

Úvod

V současné době jsou na trhu k dispozici rychlé napěťové zesilovače, jejichž zisk lze plynule řídit pomocným napětím, resp. proudem. Jmenujme například zesilovač VCA610 firmy Burr-Brown [1], zesilovače CLC520, CLC522 a CLC5523 od National Semiconductor [2,3] a obvody LT1251 a LT1256 firmy Linear Technology [4,5]. Tím se otevírají zajímavé možnosti diskretní realizace aktivních filtrů s přeladitelností ve frekvenčním pásmu kolem 1MHz.

V článku provedeme rozbor možností nezávislého řízení parametrů f_0 a Q obvodů 2. řádu typu Tow-Thomas s třemi operačními zesilovači, z nichž dva jsou zapojeny jako integrátory a jeden jako invertující zesilovač [6]. Toto zapojení je k výše uvedenému způsobu řízení zvlášť výhodné.

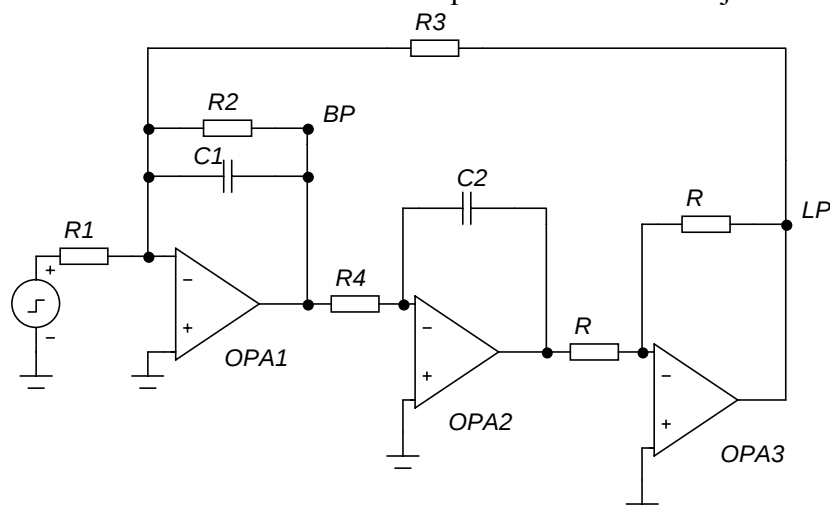
Symbolická analýza obvodů, která je nutnou součástí popisované syntézy, byla prováděna programem SNAP v.2.6 [7], finální simulace pak programem MicroCap VI [8].

Zpráva je organizována následovně: Nejprve provedeme rekapitulaci principiálních vlastností filtru 2. řádu s třemi operačními zesilovači. Pak objasníme principy transformace impedancí ve filtru pomocí přídavných zesilovačů napětí. Následně tyto principy využijeme k nastavování parametrů ω_0 , Q a B . Provedeme předběžnou simulaci jednotlivých filtrů na úrovni modelování aktivních prvků jednopólovými modely. Následně provedeme simulaci na úrovni modelů SPICE. Provedeme srovnání výsledků s cílem ověření věrohodnosti jednopólového modelování, které pak využijeme k studiu vlivů reálných parametrů na vlastnosti filtrů pomocí symbolické a semisymbolické analýzy. Pak formulujeme některé věty týkající se dynamického rozsahu filtru. V závěru vyhodnotíme navržená zapojení s ohledem na vliv reálných vlastností aktivních prvků a dynamické vlastnosti.

Měření a praktické experimenty budou provedeny až po získání potřebných integrovaných obvodů.

Rekapitulace vlastností obvodu 2. řádu typu Tow-Thomas

Jedna z variant univerzálního filtru 2. řádu s třemi operačními zesilovači je uvedena na obr. 1.



Obr. 1. Filtr 2. řádu s třemi operačními zesilovači.

Zesilovač OPA3 je zapojen jako invertor, OPA1 a OPA2 jako ztrátový, resp. ideální integrátor. Z hlediska výstupu BP 1. zesilovače, resp. LP 3. zesilovače se filtr chová jako pásmová, resp. dolní propust o přenosové funkci

$$K_{BP} = - \frac{\frac{1}{R_1 C_1} s}{s^2 + \frac{1}{R_2 C_1} s + \frac{1}{R_3 R_4 C_1 C_2}} \quad (1)$$

resp.

$$K_{LP} = - \frac{\frac{1}{R_1 R_4 C_1 C_2}}{s^2 + \frac{1}{R_2 C_1} s + \frac{1}{R_3 R_4 C_1 C_2}} \quad (2)$$

Je zřejmé, že se jedná o obvod s činitelem jakosti Q , charakteristickým kmitočtem ω_0 a šířkou pásma B (pro pásmovou propust), kde platí

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{R_3 R_4 C_1 C_2}} \quad (3)$$

$$Q = \sqrt{\frac{R_2^2 C_1}{R_3 R_4 C_2}} \quad (4)$$

$$B = \frac{1}{R_2 C_1} \quad (5)$$

Má-li být přenos pásmové propusti na kmitočtu ω_0 jednotkový, pak musíme zajistit podmínku

$$R_1 = R_2 \quad (6)$$

Obdobně podmínka

$$R_1 = R_3 \quad (7)$$

nastaví přenos dolní propusti v propustném pásmu na jedničku.

Z rovnic (3)-(7) vyplývají možnosti nastavování parametrů ω_0 , Q a B . Uvedeme jen některé z nich, které mohou vést na výhodnou implementaci.

1. Nastavování ω_0 při pevném činiteli jakosti (mění se šířka pásma):

- a) Změnou R_3 a C_1 tak, aby jejich poměr zůstal konstantní.
- b) Změnou R_4 a C_1 tak, aby jejich poměr zůstal konstantní.
- c) Změnou C_1 a C_2 tak, aby jejich poměr zůstal konstantní.

2. Nastavování ω_0 při pevné šířce pásma (mění se činitel jakosti):

- a) Změnou R_3 nebo R_4 nebo C_2 nebo kombinace těchto změn k dosažení většího rozsahu přeladění.
- b) Změnou R_2 a C_1 tak, aby jejich součin zůstal konstantní.

3. Nastavování Q , resp. B při konstantním ω_0 :

- a) Změnou R_2 .
- b) Změnou C_1 a C_2 tak, aby jejich součin zůstal konstantní.

U některých z uvedených metod nastavování je nutno vzít v úvahu problémy s dodržováním podmínek (6) a (7). Podrobněji se o tom zmíníme v dalším textu.

V další části ukážeme způsoby, jakými je možno modifikovat parametry prvků R a C pomocí zesilovačů napětí s řízeným ziskem.

Metody modifikace impedance pomocí ZNŘN s proměnným ziskem

Analyzujeme obvod na obr. 2a). Neuvažujeme-li vstupní zesilovač napětí o zisku A , resp. předpokládáme-li $A=1$, chová se obvod jako lineární systém o rovnici

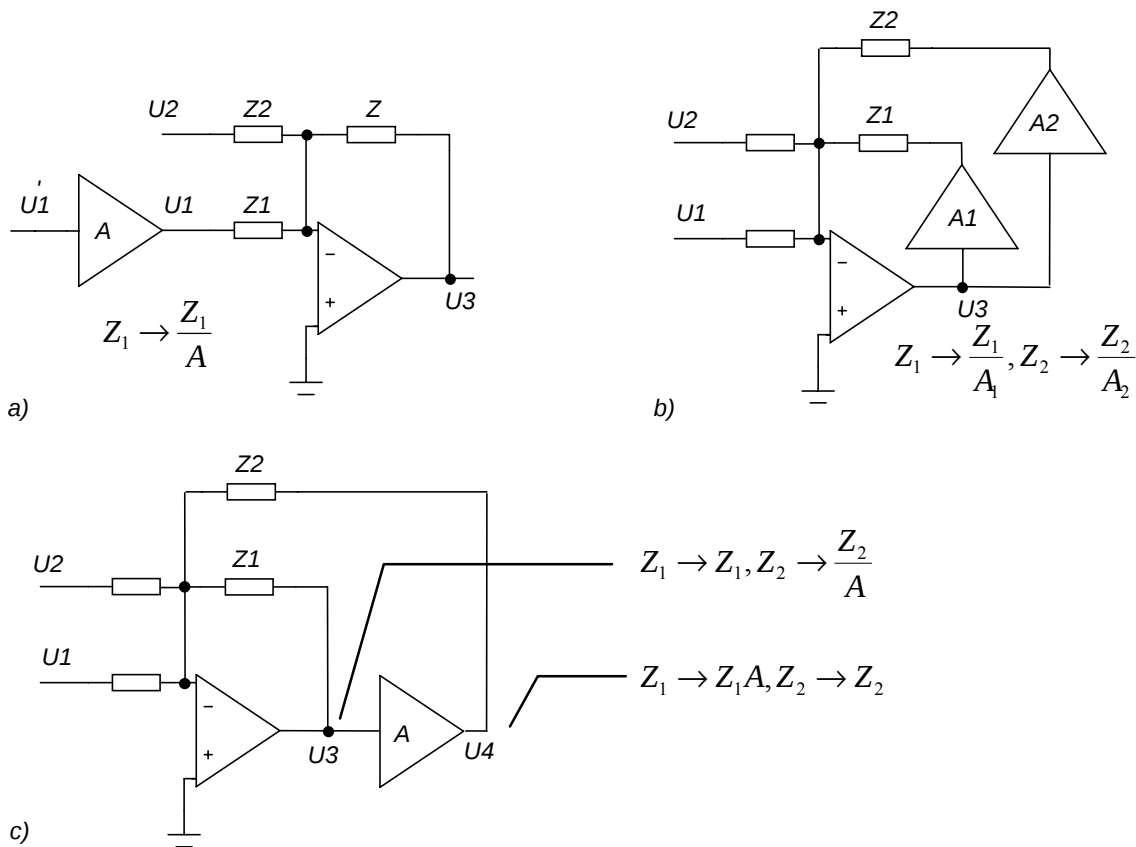
$$U_3 = -\frac{Z}{Z_1}U_1 - \frac{Z}{Z_2}U_2 = -\frac{Z}{Z_1}U'_1 - \frac{Z}{Z_2}U_2$$

Uvažováním zesilovače dojde ke změně:

$$U_3 = -\frac{Z}{Z_1}U_1 - \frac{Z}{Z_2}U_2 = -\frac{Z}{Z_1}AU'_1 - \frac{Z}{Z_2}U_2$$

Zajímají-li nás napěťové poměry, pak z hlediska vstupně-výstupního chování působí zesilovač A jako transformátor impedance Z_1 podle vzorce

$$Z_1 \rightarrow \frac{Z_1}{A} \quad (8)$$



Obr. 2. K vysvětlení principu transformace impedancí působením ideálních zesilovačů napětí.

Analýzou obvodu na obr. 2b) zjistíme, že tentýž vzorec platí i pro transformaci impedancí ve zpětné vazbě operačního zesilovače, konkrétně

$$Z_1 \rightarrow \frac{Z_1}{A_1}, Z_2 \rightarrow \frac{Z_2}{A_2}$$

Obr. 2c) upozorňuje na relativitu těchto transformací, která se projeví v různých výsledcích podle toho, které napětí využíváme jako výstupní. Uvažujeme-li **výstupní napětí** U_3 , pak dojde pouze ke změně impedance Z_2 :

$$Z_1 \rightarrow Z_1, Z_2 \rightarrow \frac{Z_2}{A}$$

Využíváme-li však k dalšímu zpracování **výstup** U_4 , dostaneme jiný výsledek:

$$Z_1 \rightarrow Z_1 A, Z_2 \rightarrow Z_2$$

Popsanými způsoby lze tedy zařazováním řízených zesilovačů napětí do různých větví filtru dělit či násobit konkrétní impedance zesílením a tím způsobem dosáhnout požadovaného řízení parametrů filtru.

V další části využijeme těchto poznatků k návrhu ladění v struktuře Tow-Thomas podle výše uvedených kritérií. Princip ladění vždy ověříme analýzou programem SNAP při uvažování následujících součástek:

$$R1=R2=R3=24\text{k}\Omega, R4=955\Omega, R5=R6=1\text{k}\Omega, C1=C2=330\text{pF}.$$

Při použití ideálních operačních zesilovačů a při zesílení řízených zesilovačů $A=1$ vychází parametry filtru následovně:

$$f_0=100,7\text{kHz}$$

$$Q=5,01$$

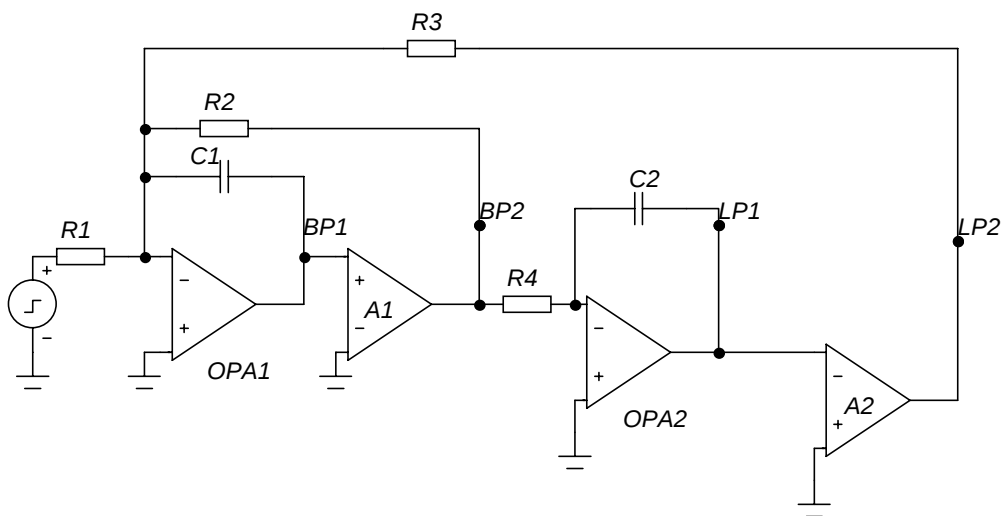
$$B=20,1\text{kHz}$$

Ladění filtru při pevném činiteli jakosti

Z metod ladění 1 a), b) a c) lze zřejmě nejsnadněji aplikovat metodu 1a), kterou lze schématicky zapsat následovně:

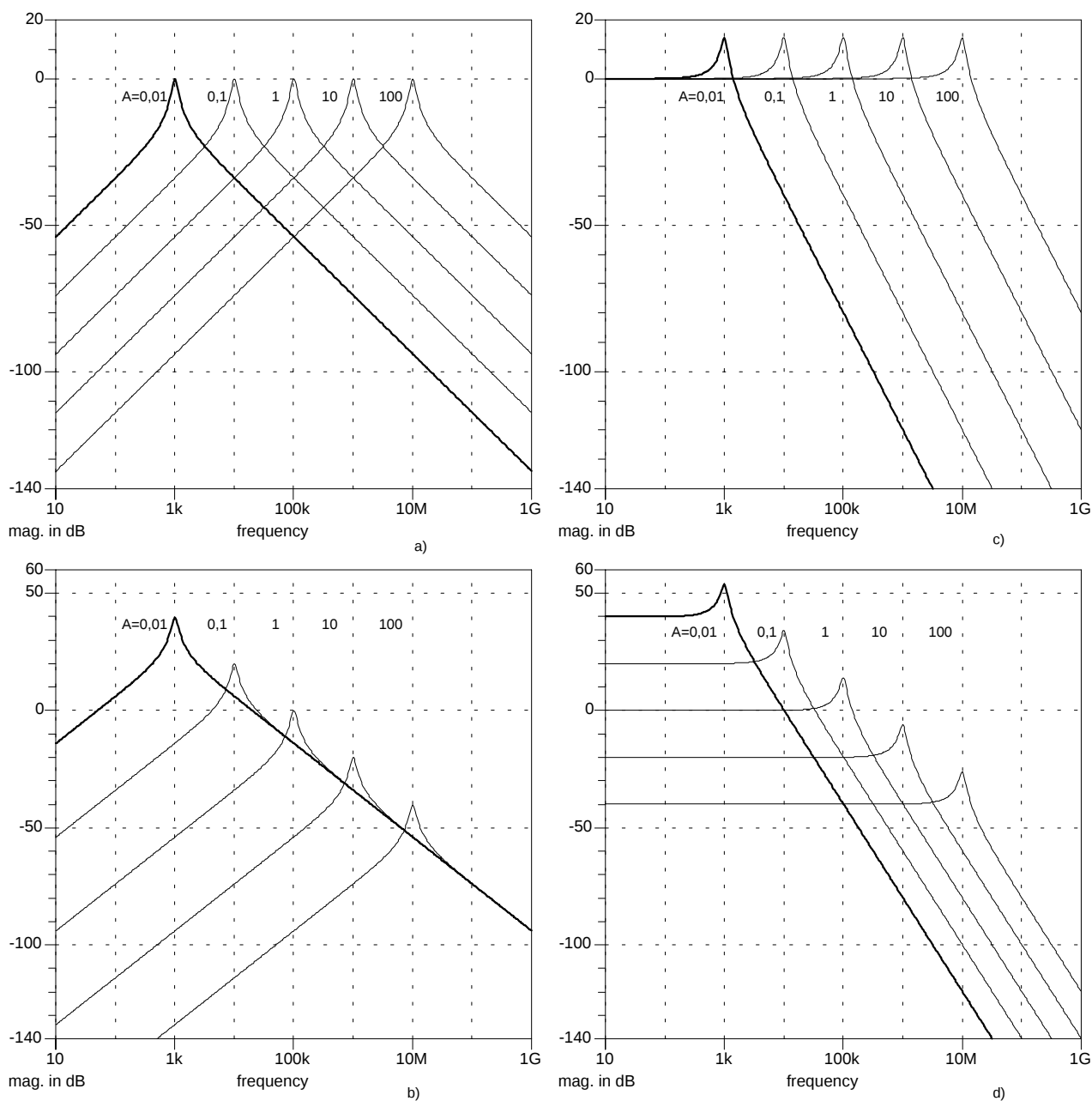
$$\left. \begin{array}{l} R_3 \rightarrow \frac{R_3}{A} \\ C_1 \rightarrow \frac{C_1}{A} \end{array} \right\} \omega_0 \rightarrow A\omega_0, Q = \text{const.} \quad (9)$$

Odpor R_3 budeme řídit metodou podle obr. 2a). Protože dělení kapacity zesílením znamená násobení kapacitní reaktance, použijeme k řízení C_1 metodu na obr. 2c) (Z_1 , výstup U_4). Základní schéma řízení je na obr. 3. Zesilovač A_2 zároveň plní funkci invertoru.



Obr. 3. Způsob řízení ω_0 při konstantním Q : zesilovačem A_1 řídíme C_1 a zesilovačem A_2 řídíme R_3 podle (9). Musí platit $A_1=A_2$.

Symbolickou analýzou dostáváme přenosové funkce z tabulky 1.



Obr.4. Kmitočtové charakteristiky obvodu z obr. 3, výstup: a) BP2, b) BP1, c) LP2, d) LP1.

výstup na	čítatel	jmenovatel, ω_0 , Q
BP1	$-\frac{1}{R_1 C_1} s$	$s^2 + \frac{A_1}{R_2 C_1} s + \frac{A_1 A_2}{R_3 R_4 C_1 C_2}$ $A_1 = A_2 = A$ $\omega_0 = \sqrt{\frac{A_1 A_2}{R_3 R_4 C_1 C_2}} = \frac{A}{R_3 R_4 C_1 C_2}$ $Q = \sqrt{\frac{R_2^2 C_1}{R_3 R_4 C_2} \frac{A_2}{A_1}} = \sqrt{\frac{R_2^2 C_1}{R_3 R_4 C_2}}$
BP2	$-\frac{A_1}{R_1 C_1} s$	
LP1	$\frac{A_1}{R_1 R_4 C_1 C_2}$	
LP2	$-\frac{A_1 A_2}{R_1 R_4 C_1 C_2}$	

Tab. 1. Výsledky symbolické analýzy obvodu z obr. 3.

Z tabulky plyne, že při splnění podmínek (6) a (7), které lze shrnout do rovností $R_1=R_2=R_3$, lze při ladění využívat výstupu BP2 pro pásmovou propust, přičemž maximální přenos nezávisí na ladění a je roven 1, a výstupu LP2 pro dolní propust, kde přenos nf složek je rovněž konstantní a roven jedné. Tato fakta jsou znázorněna na obr. 4, kde jsou uvedeny výsledky simulace SNAPem.

Při daném řízení, kdy měníme synchronně zesílení obou zesilovačů $A_1=A_2=A$, bude ω_0 přímo úměrný A a Q bude konstantní.

Zaměníme-li pořadí integrátoru s OPA2 a zesilovače A_2 , bude nyní zesilovač A_2 transformovat odpor R_4 , nikoliv R_3 . Tím však dospíváme k realizaci metody řízení 1b).

Konečně je možné filtr přeladovat transformací obou kapacit C_1 a C_2 podle metody 1c). Máme k dispozici dvojí způsob jak to udělat: buď podle schématu

$$\left. \begin{array}{l} C_1 \rightarrow AC_1 \\ C_2 \rightarrow AC_2 \end{array} \right\} \omega_0 \rightarrow \frac{\omega_0}{A}, Q = \text{const.} \quad (10)$$

kdy kmitočet je nepřímo úměrný zesílení (viz obr. 4), nebo

$$\left. \begin{array}{l} C_1 \rightarrow \frac{C_1}{A} \\ C_2 \rightarrow \frac{C_2}{A} \end{array} \right\} \omega_0 \rightarrow A\omega_0, Q = \text{const.} \quad (11)$$

kdy kmitočet je přímo úměrný zesílení. Rozborem však zjistíme, že schéma řízení nyní bude totožné s metodou 1a) (viz obr. 3).

Symbolickou analýzou zapojení na obr. 5 nyní dostaneme tyto přenosové funkce:

výstup na	čítatel	jmenovatel, ω_0 , Q
BP1	$-\frac{1}{R_1 C_1 A_1} s$	$s^2 + \frac{1}{R_2 C_1 A_1} s + \frac{1}{R_3 R_4 C_1 C_2 A_1 A_2}$ $A_1 = A_2 = A$ $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{R_3 R_4 C_1 C_2 A_1 A_2}} = \frac{1}{A \sqrt{R_3 R_4 C_1 C_2 A_1 A_2}}$ $Q = \sqrt{\frac{R_2^2 C_1}{R_3 R_4 C_2} \frac{A_1}{A_2}} = \sqrt{\frac{R_2^2 C_1}{R_3 R_4 C_2}}$
BP2	$-\frac{1}{R_1 C_1} s$	
LP1=-LP	$\frac{1}{R_1 R_4 C_1 C_2 A_1 A_2}$	
LP2	$\frac{1}{R_1 R_4 C_1 C_2 A_1}$	

Tab. 2. Výsledky symbolické analýzy obvodu z obr. 4.

Z výsledků plyne, že při splnění podmínek $R_1=R_2=R_3$ lze nyní při ladění využívat výstupu BP1 pro pásmovou propust, přičemž maximální přenos nezávisí na ladění a je roven 1, a výstupu LP1, resp. LP pro dolní propust, kde přenos nf složek je rovněž konstantní a roven jedné.

Při daném řízení, kdy měníme synchronně zesílení obou zesilovačů $A_1=A_2=A$, bude ω_0 nepřímo úměrný A a Q bude konstantní.

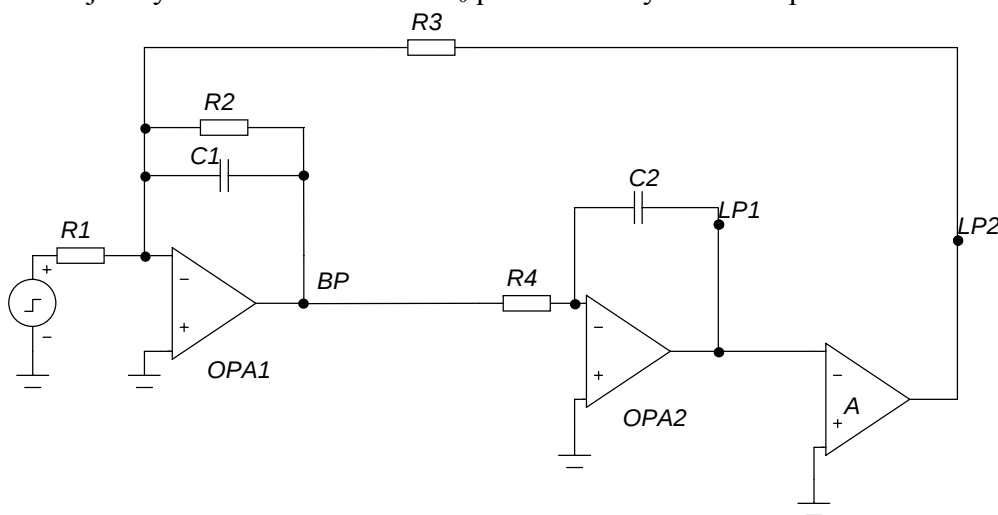
Daná fakta jsou opět přehledně ilustrována výsledky simulace SNAPem na obr. 6.

Ladění filtru při pevné šířce pásma

Metoda 2a) předpokládá změnu R_3 nebo R_4 nebo C_2 nebo kombinaci těchto změn, metoda 2b) současné změny R_2 a C_1 tak, aby jejich součin zůstal konstantní. Bližší rozbor ukazuje, že ve všech případech jde o zařazení řízeného zesilovače do smyčky celkové zpětné vazby, lhostejno zda za OPA3, OPA1 nebo OPA2. Zde se jeví výhodné zařazení invertujícího zesilovače namísto invertoru s OPA3. Výsledné schéma je na obr. 7.

Po porovnání s obr. 3 zjišťujeme, že můžeme převzít výsledky z Tab. 1 při uvažování $A_1=1$. Pak filtr z obr. 7 lze při splnění podmínek $R_1=R_2=R_3$ využít při volbě výstupu BP jako pásmovou propust, přičemž maximální přenos nezávisí na ladění a je roven 1, a výstupu LP2 pro dolní propust, kde přenos nf složek je rovněž konstantní a roven jedné.

Při daném řízení jediným zesilovačem bude ω_0 přímo úměrný A a šířka pásma B bude konstantní.



Obr. 7. Způsob řízení ω_0 při konstantním B : zesilovačem A řídíme R_3 .

Na obr. 8 jsou opět výsledky simulace idealizovaného filtru programem SNAP.

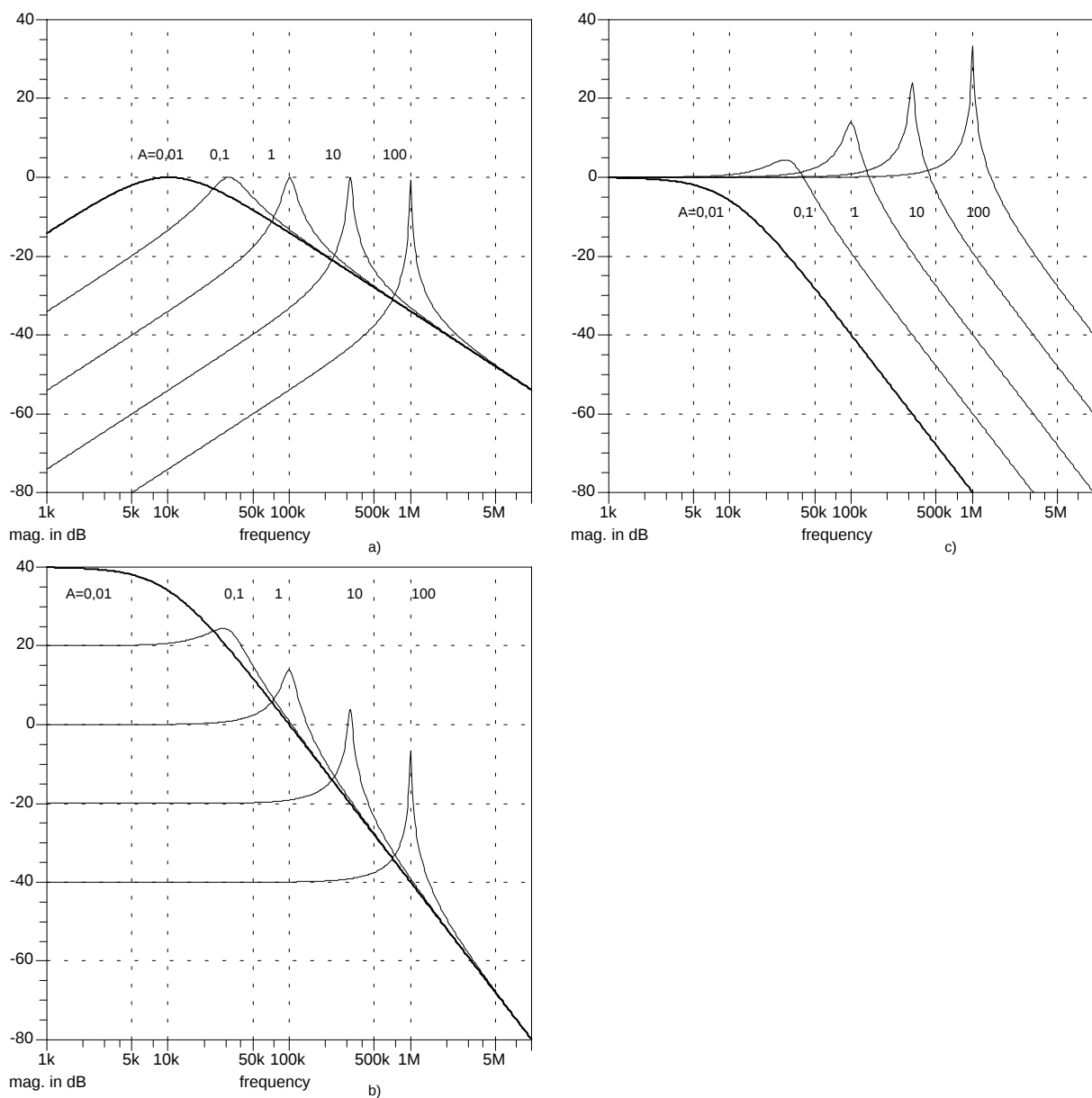
Nastavování Q , resp. B při konstantním ω_0

V rámci metod 3a) a 3b) se nabízí několik variant, z nichž vybereme tu nejúspornější – transformaci R_2 jediným zesilovačem podle obr. 9.

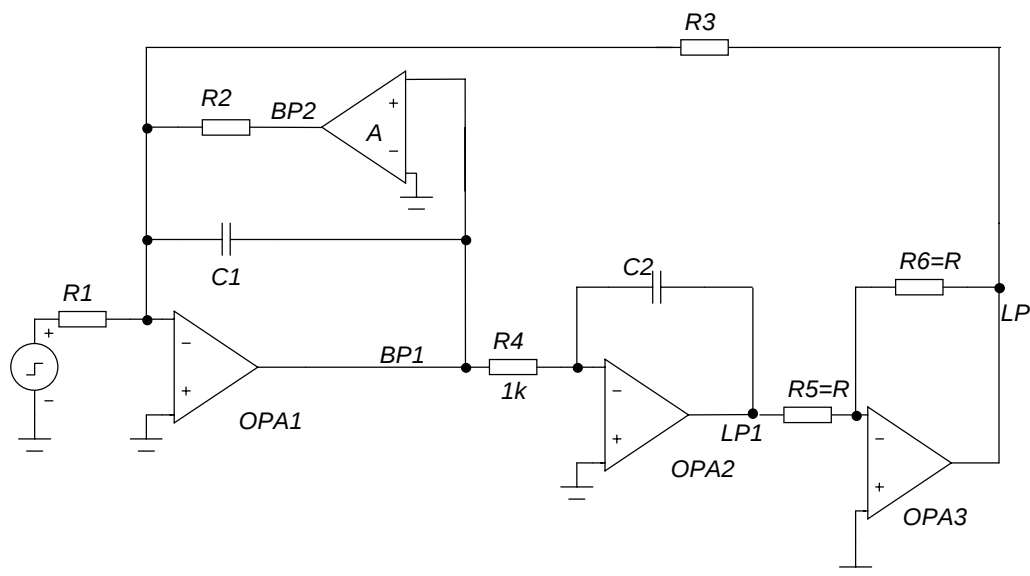
Symbolickou analýzou dostáváme tyto přenosové funkce:

výstup na	čitatel	jmenovatel, ω_0 , Q
BP1	$-\frac{1}{R_1 C_1} s$	$s^2 + \frac{A}{R_2 C_1} s + \frac{R_6}{R_3 R_4 R_5 C_1 C_2}$ $\omega_0 = \sqrt{\frac{R_6}{R_3 R_4 R_5 C_1 C_2}} = \frac{1}{\sqrt{R_3 R_4 C_1 C_2}},$ $B = \frac{A}{R_2 C_1}$ $Q = \frac{1}{A} \sqrt{\frac{R_2^2 R_6 C_1}{R_3 R_4 R_5 C_2}} = \frac{1}{A} \sqrt{\frac{R_2^2 C_1}{R_3 R_4 C_2}}$
BP2	$-\frac{A}{R_1 C_1} s$	
LP1=-LP	$\frac{1}{R_1 R_4 C_1 C_2}$	

Tab. 3. Výsledky symbolické analýzy obvodu z obr. 5.



Obr. 8. Kmitočtové charakteristiky obvodu z obr. 7, výstup: a) BP, b) LP1, c) LP2.



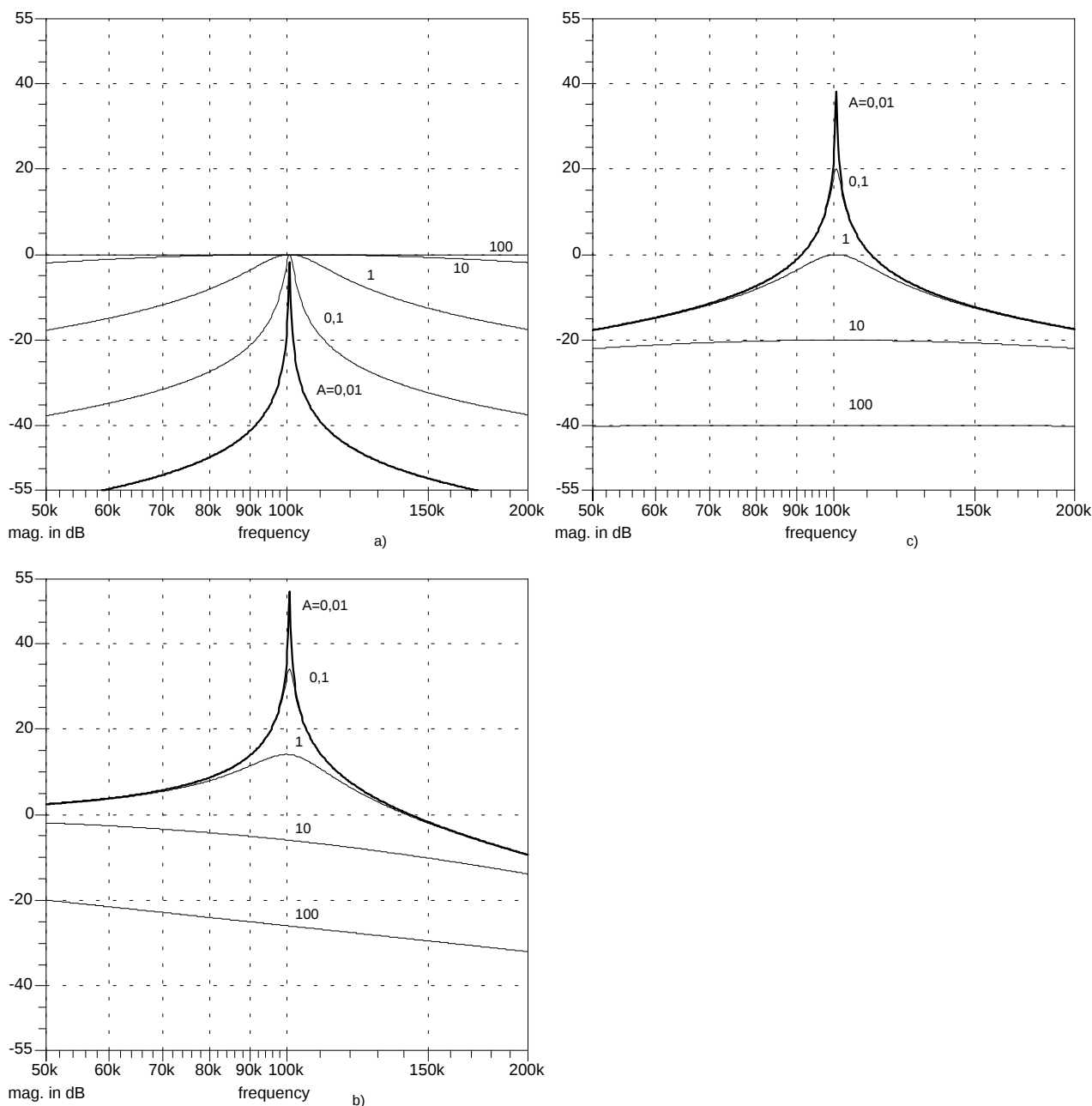
Obr. 9. Způsob řízení šířky pásma, resp. činitele jakosti při konstantním ω_0 . Zesilovačem A transformujeme R2.

Z tabulky vyplývá, že při splnění podmínek $R_1=R_2=R_3$ lze filtr využít při volbě výstupu BP2 jako pásmovou propust, přičemž maximální přenos nezávisí na ladění a je roven 1, a z výstupu LP1 pro dolní propust, kde přenos nf složek je rovněž konstantní a roven jedné.

Při daném řízení jediným zesilovačem bude šířka pásma přímo úměrná zesílení A a ω_0 bude konstantní.

Výsledky simulace programem SNAP na obr. 10 potvrzují správnost principu elektronického řízení šířky pásma beze změny kmitočtu ω_0 .

Je zřejmé, že při praktické realizaci metod elektronického řízení parametrů budou hrát svou roli reálné vlastnosti součástek, zejména zesilovačů. Filtr obsahuje několik zpětnovazebních smyček, v nichž je umístěn různý počet aktivních prvků v závislosti od použité metody ladění. Reálné vlastnosti zesilovačů obecně vyvolají deformace kmitočtových charakteristik a v některých případech mohou vést i k nestabilitě celého filtru. Velké změny zisku řízených zesilovačů povedou k problémům s dynamikou filtru.



Obr. 10. Kmitočtové charakteristiky obvodu z obr. 9, výstup: a) BP2, b) LP1, c) BP1.

V další části provedeme analýzu těchto efektů na bázi lineárního modelu filtru. Nejprve provedeme analýzu jednotlivých zapojení programem SNAP při uvažování jednopólových modelů zesilovačů.

Každý operační zesilovač popíšeme následujícími parametry: A_0 – stejnosměrné zesílení, $f_t = \omega_t / (2\pi)$ – tranzitní kmitočet, R_o – výstupní odpor. Obdobně popíšeme každý řízený zesilovač parametry A , $f_{ta} = \omega_{ta} / (2\pi)$ a r . Dalším parametrem řízeného zesilovače bude kmitočet třídecibellového poklesu $f_0 = \omega_0 / (2\pi)$, kde platí $f_{ta} = A f_0$. Jako konkrétní typ řízeného zesilovače budeme uvažovat VCA610 s parametry

$$f_0 = 30 \text{ MHz}, r = 10 \Omega, A \in \langle 0,01 \ 100 \rangle.$$

Z operačních zesilovačů použijeme jednak rychlý CLC420 s parametry

$$A_0 = 2000, f_t = 140 \text{ MHz}, R_o = 13 \Omega,$$

jednak klasický NE5532 s parametry

$$A_0 = 100000, f_t = 10 \text{ MHz}, R_o = 50 \Omega.$$