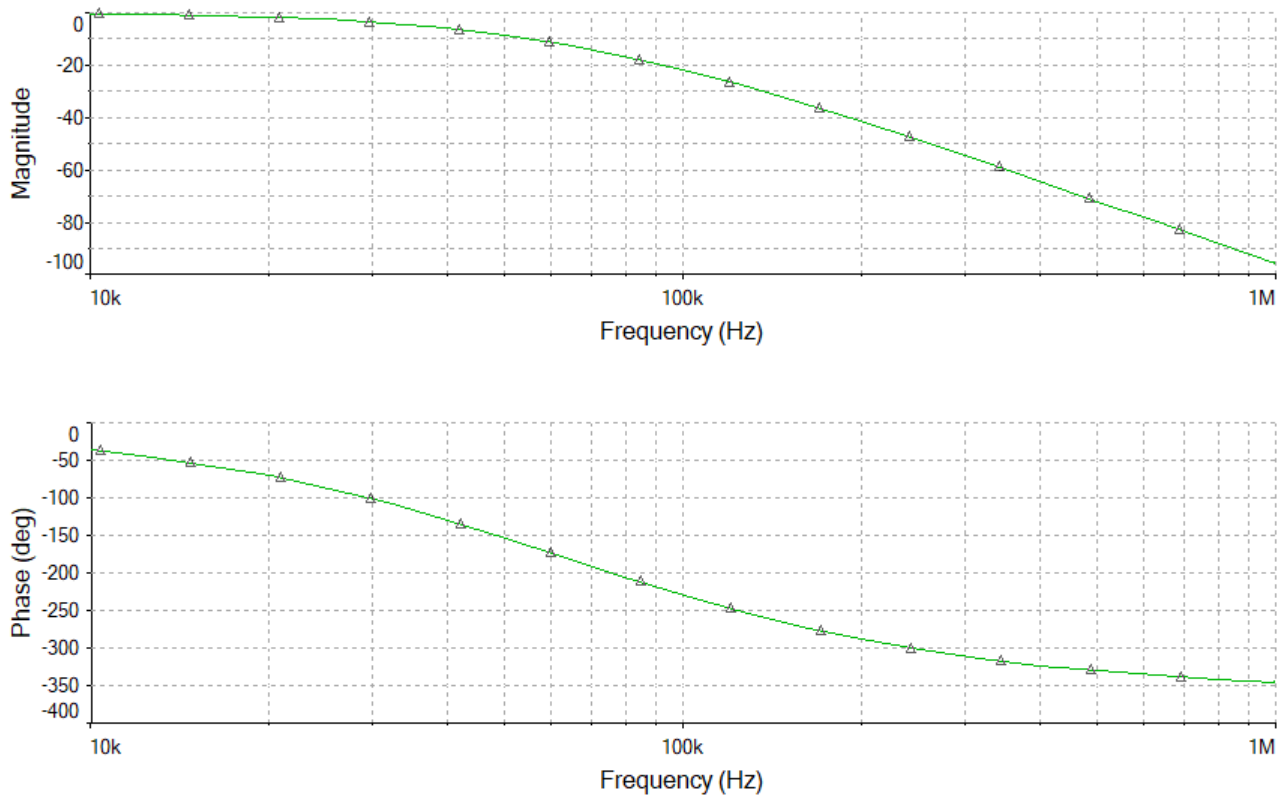
Přenos posledního bloku je dán vztahem

$$H_{1 \rightarrow k}(j\omega) = \frac{U_k(j\omega)}{U_{in}(j\omega)} = \sum_{n=1}^k H_n(j\omega). \quad (39)$$

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



Obrázek 19: Schéma kaskádního zapojení dolní propusti 4. řádu



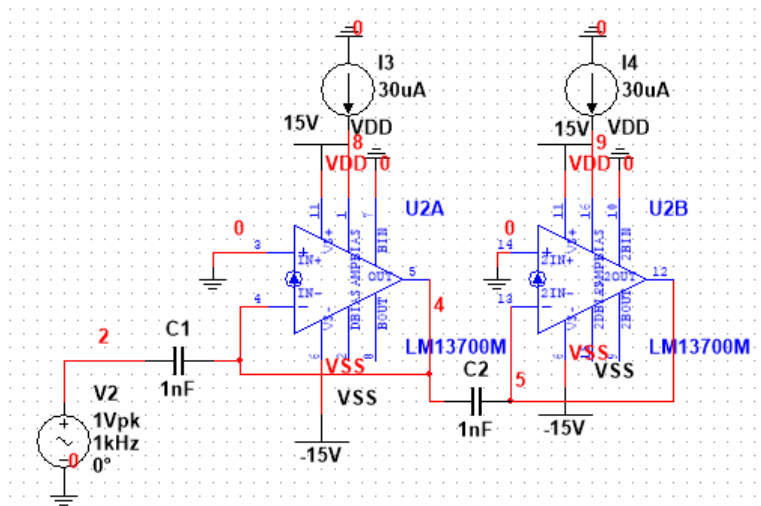
Obrázek 20: Amplitudová a fázová charakteristika kaskádního zapojení dolní propusti 4. řádu

7 Pásmová propust

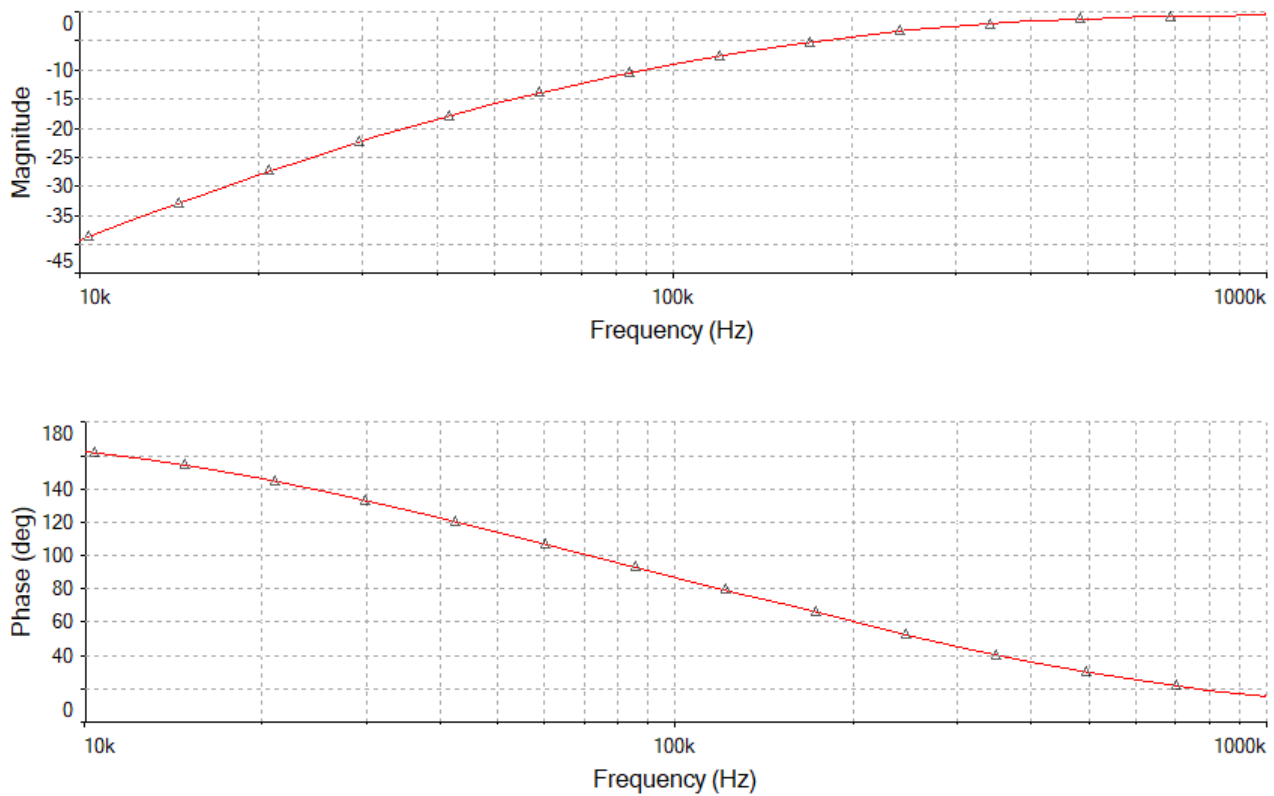
Horní propust druhého řádu má přenos v nule nulový $H_0 = 0$. Přenosová funkce je

$$H(j\omega) = \frac{H_\infty(j\omega)^2}{(j\omega)^2 + \frac{\omega_c}{Q}(j\omega) + \omega_c^2}. \quad (40)$$

Nejprve byla získána horní propust kaskádním zapojením dvou RC článků.



Obrázek 21: Schéma zapojení horní propusti 2. řádu

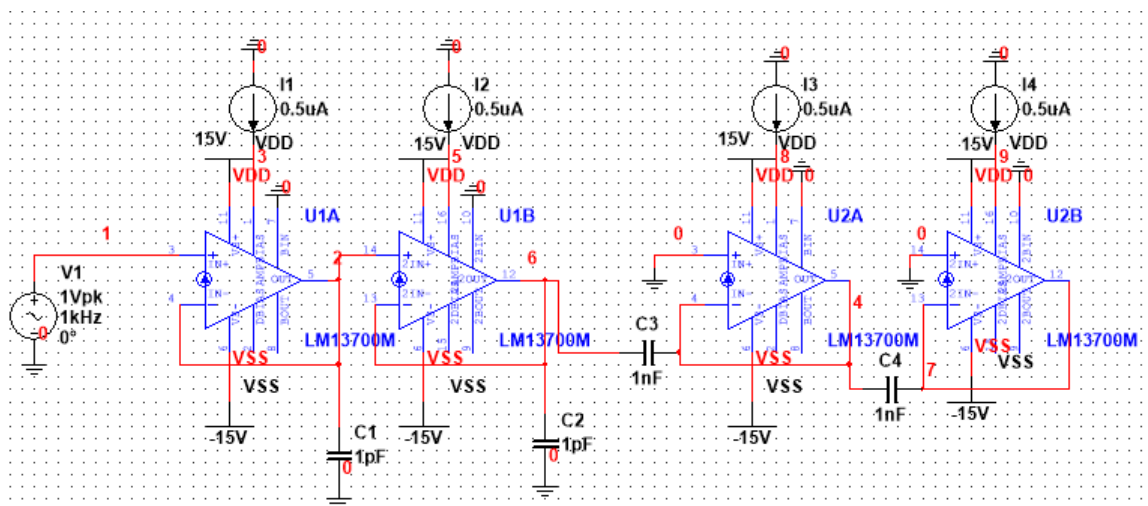


Obrázek 22: Amplitudová a fázová charakteristika horní propusti 2. řádu

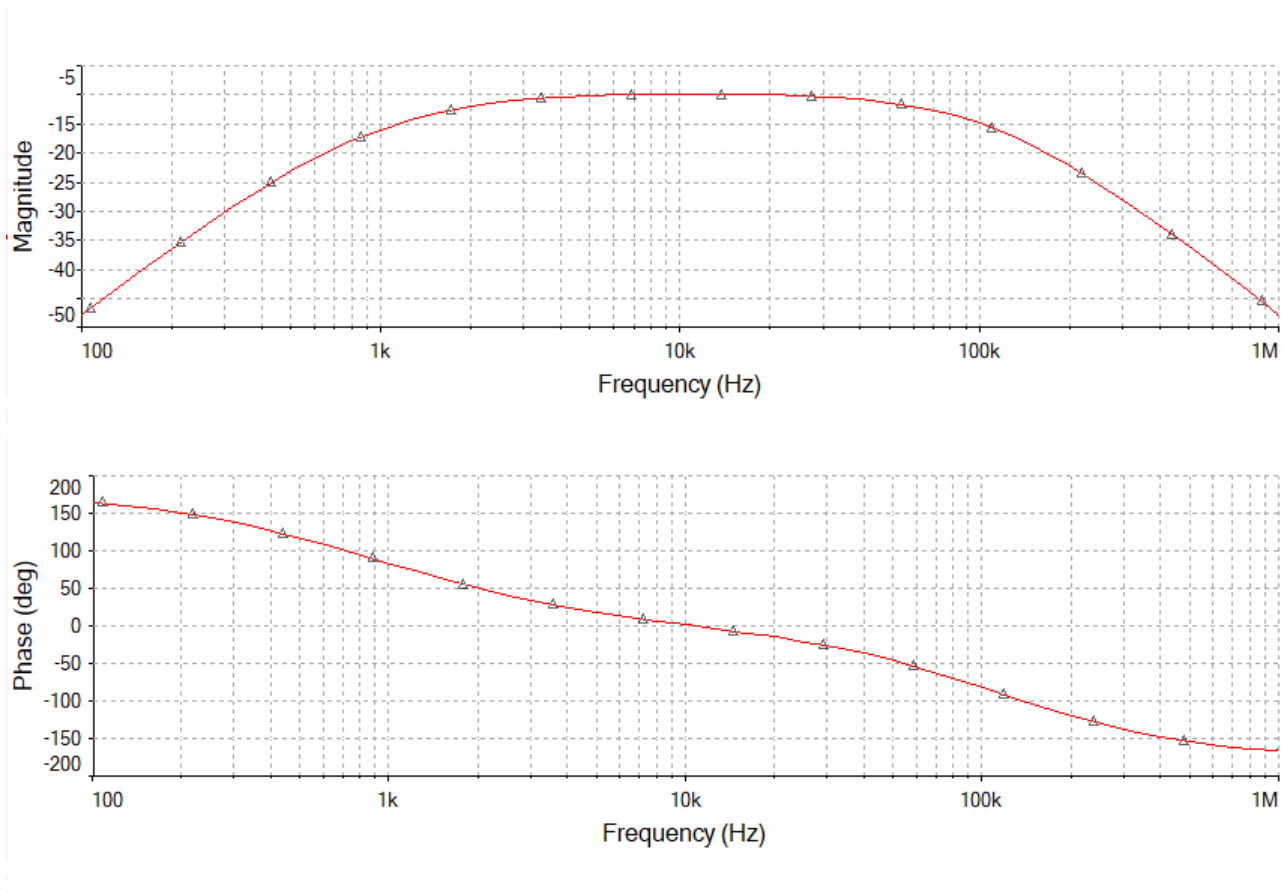
Pásmová propust má přenos v nule i nekonečnu nulový $H_0 = H_\infty = 0$. Přenosová funkce je

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

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



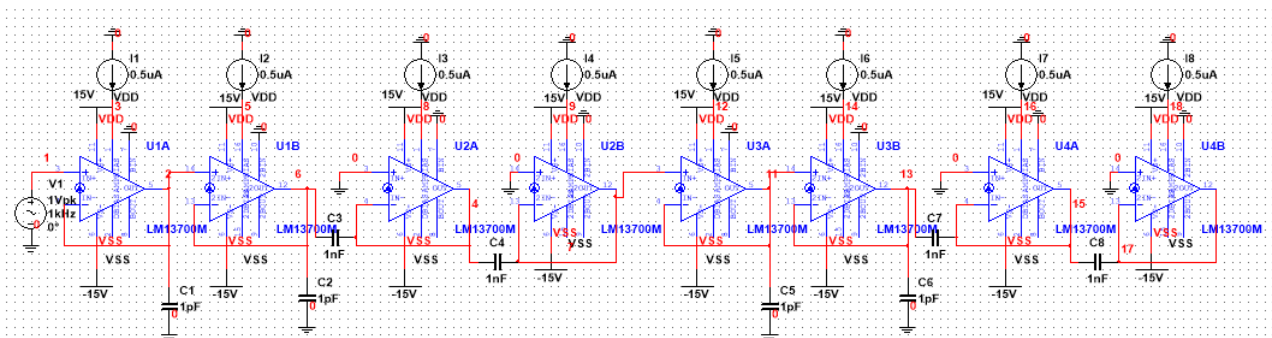
Obrázek 23: Schéma zapojení pásmové propusti 2. řádu



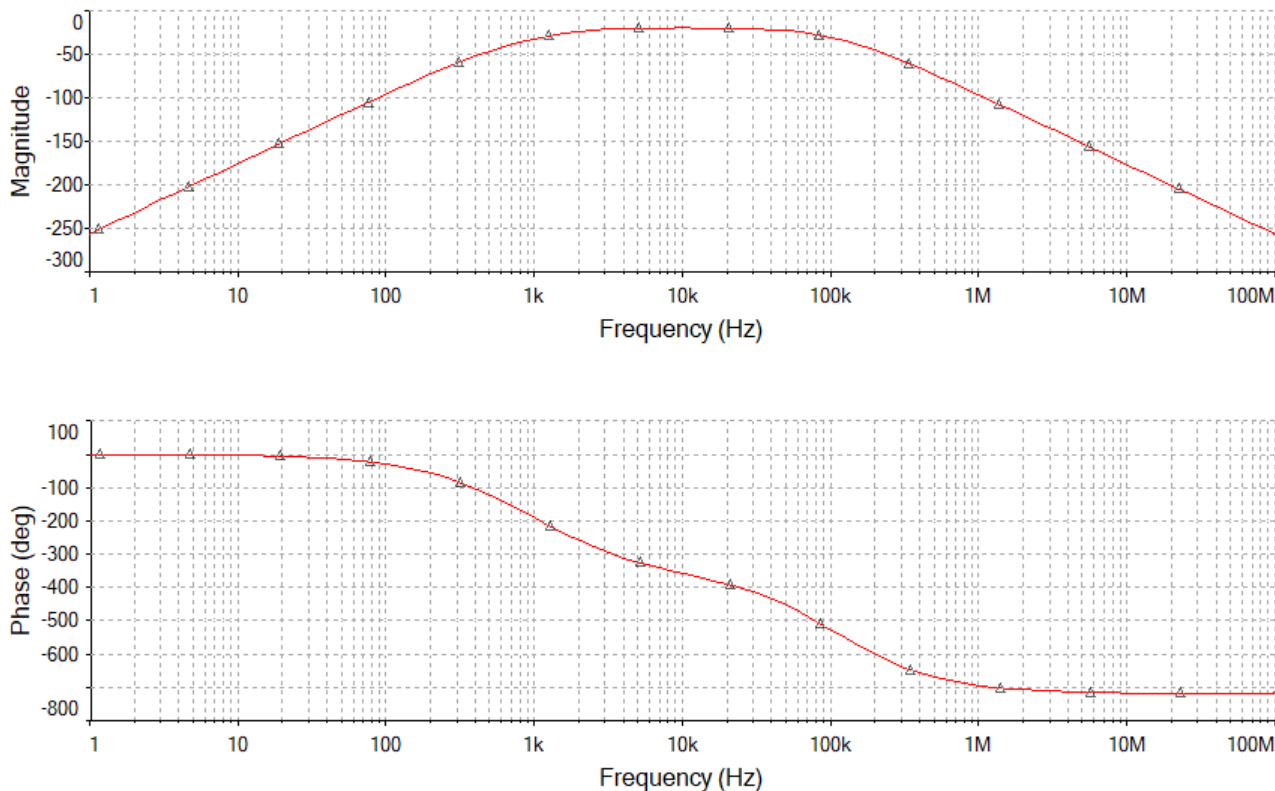
Obrázek 24: Amplitudová a fázová charakteristika pásmové propusti 2. řádu

8 Pásmová propust čtvrtého řádu

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



Obrázek 25: Schéma kaskádního zapojení pásmové propusti 4. řádu

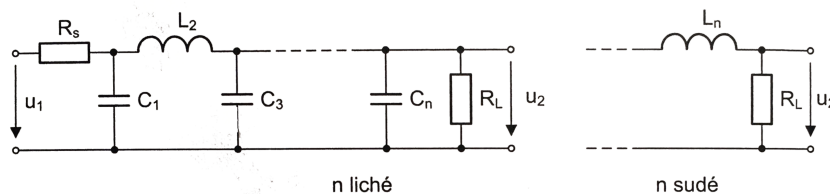
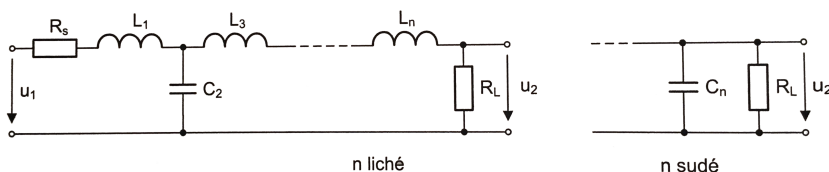


Obrázek 26: Amplitudová a fázová charakteristika kaskádního zapojení pásmové propusti 4. řádu

9 LC filtry

Pasivní dolní propust je realizována zapojením induktoru ke vstupnímu napětí a k této větvi je následně zapojen paralelně rezistor. Pasivní horní propust má ke vstupu připojený sériově rezistor a poté k této větvi paralelně induktor.

K realizaci filtrů vyšších řádů se užívají π nebo T články s LC prvky. Při návrhu filtru musí být zohledněn vnitřní odpor zdroje R_s a zatěžovací odpor R_L . LC filtry jsou tedy dvojité zakončeny. Indukčnosti a kapacity prvků se určí z rovnic pro normované kapacity a indukčnosti. Normované hodnoty budou vypočteny pro mezní kmitočet $\omega_c = \frac{1}{\sqrt{LC}}$ a pro zatěžovací odpor R_L . Hodnoty prvků lze pro požadovanou aproximaci odečíst z tabulek.

Obrázek 27: Pasivní dolní propust n -tého řádu s π články [10]Obrázek 28: Pasivní dolní propust n -tého řádu s T články [10]

10 Návrh v Maple

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 $BP22NLP$ byly spočteny spodní a horní hranice nepropustného pásma f_s, fs a spodní a horní hranice propustného pásma f_p, fp .

$$f_s = \frac{\sqrt{delta_fs^2 + 4f_m^2} - delta_fs}{2} \quad (42)$$

$$f_p = \frac{\sqrt{delta_fp^2 + 4f_m^2} - delta_fp}{2} \quad (43)$$

$$fp = \frac{\sqrt{delta_fp^2 + 4f_m^2} + delta_fp}{2} \quad (44)$$

$$fs = \frac{\sqrt{delta_fs^2 + 4f_m^2} + delta_fs}{2} \quad (45)$$

$$f_s = 20000Hz$$

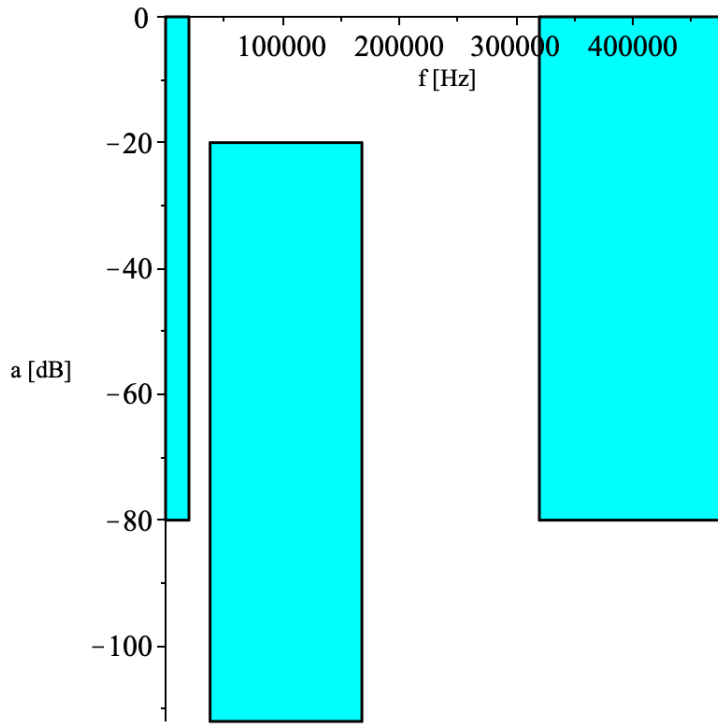
$$f_p = 38077Hz$$

$$fp = 168077Hz$$

$$fs = 320000Hz$$

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

$$Os = 2.3076921/s$$



Obrázek 29: Toleranční schéma navrhované pásmové propusti

Řád fitru byl určen jako $order = 4$. Dále byla funkcí $Cauer_{asnew}$ určena nová hodnota útlumu v nepropustném pásmu NDP.

$$asnew = 10 \log_{10} \left(1 + \left(\frac{\epsilon}{kl_new} \right)^2 \right) \quad (46)$$

$$\epsilon = \sqrt{10^{0.1ap} - 1} \quad (47)$$

$$k = \frac{1}{Os} \quad (48)$$

$$kl_new = k^{order} \left(\sum_{i=1}^n JacobiCD \left(\frac{(2i-1+m)EllipticK(k)}{order}, k \right) \right)^4, \quad (49)$$

kde m je celočíselný zbytek po dělení řádu 2 a n celočíselný výsledek dělení. Následně byl spočten koeficient nejvyšší mocniny polynomu ve jmenovateli přenosové funkce Gc , póly a nuly přenosové funkce $poles, zeros$ pomocí funkce $CauerCPolesZeros$. Počet pólů je dán řádem filtru $order$ a počet nul pro aproximaci typu C je roven $order - 2$. Dále byl spočten provozní činitel přenosu G jako racionální lomená funkce $G(j\omega) = \frac{1}{H(j\omega)}$ a charakteristická funkce $\Phi(j\omega)$ s nulami a póly na imaginární ose. Tato funkce má shodný jmenovatel s $G(j\omega)$.

$$asnew := 83.36289$$

$$Gc, poles, zeros := 457.20673,$$

$$[-0.10642 + 0.10392I; -0.10642 - 0.10392I; -0.01088 + 0.91538I; -0.01089 - 0.91538I],$$

$$[2.91159I - 2.91159I]$$

Reference

- [1] KAŠPER, Ladislav. *Návrh kmitočtového filtru* [online]. Ostrava, 2012 [cit. 2019-04-28]. Dostupné z: https://dspace.vsb.cz/bitstream/handle/10084/92901/KAS279_FEI_N2647_2601T013_2012.pdf?sequence=1&isAllowed=y. Diplomová práce. VŠB-TU Ostrava, 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
- [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 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
- [8] SCHAUMANN, Rolf a Mac E. Van VALKENBURG. *Design of Analog Filters*. New York: Oxford University Press, 2001. ISBN 0195118774. Pořadí obrázků 4-13, 4-36 a), b).
- [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] 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.