

Elektronické ladění aktivních filtrů typu Åckerberg-Mossberg

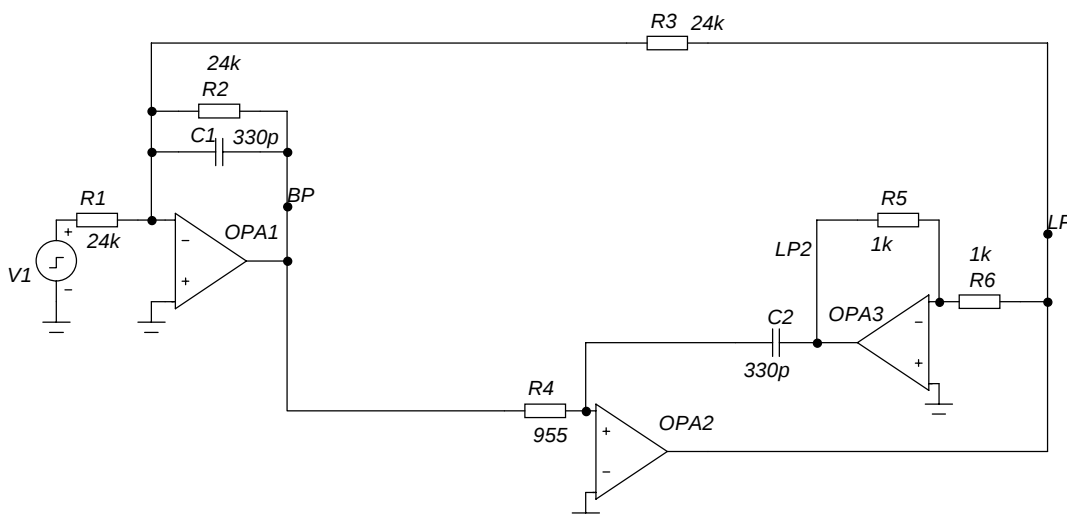
Viera Biolková, Dalibor Biolek, Karel Hájek

Abstract

In the paper, we describe principles of immittance transformation in the active filters by using VCVS's. The focus will be fasten upon the Åckerberg-Mossberg structure. We summarize the possibilities of independent tuning of frequency ω_0 , quality factor, and bandwidth in the 2nd order blocks.

Úvod

Pokrok ve vývoji velmi rychlých operačních zesilovačů a dalších aktivních prvků umožňuje konstrukci aktivních filtrů v kmitočtovém pásmu nad 1 MHz, u nichž je možné elektronicky řídit parametry. Rychlý filtr 2. řádu jakožto základní stavební blok kaskádní syntézy lze s výhodou realizovat známou strukturou typu Åckerberg-Mossberg [1], která vykazuje v uvažovaném kmitočtovém pásmu velmi dobré reálné vlastnosti.



Obr. 1. Základní struktura filtru 2. řádu typu Åckerberg-Mossberg. Součástky jsou navrženy pro parametry $f_0=100\text{kHz}$, $Q=5$.

Analýza ideálního modelu na obr. 1 vede na výsledky z tabulky 1:

Viera Biolková, Ing., ÚREL FEI VUT Brno, Purkyňova 118, 612 00 Brno,
tel. (+420) 5 4114 9152, fax (+420) 5 4114 9192, email biolkova@urel.fee.vutbr.cz
Dalibor Biolek, Prof. Ing. CSc., VA Brno, K301, Kounicova 65, PS 13, 612 00 Brno,
tel. (+420) 5 4118 2487, fax (+420) 5 4118 2888, email dalibor.biolek@vabo.cz
Karel Hájek, Doc. Ing. CSc., VA Brno, K301, Kounicova 65, PS 13, 612 00 Brno,
tel. (+420) 5 4118 2550, fax (+420) 5 4118 2888, email karel.hajek@vabo.cz

výstup na	čitatel	jmenovatel, ω_0 , Q
BP	$-\frac{1}{R_1 C_1} s$	$s^2 + \frac{1}{R_2 C_1} s + \frac{R_6}{R_3 R_4 R_5 C_1 C_2}$ $\omega_0 = \sqrt{\frac{R_6}{R_3 R_4 R_5 C_1 C_2}}, B = \frac{1}{R_2 C_1},$ $Q = \sqrt{\frac{R_2^2 R_6 C_1}{R_3 R_4 R_5 C_2}}$
LP	$-\frac{R_6}{R_1 R_4 R_5 C_1 C_2}$	
LP2	$\frac{1}{R_1 R_4 C_1 C_2}$	

Tab. 1. Výsledky analýzy obvodu z obr. 1 pro případ ideálních operačních zesilovačů.

Z tabulky je možné vysledovat všechny možné způsoby přeladování filtru při konstantním Q , resp. při konstantní šířce pásma B , jakož i všechny způsoby regulace šířky pásma při konstantním kmitočtu ω_0 . Ve všech případech jde o současné řízení parametrů N -tice součástek podle určitého zákona. Uvedeme jen některé z nich, které mohou vést na výhodnou implementaci.

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

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

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

- Změnou R_3 nebo R_4 nebo R_5 nebo R_6 nebo C_2 nebo kombinace těchto změn k dosažení většího rozsahu přeladění.
- Změnou R_2 a C_1 tak, aby jejich součin zůstal konstantní.
- Změnou R_2 a C_1 tak, aby jejich součin zůstal konstantní, a současně změnou C_2 , která bude stejného smyslu jako změna C_1 (z důvodu větší dynamiky přeladění).

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

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

Plynulé elektronické změny impedance součástek ve filtru je možné realizovat s využitím principu napěťového bootstrapu [2]. Všechny součástky filtru mají jednu společnou vlastnost: jeden z vývodů je vždy připojen k virtuální zemi operačního zesilovače. Podložíme-li druhý z vývodů řízeným zdrojem napětí, dojde k transformaci skutečné impedance na virtuální hodnotu, která závisí na napěťovém zisku řízeného zdroje.

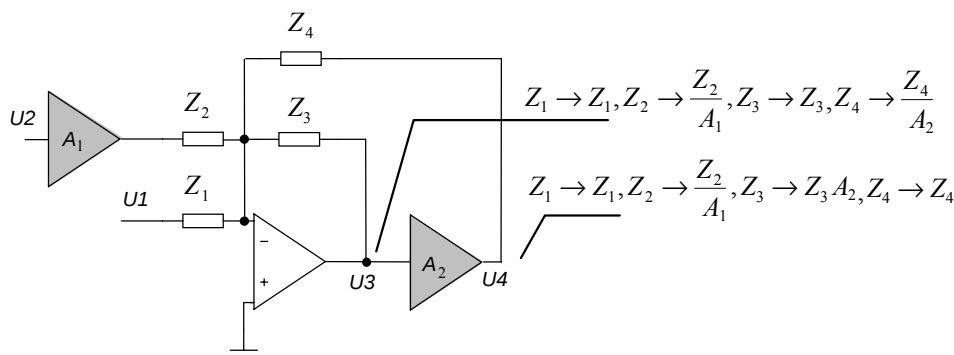
Metody modifikace impedance pomocí ZNŘN s proměnným ziskem

Analyzujeme obvod na obr. 2. Obvod je popsán rovnicemi

$$U_3 = -\frac{Z_3 + Z_4 / A_2}{Z_1} U_1 - \frac{Z_3 + Z_4 / A_2}{Z_2 / A_1} U_2, \quad U_4 = -\frac{A_2 Z_3 + Z_4}{Z_1} U_1 - \frac{A_2 Z_3 + Z_4}{Z_2 / A_1} U_2.$$

Zajímají-li nás napěťové poměry, pak z hlediska vstupně-výstupního chování působí zesilovač A jako transformátor impedance Z podle jednoho ze vzorců

$$Z \rightarrow \frac{Z}{A} \text{ nebo } Z \rightarrow Z.A.$$



Obr. 2. K vysvětlení principu transformace impedancí působením VCVS.

Relativita těchto transformací se projeví v různých výsledcích podle toho, které napětí využíváme jako výstupní. Z obr. 2 vyplývá, že pokud se týká transformace impedancí Z_3 a Z_4 , bude záviset na tom, zda uvažujeme-li výstupní napětí U_3 , nebo zda využíváme k dalšímu zpracování výstup U_4 .

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 následující části naznačíme implementaci metod řízení označených v úvodu jako 1 a, b, c, 2 a, b, c a 3 a, b.

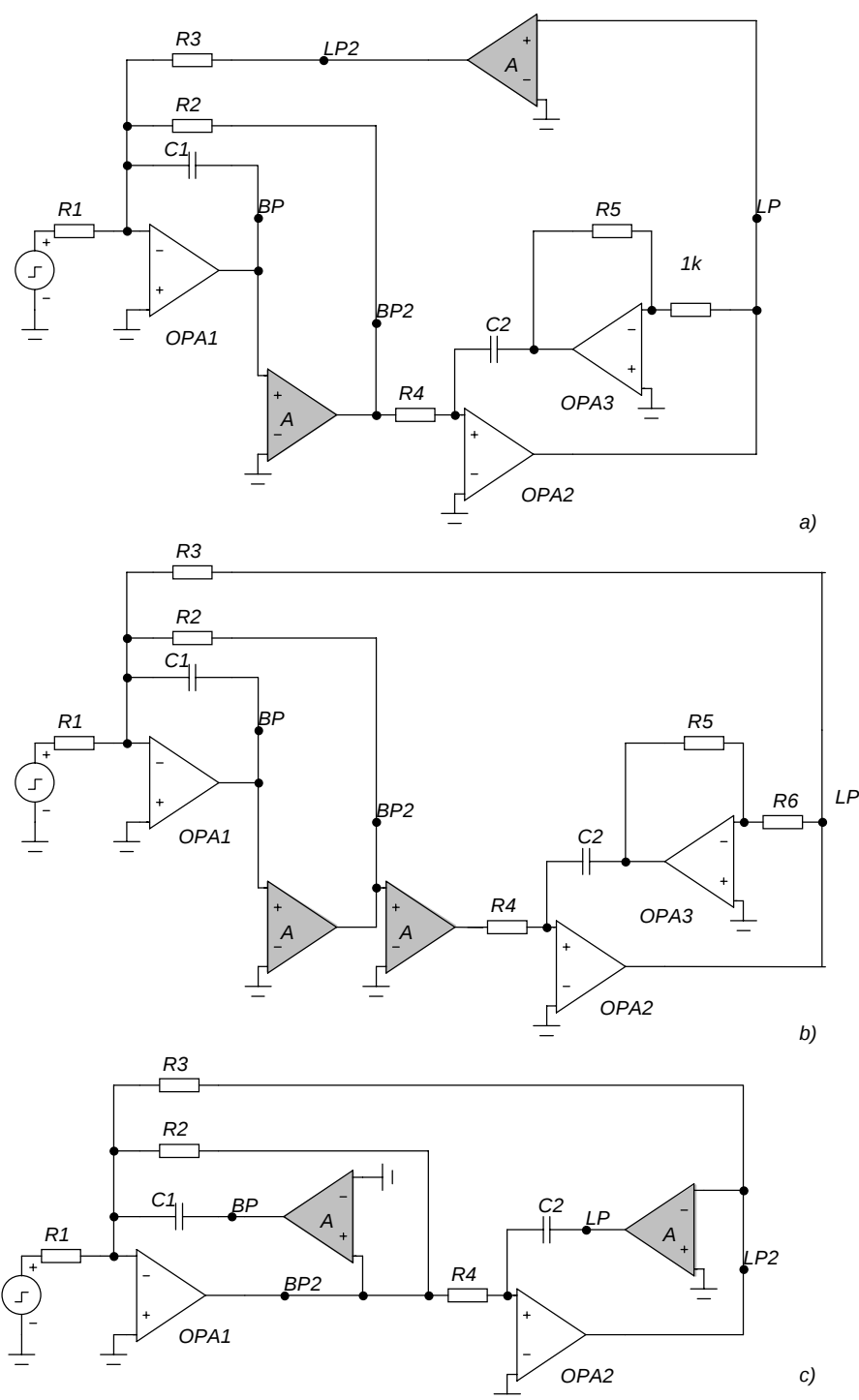
Nastavování ω_0 při pevném činiteli jakosti – metoda 1

Na obr. 3 jsou uvedeny všechny tři varianty. Varianty a) a b) se liší jen umístěním řízeného zesilovače ve smyčce celkové zpětné vazby. Při synchronním řízení obou zesilovačů získáme přeladňovanou pásmovou, resp. dolní propust s konstantním maximem přenosu, využíváme-li u varianty a) výstupy BP2 a LP2, u varianty b) BP a LP2. U varianty c) je přímo použit řízený zesilovač ve funkci zpětnovazebního zesilovače OPA3. Proto je toto zapojení ze všech uvedených nejekonomičtější. Využívané výstupy jsou BP2 a LP2.

Nastavování ω_0 při pevné šířce pásma – metoda 2

Všechny varianty jsou opět uvedeny na obr. 4. Varianta a) využívá modifikaci integrační kapacity C_2 . Pak se kmitočet přeladňuje s druhou odmocninou zesílení A . Pomocné zesilovače se ziskem $1/A$ transformují R_3 a R_4 tak, že se zvětšuje dynamika přeladění. Varianta b) využívá jediného řízeného zesilovače, ovšem rovněž s malou dynamikou

přeladění. Varianta *c)* představuje její rozšíření, kdy větší dynamiky se dosáhne náhradou zesilovače OPA3 řízeným zesilovačem.

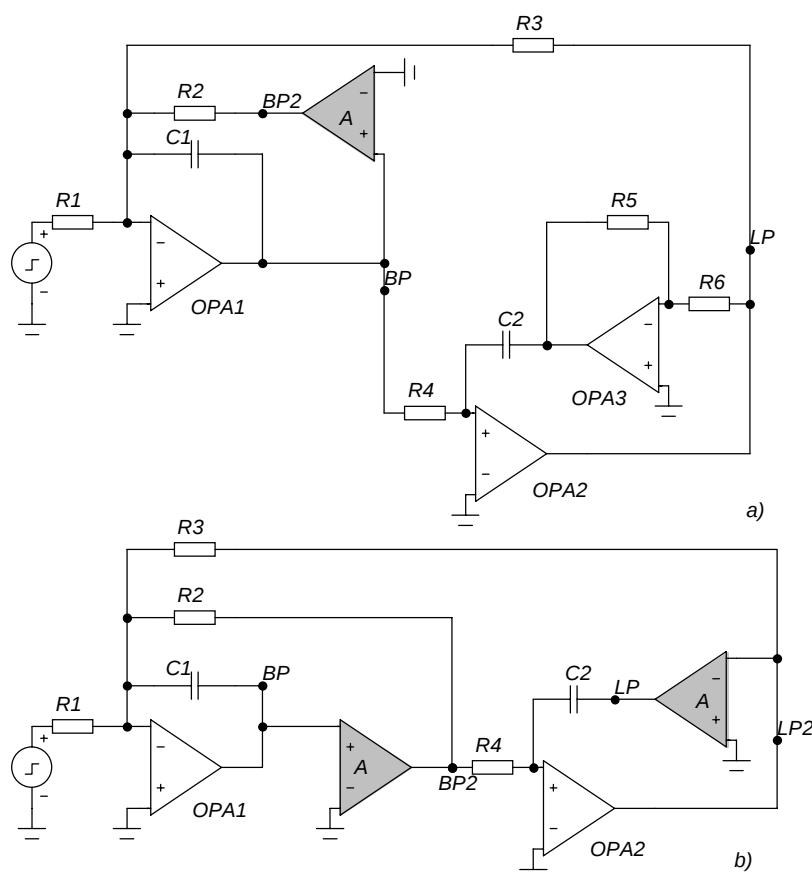


Obr. 3. Přeladování ω_0 při konstantním činiteli jakosti metodami *1a*, *b* a *c*.

Nastavování Q , resp. B při konstantním ω_0 – metoda 3

Dvě varianty jsou na obr. 5. Varianta *a)* je úspornější, protože vyžaduje jediný řízený zesilovač.

Řízené zesilovače byly realizovány obvodem VCA610 [4] firmy Burr-Brown, pevné zesilovače pak obvody CLC420. Při řízení podle zákona $A \in \langle 0.01, 100 \rangle$ lze teoreticky dosáhnout přeladění od 1kHz do 10MHz. Na hranicích přeladovaného pásma se však uplatňují reálné vlivy, které vedou m.j. na problémy se stabilitou. Předběžná analýza ukázala, že k nestabilitě jsou nejméně náchylné varianty 1a) a 3a). Zdá se však, že dostupný SPICE model obvodu VCA610 vykazuje nekorektní chování v režimu časové analýzy, který je využíván k testování stability. Relevantní výsledky budou proto získány až v průběhu praktických experimentů.



Obr. 5. Změna šířky pásma při konstantním ω_0 metodami 3a a b.

Tato práce vznikla za podpory GAČR (projekt č. 102/00/0907) a FEI VUT Brno (projekt "Výzkum elektronických komunikačních systémů a technologií").

Literatura

- [1] SCHAUMANN, R.-GHAUSI, M.S.-LAKER, K.R.: Design of Analog Filters. Prentice Hall, 1990.
- [2] BIOLEK, D.: Možnosti elektronického řízení parametrů filtrů 2. řádu s třemi operačními zesilovači pomocí napětím řízených zesilovačů napětí. Odborná zpráva řešení projektu GAČR č. 102/97/0765, VA Brno, leden 2000.
- [3] BIOLEK, D.-KOLKA, Z.: SNAP Program Extension for Supporting User-Based Analysis and Optimisation of Analog Filters. AMTEE'99 Plzeň, 1999, pp. G01-G04.
- [4] VCA610 – Wideband Voltage Controlled Amplifier. Datasheets, Burr-Brown, 1995.