

## Návrh filtrů se spínanými kapacitami

Ing. DALIBOR BIOLEK, CSc.  
Vojenská akademie, Brno

*V práci je uveden postup praktického návrhu filtrů se spínanými kapacitami, realizovaných z diskretních součástek. Tyto filtry mohou nalézt své uplatnění všude tam, kde je třeba řídit parametry filtru elektrickou veličinou. Návrhový postup je upraven tak, aby byl použitelný i pro návrháře, nepřítisť zasvěcené do teorie filtrů se spínanými kapacitami.*

### 1. Úvod

V praxi se často vyskytuje požadavek realizace filtrů, jejichž přenosové vlastnosti lze definovaným způsobem měnit, resp. řídit vnější elektrickou veličinou. Může se jednat např. o pásmové propusti přeladitelné signálem bez změny tvaru kmitočtové charakteristiky, nebo o různé adaptivní či optimální filtry, kdy parametry filtru nastavujeme v závislosti na výsledku filtrace v předchozím čase nebo podle jiného kritéria.

Výše uvedené záměry lze realizovat z diskretních součástek pomocí filtrů se spínanými kapacitami (SC), sestavených z jednotkových zesilovačů, analogových spínačů a kapacitorů. Tyto filtry lze přeladit změnou vzorkovacího kmitočtu tak, že se logaritmické kmitočtové charakteristiky posouvají po kmitočtové ose bez změny jejich tvaru. Znamená to, že při přeladování zůstává konstantní činitel jakosti a úměrně se mění šířka pásma.

K návrhu filtrů SC je možné přistupovat několika způsoby. Jako nejschůdnější cesta pro běžného návrháře se jeví kaskádní syntéza z univerzálních bloků 2. řádu, které jsou popsány v [7] a [8]. U těchto bloků však nejsou propracovány optimalizační postupy. To může být na závadu zejména při návrhu filtrů, kde je třeba maximalizovat dynamický rozsah, a u filtrů s relativně velkým přeladěním, které vyžadují pečlivou optimalizaci poměrů kapacit.

Níže popsaný postup je založen na přímé tvorbě zapojení filtru z jeho přenosové funkce. Filtr se postupně skládá z integrátorů a z obvodů násobení konstantou (tzv. skalorů). Pomocným nástrojem syntézy jsou jednoduché grafy signálových toků. Syntetizované spínané bloky lze optimalizovat podle několika kritérií.

### 2. Spínané integrátory a skalory a jejich varianty

V tab. I, č. 1.1 je známé zapojení invertujícího integrátoru s operačním zesilovačem (OZ). Spínače mění periodicky svou polohu v rytmu kmitočtu  $f_v$  vzorkovacího signálu. Vzorkování se děje s periodou  $T = 1/f_v$ . Přepínací kapacitor  $C_R$  simuluje rezistor o odporu

$$R = \frac{T}{C_R} \quad (1)$$

a dodává náboj do integračního kapacitoru  $C_1$ . Tento vztah však platí pouze pro dostatečně vysoký vzorkovací kmitočet.

Musí být splněno

$$f \ll f_v/2, \quad (2)$$

$f$  je kmitočet zpracovávaného signálu. Podmínka (2) znamená, že musí být s rezervou splněna podmínka vzorkovacího teorému. V opačném případě dále uvedený zjednodušený postup syntézy nemusí vést k správnému výsledku a v určitých případech může být navržený filtr i nestabilní. Pak je třeba použít komplikovanějšího postupu syntézy přímo v oblasti z [10]. Výše popsané spínané integrátory totiž realizují tzv. FD (forward-difference)  $p$ -z transformaci, která může vést k nestabilitě spínaného filtru. Aby byl námi navržený filtr vždy stabilní, musí pro parametry  $f_0$  a  $Q$  všech pólů přenosové funkce platit

$$f_v/f_0 > 2\pi Q. \quad (3)$$

Stupňovitý charakter výstupního napětí filtru SC způsobený efektem vzorkování obvykle není na závadu, platí-li  $f/f_v = 1:50$  až  $1:100$ .

Pomocí Laplaceova operátoru  $p$  lze vyjádřit přenosovou funkci integrátoru

$$K_i(p) = -\frac{1}{pRC_1}. \quad (4)$$

Konkrétně pro spínaný integrátor

$$K_i(p) = -\frac{1}{p \frac{T}{C_R} C_1}. \quad (5)$$

Přenosová funkce (5) je v tab. I znázorněna grafem. Přenos z uzlu 1 do uzlu 3 je dán součinem přenosů z uzlu 1 do uzlu 2 a z uzlu 2 do uzlu 3:  $U_3 = -C_R(pT)^{-1}/C_1 U_1$ . Spínací kapacitor  $C_R$  má přenos větve  $-C_R(pT)^{-1}$ . Faktor  $pT$  je znakem přepínání s periodou  $T$ .

Změnou polarit vybití kapacitoru  $C_R$  záměnou vývodů přepínačů získáme snadno neinvertující integrátor (varianta 1.2 v tab. I). Tato jednoduchá možnost v klasické analogové technice neexistuje.

Skalor, tj. obvod násobení konstantou, je poslední variantou v tab. I. Jedná se o obyčejný kapacitní dělič s přenosem  $C/(C + C_1)$ . Z tab. I je zřejmé, že graf nespínaného kapaci-

toru  $C$  má logicky přenos  $C$ , avšak v přenosu 2-3 musíme k integrační kapacitě  $C_I$  připočítat kapacitu  $C$ . Je tomu tak proto, že kapacita  $C$  se rovněž podílí na integraci. Obecně celkovou integrační kapacitu  $C_{\Sigma}$  bude tvořit součet kapacit všech pevných (nepsínaných) kapacitorů, které jsou zapojeny mezi vstup jednotkového zesilovače a zem, resp. zdroj napětí. Proto větev mezi vstupem a výstupem jednotkového zesilovače bude mít vždy přenos  $1/C_{\Sigma}$ .

Z výše uvedeného plyne, že lze realizovat jen skalory s nezáporným přenosem menším než jedna. V dalším ukážeme způsob násobení konstantou 1.

Tab. II a III ukazují některé vlastnosti spínaných funkčních bloků, které rozšiřují jejich možnosti oproti blokům klasickým. Varianta 3.2 ukazuje kapacitor  $C_I$  jak ve funkci integračního kapacitoru, tak i jako jedinou komponentu skaloru o přenosu 1.

### 3. Návrh spínaného filtru

#### 3.1. Výběr zapojení filtru

Určení zapojení filtru z jeho přenosové funkce je úloha

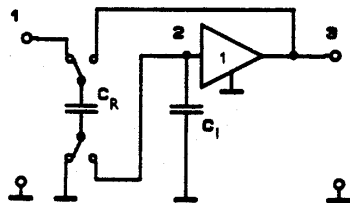
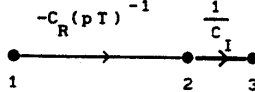
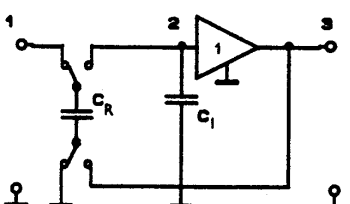
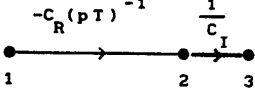
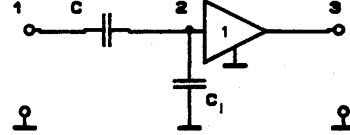
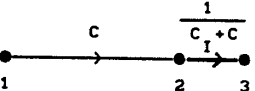
s více variantami řešení. Některé varianty vyloučíme tím, že budeme filtr skládat jen ze zavedených integrátorů a skalorů. Dále bude záviset na našich požadavcích na citlivostní vlastnosti filtru, počtu jednotlivých součástek apod. Filtry 3. a vyšších řádů je vhodné realizovat buď kaskádním spojováním filtrů 1. a 2. řádu, nebo takovou nekaskádní strukturou, která vede na jednoduše řešitelný graf (např. [1]).

Postup návrhu objasníme na příkladu. Je třeba navrhnout inverzní Čebyševův filtr typu dolní propust s parametry: mezní kmitočet  $f_m = 1$  kHz, útlum od kmitočtu 1,3 kHz alespoň 45 dB. Dále požadujeme přeladění mezního kmitočtu v hodnotách 10 Hz – 1 kHz, čehož dosáhneme změnou vzorkovací frekvence v rozmezí dvou dekád.

Z tabulek pro návrh filtrů (např. [4]) vychází 8. řád filtru. Rozhodneme se pro kaskádní syntézu. Přenosová funkce sekce 2. řádu má tvar [4]

$$K(p) = A \frac{P^2 + (2\pi f_z)^2}{p^2 + p \frac{2\pi f_0}{Q} + (2\pi f_0)^2}$$

Hodnoty  $f_0$ ,  $f_z$  a  $Q$  jsou pro všechny sekce uvedeny v tab. IV.

| č   | schéma                                                                              | graf                                                                                 | $U_3(p)$                               |
|-----|-------------------------------------------------------------------------------------|--------------------------------------------------------------------------------------|----------------------------------------|
| 1.1 |  |  | $-\frac{C_R}{C_I} \frac{1}{pT} U_1(p)$ |
| 1.2 |  |  | $\frac{C_R}{C_I} \frac{1}{pT} U_1(p)$  |
| 1.3 |  |  | $\frac{C}{C_I + C} U_1(p)$             |

Tab. I

Konstantou  $A$  lze měnit zisk sekce. Číslo v sloupci  $2\pi f_0 Q$  značí v souladu s (3) minimální vzorkovací frekvence pro dané obvody 2. řádu, které zajišťují jejich stabilitu. Volíme s rezervou  $f_v = 100 \text{ kHz}$  při  $f_m = 1 \text{ kHz}$ .

Pro účely objasnění návrhu postačí, omezíme-li se pouze na návrh první sekce. Volíme  $A = (f_0/f_z)^2 = 0,5995$ , abychom zajistili přenos 1 na nízkých kmitočtech. V konečné fázi návrhu může dojít k změně této konstanty během optimalizace dynamického rozsahu filtru.

$$f_m = 1 \text{ kHz}$$

| č. sekce | $f_z [\text{kHz}]$ | $f_0 [\text{kHz}]$ | $Q$   | $2\pi f_0 Q$ |
|----------|--------------------|--------------------|-------|--------------|
| 1        | 1,307              | 1,012              | 4,049 | 25,738       |
| 2        | 1,542              | 1,110              | 1,296 | 9,039        |
| 3        | 2,308              | 1,314              | 0,732 | 6,039        |
| 4        | 6,572              | 1,553              | 0,525 | 5,120        |

| č.  | schéma | graf | $U_3(p)$                                                                               |
|-----|--------|------|----------------------------------------------------------------------------------------|
| 2.1 |        |      | $\frac{C_R}{C_I} \frac{1}{pT} (U_1 - U_1')$                                            |
| 2.2 |        |      | $\frac{C_R}{C_I} \frac{1}{pT} U_1(p) \cdot \frac{1}{1 + \frac{C_R}{C_I} \frac{1}{pT}}$ |
| 2.3 |        |      | $\frac{C_R}{C_I} \frac{1}{pT} (U_4 - U_1)$                                             |
| 2.4 |        |      | -                                                                                      |

Tab. II

Přenosovou funkci upravíme na tvar

$$K(p) = \frac{a_0 + a_2(pT)^{-2}}{1 + b_1(pT)^{-1} + b_2(pT)^{-2}}, \quad (6)$$

kde

$$\begin{aligned} a_0 &= A = 0,5995, \\ a_2 &= A(2\pi f_z/f_v)^2 = 0,004043, \\ b_1 &= 2\pi f_0/(f_v Q) = 0,01571, \\ b_2 &= (2\pi f_0/f_v)^2 = 0,004043. \end{aligned}$$

V tab. IVa jsou uvedeny tři typy grafů, které odpovídají rovnici (6). Ke každému grafu je přiřazeno základní schéma spínaného filtru, sestaveného z integrátorů a skalorů. Člen  $a_2(pT)^{-2}$  v (6) je realizován kaskádou dvou integrátorů. Protože člen  $a_0 > 0$  a rovněž  $a_2 > 0$ , musí být oba integrátory současně buď neinvertující (varianta 4.1), nebo invertující (varianty 4.2 a 4.3). Člen  $b_1$  můžeme realizovat dvojím způsobem, a to:

— zpětnovazební větví  $-C_1(pT)^{-1}$  z výstupu na vstup integrátoru. Je-li integrátor invertující, lze využít stávající konfigurace spínačů (viz zapojení  $C_6$  a  $C_8$  v 4.2 a  $C_8$  a  $C_9$  v 4.3). Povinná je pouze jedna z obou smyček;

— zpětnou vazbou nespínaným kapacitorem přes dva stupně (kapacitor  $C_6$  v 4.3). Člen  $b_2$  realizujeme zpětnovazebním spínaným kapacitorem přes dva stupně ( $C_7$ ). Účinky této zpětné vazby lze podpořit dvěma nedotýkajícími se smyčkami přes jeden stupeň (viz  $C_8$  a  $C_6$  v 4.1 a 4.2, resp.  $C_8$  a  $C_9$  v 4.3).

O způsobu volby jednotlivých struktur pojednáme dále. Vyjádření koeficientů přenosové funkce všech tří variant pomocí kapacit je shrnuto v tab. IVb.

Předložené varianty zapojení filtrů lze dále zjednodušovat již popsaným způsobem. Nejvíce možností skýtá zapojení 4.1 s neinvertujícími integrátory. Varianta 4.1a vznikla z 4.1 zjednodušením spínaného obvodu prvního integrátoru (viz též zapojení 2.2). Tím se objevuje možnost vypuštění přepínaného kapacitoru  $C_6$ , neboť člen  $b_1$  je již realizován zpětnovazební

smyčkou  $-C_3(pT)^{-1} = 1/C_1$ . V zapojení 4.1b je využito diferenčního vstupu integrátoru s  $C_6$  k realizaci přímé větve s přenosem  $C_6(pT)^{-1}$ , která nahrazuje původní přepínaný kapacitor  $C_6$ . Ve filtru je tak použito pouze čtyř přepínačů místo původních sedmi. U varianty 4.1c je celková zpětná vazba přes dva stupně vedena přes diferenční vstup integrátoru s  $C_3$ , takže lze vypustit přepínaný kapacitor  $C_7$ . Výsledný filtr má minimální počet přepínačů 3 i kapacitorů 5.

Každé zjednodušení však může přinést problémy jiného charakteru, což souvisí s otázkami citlivosti, dynamického rozsahu, nezávislého nastavování parametrů filtru a rozsahu hodnot pracovních kapacit.

### 3.2 Možnosti nastavování filtru

Kmitočtové charakteristiky realizovaných filtrů se mohou lišit od charakteristik navrhovaných v důsledku tolerance použitých kapacit a v důsledku reálných vlastností součástek. V praxi je proto důležitý požadavek snadného „doladění“. Snadné dostavení filtru je realizovatelné tehdy, lze-li dostavovat jednotlivé parametry kmitočtové charakteristiky (např. nulové body, rezonanční kmitočky, činitele jakosti) nezávisle na sobě. Tato podmínka je snáze realizovatelná u nejjednodušších variant zapojení (viz tab. IV). Například u variant 4.1 a 4.2 při  $C_8 = 0$  je možné kapacitorem  $C_6$  řídit činitel jakosti beze změny rezonančního kmitočtu a kmitočtu nulového přenosu. Zmenšením  $C_6$  tedy lze korigovat pokles  $Q$ , způsobený ztrátami v obvodu. Posuny rezonančního kmitočtu kompenzujeme změnami  $C_7$ , kmitočty nulového přenosu přesně dostavíme pomocí  $C_3$ .

U zjednodušených variant tato možnost prakticky neexistuje, neboť dané kapacity již určují velikost většího počtu koeficientů. U některých zapojení, např. 4.1c, jsou dokonce koeficienty  $a_2$  a  $b_2$  stejné, čehož lze využít u obvodů, kde má platit  $f_0 = f_z$ .

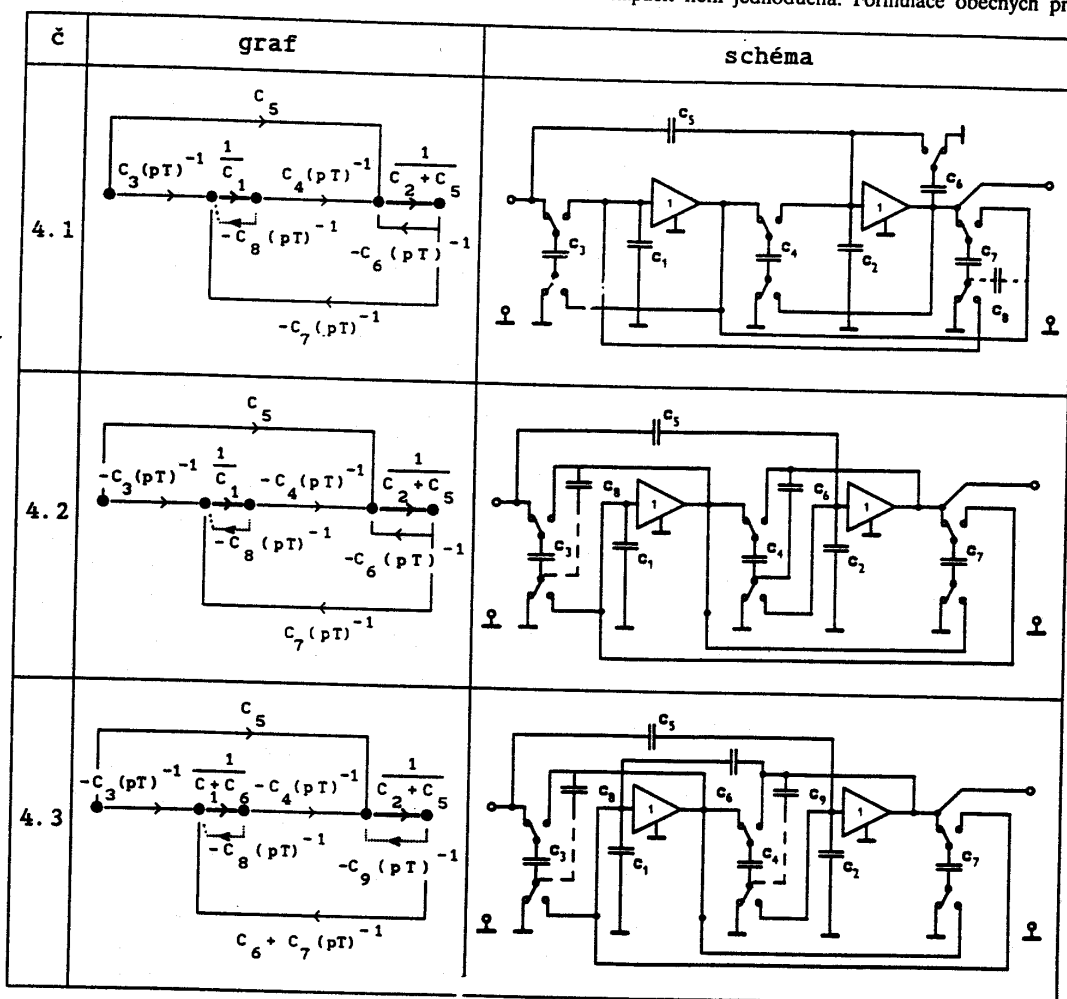
| č   | schéma | graf | $U_3(p)$                                              |
|-----|--------|------|-------------------------------------------------------|
| 3.1 |        |      | $\frac{C_R}{C_I} \frac{1}{pT} U_1 + U_4$              |
| 3.2 |        |      | $\left( \frac{C_R}{C_I} \frac{1}{pT} + 1 \right) U_1$ |

Tab. III

Závěr je tedy následující: je-li pro nás významná možnost dodatečného jednoduchého nastavování parametrů filtru, zvolíme nejednodušší variantu za cenu větší složitosti zapojení.

### 3.3 Citlivostní vlastnosti

Otázka citlivosti kmitočtové charakteristiky filtru na změny kapacit není jednoduchá. Formulace obecných pravidel pro



a)

| varianta | 4.1, 4.2                                                                        | 4.3                                                                                           |
|----------|---------------------------------------------------------------------------------|-----------------------------------------------------------------------------------------------|
| $a_0$    | $\frac{C_5}{C_2 + C_5}$                                                         |                                                                                               |
| $a_2$    | $\frac{C_3}{C_1} \frac{C_4}{C_2 + C_5}$                                         | $\frac{C_3}{C_1 + C_6} \frac{C_4}{C_2 + C_5}$                                                 |
| $b_1$    | $\frac{C_6}{C_2 + C_5} + \frac{C_8}{C_1}$                                       | $\frac{C_6}{C_1 + C_6} \frac{C_4}{C_2 + C_5} + \frac{C_8}{C_1 + C_6} + \frac{C_9}{C_2 + C_5}$ |
| $b_2$    | $\frac{C_7}{C_1} \frac{C_4}{C_2 + C_5} + \frac{C_8}{C_1} \frac{C_6}{C_2 + C_5}$ | $\frac{C_7}{C_1 + C_6} \frac{C_4}{C_2 + C_5} + \frac{C_8}{C_1 + C_6} \frac{C_9}{C_2 + C_5}$   |

b)

Tab. IV

konstrukci filtrů s minimálními citlivostmi je problematická, neboť většinou velmi závisí na konkrétním zapojení a parametrech filtru a na charakteru rozložení rozptylu hodnot kapacit a jejich vzájemné korelaci. Nicméně bez nároků na obecnost a univerzálnost je vhodné řídit se v zájmu nízkých citlivostí těmito pravidly:

- čím jednodušší zapojení filtru, tím lepší citlivostní vlastnosti;
- jednotlivé koeficienty přenosové funkce by neměly záviset na velkém množství kapacit.

Z pravidel plyne, že zjednodušené varianty filtrů mohou vykazovat lepší citlivostní vlastnosti než varianty původní. Požadavky na citlivosti tak mohou být v rozporu s požadavky na možnost snadného nastavení filtru. Dále je zřejmé, že každé přidávání „redundantních“ větví do grafu filtru (např. větve o přenosu  $-C_8(pT)^{-1}$  a  $-C_9(pT)^{-1}$  v tab. IV) může mít za následek zhoršení citlivostních vlastností.

Zopakujeme však, že existuje řada zapojení, vymykajících se uvedeným pravidlům. Postup návrhu aktivních filtrů s ohledem na citlivosti není pro běžné návrháře stále k dispozici.

### 3.4 Rozsah hodnot pracovních kapacit

Přestože přenosové vlastnosti ideálních filtrů SC nezávisí na absolutních hodnotách pracovních kapacit, ale jen na jejich poměrech, nelze tyto hodnoty při návrhu filtru volit libovolně. U integrovaných filtrů SC mají význam tyto veličiny:

$C_{\min}$  — minimální pracovní kapacita, realizovatelná danou technologií výroby integrovaných obvodů;

$C_{\max}/C_{\min}$  — poměr maximální a minimální kapacity, realizované na čipu; tento poměr by neměl být v zájmu efektivního využití plochy čipu příliš velký (5 až 20);

$C_2$  — celková kapacita, realizovaná na čipu; během návrhu se snažíme o její minimalizaci.

Tyto veličiny mají svůj význam i u filtrů, realizovaných z diskretních součástek. Při volbě kapacit jsme totiž vlivem parazitních efektů a dalších příčin omezeni zdola ( $C_{\min}$ ) i shora ( $C_{\max}$ ). Celková kapacita  $C_2$  pak do jisté míry limituje geometrické rozměry realizovaného filtru.

Omezení pracovních kapacit zdola je dáno v podstatě dvěma vlivy:

- pracovní kapacity musí být alespoň o dva řády vyšší než parazitní kapacity plošných spojů, příp. operačních zesilovačů a integrovaných spínačů. Např. u dvoustranných plošných spojů mohou při nevhodném návrhu vzniknout kapacity až několik desítek pikofaradů. Volíme tedy obvykle  $C_{\min} \geq 500$  pF;

— použijeme-li k spínání integrované přepínače MHB4053, pak musíme počítat s obtížně kompenzovatelným přenosem náboje ze spínačů do analogové části. Na kapacity pak proniká rušivé napětí, které je tím větší, čím menší jsou hodnoty pracovních kapacit. Náboj, injektovaný ze spínací části, pak způsobuje přídatné ztráty v obvodu a klesá dosažitelný činitel jakosti. Měřením bylo prokázáno [8], že tento efekt se projevuje rušivě pro hodnoty přepínacích kapacit  $C_R \leq 1$  nF. Rovněž kapacity integračních kapacitorů by měly být alespoň několik nanofaradů.

Omezení pracovních kapacit shora má rovněž své příčiny:

- kapacity nad asi  $1 \mu\text{F}$  jsou obvykle rozměrově nevyhovující a dávají nepříznivé hodnoty tg  $\delta$  nebo svodového odporu. Mohou být zdrojem nežádoucího šumu;
- přepínací kapacitor se nabíjí, resp. vybíjí přes odpor sepnutého spínače  $R_s$ . V případě relativně vysoké časové konstanty dojde k jeho nedostatečnému přebíjení, což naruší funkci filtru. Má-li se kapacitor během doby sepnutí spínače

$T/2 = 1/(2f_v)$  „dokonale“ přebít, musí platit  $R_s C_R = \tau \leq 0,2T/2 = 0,1/f_v$ , neboli

$$C_R \leq \frac{0,1}{f_v R_s} \quad (7)$$

Tak např. pro  $R_s = 200 \Omega$  a  $f_v = 10$  kHz vychází  $C_R \leq 50$  nF. Dále je třeba si uvědomit, že kapacitor je obvykle přebíjen pomocí dvou přepínačů v sérii, takže hodnotu  $R_s$  je vhodné zdvojnásobit a výsledek vyjde dvakrát menší.

Toto omezení se netýká kapacit integračních, neboť ty se přebíjejí ze zdrojů nábojů přes operační zesilovače.

Z uvedeného je zřejmé, že velikosti pracovních kapacit je třeba volit kompromisně. U filtrů, které se vyznačují relativně velkým rozsahem hodnot kapacit  $C_{\max}/C_{\min}$ , můžeme tohoto kompromisu dosáhnout jen s obtížemi.

Z dalšího rozboru vyplývá, že potenciálním zdrojem velkých rozptylů kapacit (velkého poměru  $C_{\max}/C_{\min}$ ) je stav, kdy koeficienty přenosové funkce filtru jsou značně různé od jedničky (obvykle bývají menší než jedna — viz (6)). Tak např. u obvodů 2. řádu platí pro koeficienty jmenovatele

$$b_1 = \omega_0 T / Q = 2\pi(f_0/f_v)/Q,$$

$$b_2 = (\omega_0 T)^2 = (2\pi f_0/f_v)^2.$$

Pro zadané parametry  $f_0/f_v = 100$ ,  $Q = 4,0486$  vycházejí hodnoty mnohem menší než jedna:  $b_1 = 0,01571$ ,  $b_2 = 0,004043$ , což může vést k velkému rozptylu hodnot pracovních kapacit. Tento jev je tím výraznější, čím menší je poměr  $f_0/f_v$ , resp. čím vyšší je hodnota  $Q$ .

Obdobně pro koeficienty čitatele navrhovaného filtru platí (viz (6))

$$a_0 = K_0 = \frac{K_{\max}}{\left[\left(\frac{\omega_z}{\omega_0}\right)^2 - 1\right] Q} = 0,5995,$$

$$a_2 = K_0(\omega_z T)^2 = \frac{K_{\max}(\omega_z T)^2}{\left[\left(\frac{\omega_z}{\omega_0}\right)^2 - 1\right] Q} = 0,004043.$$

Koeficient  $a_2$  vyšel neúnosně malý. Jeden ze způsobů, jak jej více „přiblížit“ k jedničce, spočívá ve vynásobení čitatele konstantou větší než jedna. Tím se pouze zvětší celkový zisk filtru. Vidíme, že volbou velikosti zisku můžeme do určité míry ovlivnit nepříznivý poměr kapacit. Je ovšem pravda, že velikost zisku obvykle nelze volit libovolně, neboť musíme přihlížet k optimalizaci dynamického rozsahu filtru. Takovým způsobem tedy mohou požadavky na maximální dynamický rozsah a na optimální poměry kapacit stát proti sobě.

Příliš malé velikosti koeficientů přenosové funkce lze dále do určité míry kompenzovat tím, že se snažíme, aby koeficienty filtru byly určovány co největším počtem kapacit. Pak se nepříznivá velikost koeficientu rovnoměrněji rozloží na poměry dílčích kapacit, které pak budou „bližší“ jedničce. Toho lze dosáhnout např. přidáváním „redundantních“ větví do grafu filtru (např.  $-C_8(pT)^{-1}$  v tab. IV) a dalšími úpravami, což však může být v rozporu s požadavky na nízké citlivosti i na snadné dostavení filtru.

V případě velkých problémů s realizací příznivého poměru  $C_{\max}/C_{\min}$  je vhodné použít speciálních zapojení spínacích integrátorů s malým rozptylem kapacit podle [3].

## Celková kapacita filtru

Celková kapacita  $C_{\Sigma}$  nemá tak důležitý význam u diskretních realizací jako u filtrů integrovaných, kde přímo limituje plochu čipu. Proto budeme klást větší důraz na optimalizaci poměru  $C_{\max}/C_{\min}$ . Celková kapacita s tímto poměrem sice bezprostředně souvisí, je však určována i počtem kapacitorů a charakterem rozložení jejich kapacit v mezích  $C_{\min} - C_{\max}$ , což je dáno přenosovými vlastnostmi filtru. Nicméně dále popsaný postup minimalizace  $C_{\Sigma}$  při respektování podmínek maximálního dynamického rozsahu vede i na minimální poměr  $C_{\max}/C_{\min}$ .

## 3.5 Maximální horní hranice dynamického rozsahu

V zájmu maximálního využití dynamického rozsahu operačních zesilovačů je potřebné, aby maximální možné velikosti napětí na jejich výstupech byly v pracovním rozsahu kmitočtů stejné. Tohoto stavu lze principiálně snadno dosáhnout u nezjednodušených variant zapojení filtru pomocí dále uvedeného postupu. Spočívá v tom, že změnou hodnot určitých kapacit je možné měnit úroveň napětí na výstupu OZ, aniž se tím ovlivní poměry na výstupech ostatních OZ. Tyto změny kapacit však nemusí být v souladu s naší snahou o dosažení minimálních veličin  $C_{\max}/C_{\min}$  a  $C_{\Sigma}$ . Optimalizace dynamického rozsahu by však měla mít prioritu. Slevit z požadavků na dynamiku je možné až v případě, že příliš velký poměr  $C_{\max}/C_{\min}$  by mohl ohrozit samotnou možnost realizace filtru.

## 3.6 Pomocná pravidla pro návrh filtrů

Všimněme si, že filtr obsahuje vždy větší počet kapacitorů, než jaký je počet výchozích koeficientů jeho přenosové funkce. To nám poskytuje několik stupňů volnosti pro optimalizaci filtru. Znamená to, že existují např. takové zákonitosti změn jednotlivých kapacit, které nezpůsobí změny napětových poměrů v žádném uzlu filtru. Nejtriviálnější případ spočívá v násobení kapacity každého kapacitoru libovolnou kladnou konstantou. Během návrhu však lze využít zajímavějších zákonitostí, které lze vysledovat z grafů stavebních bloků. Tyto zákonitosti formulujeme pomocí pravidel č. 1 a č. 2.

**Pravidlo č. 1.** Chceme-li zmenšit výstupní napětí OZ akrát beze změny napětí na výstupech ostatních OZ, násobíme číslem  $a$  hodnoty kapacit všech spínaných i nespínaných kapacitorů, odebírajících signál z výstupu daného OZ. Integrovaní kapacitu OZ modifikujeme podle vztahu

$$C_1 \rightarrow C_1 + (a - 1) C_{\Sigma} \quad (8)$$

Poznamenejme, že kapacitorem, který odebírá signál z výstupu OZ, se rozumí kapacitor, jehož větev grafu vychází z výstupního uzlu OZ. Uvažujeme-li tedy např. výstup filtru ze zapojení 4.1, bude se jednat o kapacitory  $C_6$  a  $C_7$ , nikoliv však o  $C_4$ . Hodláme-li proto např. zmenšit úroveň napětí na výstupu tohoto filtru o 2 dB, znamená to vynásobit konstantou  $a = 10^{2/20}$  kapacity  $C_6$  a  $C_7$ , a integrovaní kapacitu  $C_2$  zvětšit na hodnotu  $C_2 + (a - 1)(C_2 + C_3)$ .

Tvoří-li celkovou integrovaní kapacitu  $C_{\Sigma}$  jediný kapacitor  $C_1$ , zjednoduší se pravidlo (8) na jednoduché

$$C_1 \rightarrow a C_1 \quad (9)$$

Podmínka (8) ukazuje na jisté omezení pro případ, chceme-li výstupní napětí OZ zvětšovat. Pak je konstanta  $a < 1$  a to

znamená snižování integrovaní kapacity. Protože však nemůže být  $C_1 < 0$ , existuje pro konstantu zvětšení  $a$  toto omezení:

$$a > 1 - C_1/C_{\Sigma} \quad (10)$$

Pravidla č. 1 využijeme k optimalizaci dynamického rozsahu filtru.

O platnosti tohoto pravidla se můžeme přesvědčit pomocí grafů základních variant 4.1 až 4.3. Při ověřování na upravených variantách však zjistíme, že toto pravidlo již nemusí platit. Stejný problém vznikne i u dalších variant, kdy došlo k sdružení více funkcí do jednoho kapacitoru. Dospějeme k závěru, že optimalizace dynamického rozsahu takto zjednodušených struktur je prakticky nemožná. To je asi nejzávažnější argument, hovořící proti použití zjednodušených variant.

Pravidlo č. 1 nelze aplikovat, je-li integrovaní kapacitor vynechán a jeho úlohu zastává jiný nespínaný kapacitor (např. zapojení 3.2). V tomto případě nelze přenos přímé cesty změnit, protože je roven jedné. Optimalizaci dynamického rozsahu pak lze úspěšně provést jen za předpokladu, že integrovaní kapacitor je vynechán jen u jediného zesilovače ve filtru. Výstupní napětí tohoto zesilovače pak přizpůsobíme napětí ostatních stupňů.

**Pravidlo č. 2.** Kapacity všech spínaných i nespínaných kapacitorů, připojených k vstupu zesilovače, násobíme konstantou  $a$ . Pak výstupní napětí všech zesilovačů zůstanou zachována.

Pravidlo č. 2 použijeme k minimalizaci poměru  $C_{\max}/C_{\min}$  a celkové kapacity  $C_{\Sigma}$ .

Na příkladech grafů různých variant filtrů zjistíme, že toto pravidlo platí jak pro výchozí, tak i pro zjednodušené varianty.

## 3.7 Metodika návrhu spínaných filtrů

Návrh spínaného filtru může probíhat například podle těchto bodů:

- získání přenosové funkce filtru,
- nalezení vhodné struktury filtru, která odpovídá přenosové funkci,
- návrh normovaných kapacit filtru,
- optimalizace dynamického rozsahu a celkové kapacity filtru,
- návrh skutečných kapacit filtru.

O prvních dvou bodech jsme se již zmínili. Další postup objasníme na příkladu navrhovaného filtru DPN. Po zvážení našich požadavků na možnosti dolaďování filtru a na dynamický rozsah zvolíme např. variantu 4.1 bez předávního kapacitoru  $C_8$ . V zájmu příznivého poměru  $C_{\max}/C_{\min}$  si můžeme v první fázi návrhu volit multiplikativní člen  $A$  v (6). Můžeme jej nahradit v podstatě libovolnou konstantou menší než jedna. Zisk lze totiž v poslední fázi návrhu snadno upravit aplikací pravidla č. 1. Tento člen lze rovněž zvolit jednotkový, což ovšem znamená vypuštění integrovaního kapacitoru  $C_2$ . Tím se však navždy zbavíme možnosti změn zisku filtru pouhými změnami jeho kapacit pomocí pravidla č. 1. Vyjdeme z přenosové funkce (6). Ze srovnání (6) s *tab. IVb* plynou návrhové vztahy pro kapacity

$$\begin{aligned} \frac{C_5}{C_2 + C_3} &= 0,5995, & \frac{C_3}{C_1} \frac{C_4}{C_2 + C_5} &= 0,004043, \\ \frac{C_6}{C_2 + C_5} &= 0,01571, & \frac{C_7}{C_1} \frac{C_4}{C_2 + C_5} &= 0,004043. \end{aligned}$$

Tuto soustavu rovnic lze dále zjednodušit:

$$\begin{aligned} \frac{C_2}{C_5} &= 0,668\,06, & \frac{C_3 C_4}{C_1 C_2} &= 0,010\,09, \\ \frac{C_6}{C_2} &= 0,039\,226, & \frac{C_7 C_4}{C_1 C_2} &= 0,010\,09. \end{aligned}$$

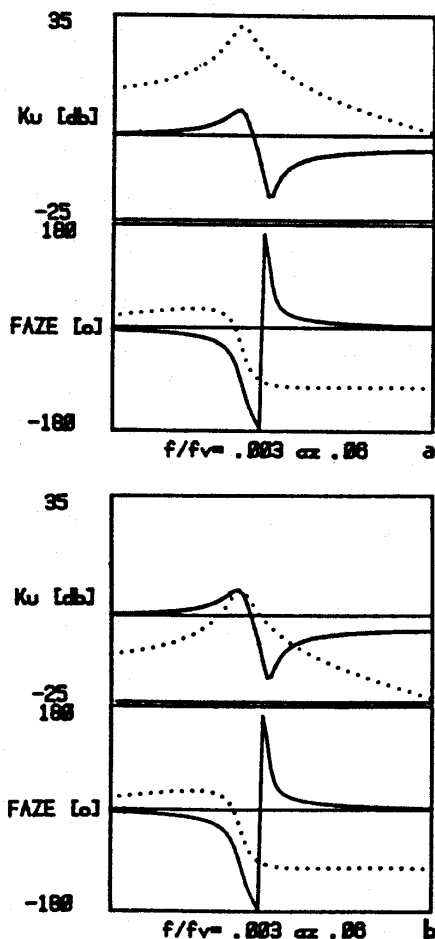
Máme čtyři rovnice o sedmi neznámých. Tři neznámé musíme volit. Volíme vcelku libovolně, neboť nepříznivé důsledky nevhodné volby budou eliminovány následnou optimalizací. V zájmu jednoduchého výpočtu volíme např. normované hodnoty kapacit

$$c_1 = c_2 = c_3 = 1.$$

Pak vychází

$$c_4 = 0,010\,09, \quad c_5 = 1,496\,87, \quad c_6 = 0,039\,226, \quad c_7 = 1.$$

Tím je filtr předběžně navržen. Poměr  $C_{\max}/C_{\min}$  je zatím (před optimalizací) relativně vysoký a vychází  $C_{\max}/C_{\min} = 148$ .



Obr. 1. Kmitočtové charakteristiky filtru (varianta 4.1)  
a) před optimalizací, b) po optimalizaci dynamického rozsahu  
... výstup 1. zesilovače, — výstup 2. zesilovače

Nejprve přistoupíme k optimalizaci dynamického rozsahu filtru. Nejsnáze se optimalizace provádí pomocí počítačového programu pro analýzu filtrů SC. Vykreslíme kmitočtové charakteristiky filtru pro výstupy OZ1 a OZ2 a porovnáme maximální hodnoty zisku. Na obr. 1 je uveden výstup programu SCSK [11], z něhož plyne, že k extrémům dochází v obou případech na stejném kmitočtu  $f = f_v/100$ :  $K_{1\max} = 31,992$  dB,  $K_{2\max} = 7,297$  dB.

V zájmu dosažení maximální horní hranice dynamického rozsahu zmenšíme výstupní napětí OZ1 akrát, kde

$$a = 10^{(31,992 - 7,297)/20} = 17,17.$$

Proto v souladu s pravidlem č. 1 modifikujeme hodnoty kapacit

$$c_1 \rightarrow ac_1 = 17,17, \quad c_4 \rightarrow ac_4 = 0,173\,24.$$

Tím je optimalizace horní hranice dynamického rozsahu ukončena.

Nemáme-li k dispozici počítačový program, můžeme postupovat těmito různými způsoby:

- vynecháme optimalizaci dynamického rozsahu, postavíme vzorek filtru a počítačovou analýzu nahradíme měřením na vzorku. Podle výsledků měření upravíme hodnoty kapacit  $C_1$  a  $C_4$ ;
- maximální hodnoty přenosů na výstupech zesilovačů odhadneme výpočtem. Z grafu filtru určíme přenosové funkce  $K_1$  a  $K_2$ , odpovídající výstupům OZ1 a OZ2, resp. jejich poměr

$$\begin{aligned} \frac{K_1(p)}{K_2(p)} &= \frac{\frac{C_3}{C_1} \frac{C_6}{C_2 + C_5} (pT)^{-2} + \left( \frac{C_3}{C_1} - \frac{C_7}{C_1 C_2 + C_5} \right) (pT)^{-1}}{\frac{C_5}{C_2 + C_5} + \frac{C_3}{C_1 C_2 + C_5} (pT)^{-2}} = \\ &= \frac{0,015\,71 (pT)^{-2} + 0,400\,5 (pT)^{-1}}{0,599\,5 + 0,004\,041 (pT)^{-2}}. \end{aligned}$$

Z vzorce je zřejmé, že filtr se chová na výstupu OZ1 jako kombinace dolní a pásmové propusti. Dá se předpokládat, že obě kmitočtové charakteristiky budou mít rezonanci přibližně na kmitočtu  $f = f_0 = f_v/100 = 1/(100T)$ . Proto  $pT = j\omega T = j2\pi/100$ ,  $(pT)^{-1} = -j \cdot 15,915\,5$ ,  $(pT)^{-2} = -253,303$ . Můžeme proto psát

$$\begin{aligned} a &= \frac{|K_1|_{\max}}{|K_2|_{\max}} = \frac{|-0,015\,71 \cdot 253,303 - j \cdot 0,400\,5 \cdot 15,915\,5|}{|0,599\,5 - 0,004\,041 \cdot 253,303|} = \\ &= 17,72, \end{aligned}$$

což je téměř stejný výsledek, který jsme získali počítačovou analýzou.

Zbývá optimalizovat celkovou kapacitu filtru. Použijeme pravidlo č. 2. Toto pravidlo říká, že transformace kapacit

$$c_1 \rightarrow a_1 c_1, \quad c_3 \rightarrow a_1 c_3, \quad c_7 \rightarrow a_1 c_7,$$

$$c_2 \rightarrow a_2 c_2, \quad c_4 \rightarrow a_2 c_4, \quad c_5 \rightarrow a_2 c_5, \quad c_6 \rightarrow a_2 c_6,$$

$a_1, a_2, \dots$  libovolná navzájem nezávisle volená kladná čísla,

nebudou mít vliv na výstupní napětí zesilovačů. Je tedy zřejmé, že minimální celkové kapacity dosáhneme např. takovou vol-

bou  $a_1$ ,  $a_2$ , která zajistí shodu minimálních hodnot kapacit z obou skupin:

$$\min \{a_1 c_1, a_1 c_3, a_1 c_7\} = \min \{a_2 c_2, a_2 c_4, a_2 c_5, a_2 c_6\}.$$

Tyto minimální hodnoty pro jednoduchost normujeme na jedničku. Volíme tedy

$$a_1 = [\min \{c_1, c_3, c_7\}]^{-1}, \quad a_2 = [\min \{c_2, c_4, c_5, c_6\}]^{-1}.$$

Pro náš případ vychází

$$a_1 = 1, \quad a_2 = 25,4933.$$

Nové hodnoty kapacit proto budou

$$c_1 = 17,17, \quad c_2 = 25,4933, \quad c_3 = c_6 = c_7 = 1, \\ c_4 = 4,4165, \quad c_5 = 38,1601.$$

Poměr  $C_{\max}/C_{\min}$  nyní vychází 38,16.

V závěrečné fázi navrhujeme skutečné hodnoty kapacit. Podle vztahu (7) odhadneme maximální přípustnou hodnotu kapacity, simulující rezistor (pro  $f_c = 100$  kHz,  $R_s = 200 \Omega$ )

$$C_R \leq \frac{0,1}{f_v R_s} = 5 \text{ nF}.$$

Kapacity, simulující rezistory, jsou v našem případě  $C_3$ ,  $C_4$ ,  $C_6$  a  $C_7$ . Největší z nich je  $C_4 = 4,4165$ . Všechny navržené normované hodnoty tedy mohou vyjadřovat skutečnou kapacitu v nanofaradech. Pak nejmenší kapacita  $C_3 = C_6 = C_7 = 1$  nF je dostatečně vysoká k tomu, aby se neuplatnilo pronikání spínacího signálu do analogové cesty.

#### 4. Realizace filtrů se spínanými kapacitami

Při praktické realizaci filtru dbáme jak na výběr vhodných součástek, tak i na dodržování obecných zásad pro konstrukci obvodů s operačními zesilovači [6].

Spínače je vhodné realizovat integrovaným obvodem MHB4053, což je trojice dvoupolohových přepínačů, řízených TTL signálem. Určitou nevýhodou může být relativně malý rozsah pracovních napětí = max.  $\pm 7,5$  V, případně obtížné kompenzovatelný průnik spínacího signálu do analogové cesty, který je však pro pracovní kapacity nad 1 nF prakticky zanedbatelný. Zcela nevhodné je použití MOS tranzistorů KF521, resp. KF552, vyžadujících k řízení velký rozsah spínacího signálu. Řešení není vhodné ani z hlediska konstrukčního a spolehlivostního. Výhodnější je použít integrovanou šestici MH2009. Nevýhoda problematického způsobu řízení těchto spínačů však přetrvává.

Velmi výhodné elektrické vlastnosti mají analogové multiplexery MAC08 (osmikanálový) a MAC24 (dvojité čtyřkanálový), resp. MAC16 (šestnáctikanálový) a MAC28 (dvojité osmikanálový). Jejich struktura je však pro naše účely nevhodná: např. obvod MAC24 bychom mohli využít jen jako jednu dvojici přepínačů, ostatní čtyři kanály by zůstaly nevyužity.

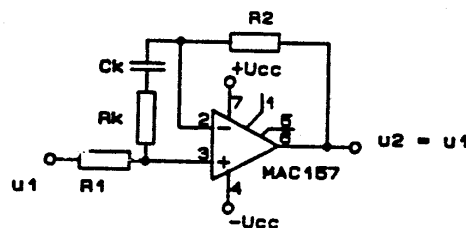
Pro konstrukci spínaných filtrů jsou zřejmě nejvýhodnější, avšak v současné době nedostupné integrované spínače LTC1403 firmy Linear Technology [5]. V pouzdru DIL18 se nachází čtveřice dvoupolohových přepínačů s kompenzovaným osetem. Spínače je možné řídit buď z vestavěného oscilátoru ( $f_v = 20$  kHz až 185 kHz), nebo z vnějšího generátoru vzorkovacího signálu ( $f_{\max} = 5$  MHz).

Rychlost použitých operačních zesilovačů musí být volena s ohledem na maximální vzorkovací kmitočet. Do kmitočtu asi 100 kHz se plně osvědčily bifetové MAC155, které lze nahradit typy B081D až B084D. Při vyšších nárocích na rychlost použijeme B080D s frekvenční kompenzací podle [12] nebo MAC157 s kompenzačním obvodem podle obr. 2 [6]. Hodnoty  $R_k$ ,  $C_k$  je vhodné dostavit experimentálně tak, aby napětí na výstupu OZ nevykazovalo velké záškuby.

Oddělovací jednotkový zesilovač zařadíme i mezi vstup filtru a zdroj filtrovaného signálu, zvláště v případě relativně velkého vnitřního odporu tohoto zdroje.

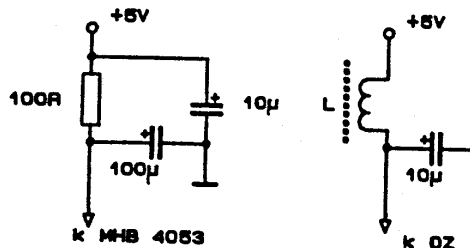
Velkou pozornost je třeba věnovat rušivým signálům a s tím souvisejícím rozvodům napájecích a signálových cest. Optimální je napájení OZ a spínačů ze samostatných zdrojů. Dále důsledně rozlišujeme signálovou a výkonovou zem, přičemž výkonová zem spínačů nesmí být společná s výkonovou zemí OZ a jejich propojení musí být provedeno pouze v jednom místě, tj. u vstupního konektoru desky plošného spoje. Hned za konektorem je nutné každý napájecí zdroj blokovat proti zemi minimálně tantalovými kondenzátory 10  $\mu$ F. Při větších nárocích na filtraci se osvědčily filtry na obr. 3, převzaté z [6]. Kromě toho je třeba blokovat napájecí body každého OZ zvláště proti výkonové zemi nejlépe tantalovými kondenzátory 1 až 10  $\mu$ F, případně kvalitními keramickými kondenzátory 47 nF až 100 nF typu TK764 nebo TK842.

Obsahuje-li výstupní napětí OZ rušivou složku, vyvolanou činností spínačů, pokusíme se jí zbavit Boucherotovým filtrač-

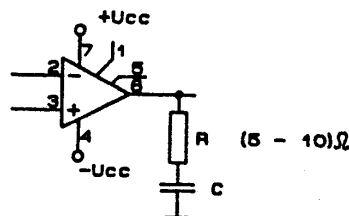


Obr. 2. Frekvenční kompenzace MAC157 v zapojení jednotkového zesilovače [6]

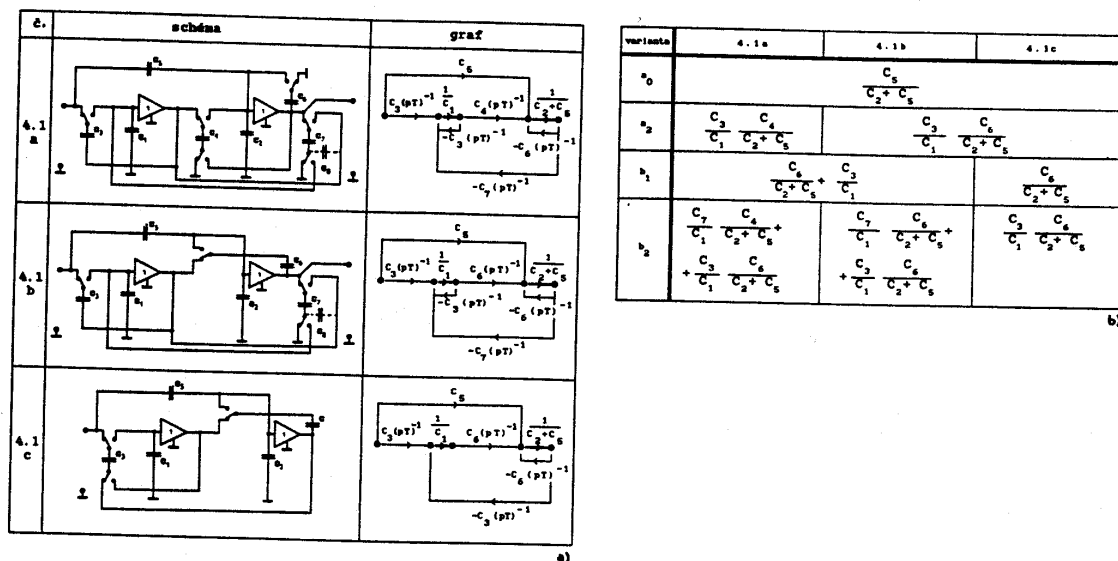
$$R_1 = R_2 = 10 \text{ k}\Omega, R_k = R_1/2 = 5 \text{ k}\Omega, C_k > 1/(2\pi f_c R_1) = 6 \text{ pF}, f_c = 5 \text{ MHz}$$



Obr. 3. Doporučený způsob blokování napájecích přívodů [6]  
L: toroid  $\Phi$  5,5 mm (H20), 33 závitů CuL cca 0,2 mm nebo toroid  $\Phi$  10 mm (H20), 45 závitů CuL cca 0,2 mm



Obr. 4. Boucherotův filtrační člen



Tab. 5

ním členem RC podle obr. 4. Kapacitu  $C$  volíme z podmínky

$$1/(2\pi f_c R) < C \ll 1/(2\pi f R),$$

kde  $f$  je kmitočet užitečného signálu,  
 $f_c$  je kmitočet rušivého signálu.

Obvykle vycházejí relativně velké hodnoty  $C \geq 200$  nF.

Pozornost je třeba věnovat výběru kvalitních kondenzátorů, které mohou ovlivňovat dosažitelný činitel jakosti a časovou a teplotní stabilitu filtru. Nevhodné jsou kondenzátory s  $\tan \delta > 350 \cdot 10^{-4}$  (na kmitočtu asi 1 kHz) a s teplotním součinitelem kapacity nad  $1000 \cdot 10^{-6}/K$ . Jde například o keramické diskové kondenzátory TK676, TK696 a o miniaturní keramické kondenzátory pro nízká napětí TK782, TK783. Pro naše účely vyhoví tzv. keramické kondenzátory typu 1 (písmenný kód teplotního součinitele nesmí být Z, W, X, Y), kondenzátory s plastovým a slídovým dielektrikem. Zvláště vhodné jsou dovážené typy TGL5155, TGL38158 a TGL33965-A s polystyrolovým dielektrikem.

#### Literatura

- [1] Ghausi, M. S. - Laker, K. R.: Modern filter design. Prentice-Hall, Englewood Cliffs, 1981.
- [2] Allen, P. E. - Sanchez, S. E.: Switched Capacitor Circuits. Van Nostrand Reinhold Company, New York, 1984.
- [3] A novel technique for the reduction of capacitance spread in high Q SC circuits. IEEE Trans. on CAS, 36, 1989, č. 1, s. 121 až 125.
- [4] Johnson, D. - Johnson, J. - Moore, H.: Spravočník po aktivním filtru. Elektroizdat, Moskva, 1983.
- [5] Katalog firmy Linear Technology, 1990.
- [6] Filka, M. - Vrba, K.: Telekomunikační projekty. Specializované přednášky. Skriptum VUT Brno, FE, 1989, s. 411.
- [7] Mikula, J. - Hájek, K.: Nesymetrické indukční a jejich využití ve filtrech. Elektrotechnický časopis, 38, 1987, č. 6, s. 413 až 419.
- [8] Mikula, J. a kol.: Filtry se spínacími kapacitami. Výzkumná zpráva, VA Brno, 1985, s. 117.
- [9] Mikula, J. - Biolek, D.: Filtry 2. řádu se spínacími kapacitami. Slaboproudý obzor, 49, 1988, č. 9, s. 459 až 462.
- [10] Biolek, D.: Analýzy a návrh filtrů se spínacími kapacitami. Kandidátská disertační práce, VA Brno, 1989, s. 95.
- [11] Biolek, D.: SCSK-program pro analýzu obvodů se spínacími kapacitami. Slaboproudý obzor, 50, 1989, č. 3, s. 112 až 117.
- [12] Amatérské radio řada B, 39, 1990, č. 3, s. 89.

**Switched-capacitor filter design.** This paper presents a practical design approach to switched capacitor filters based on the application of discrete components. These filters are finding application in all cases where filter parameters are required to be controlled by an electrical quantity. The design procedure has been devised so as to be useful even to those designers who are not fully conversant with the switched-capacitor filter theory.

**Entwurf von Filter mit Schaltkapazitäten.** In dieser Arbeit ist der Ablauf des praktischen Entwurfes eines aus diskreten Bauteilen realisierten Filters mit geschalteten Kapazitäten beschrieben. Diese Filter können überall zum Einsatz kommen, wo die Parameter des Filters durch elektrische Größen gesteuert werden sollen. Der Ablauf des Entwurfes ist so gestaltet, dass er auch von Entwicklern benutzt werden kann, die mit der Theorie der Schaltkapazitor-Filter nur wenig vertraut sind.

**Расчет фильтров с коммутируемыми конденсаторами.** В статье описан метод практического расчета фильтра, состоящего из сосредоточенных коммутируемых конденсаторов. Такой фильтр может быть применен в тех случаях, когда необходимо управлять параметрами фильтра при помощи электрической величины. Метод расчета разработан таким образом, чтобы им могли пользоваться и работники, мало ознакомленные с теорией фильтров с коммутируемыми конденсаторами.

**Projets de filtres à condensateurs de commutation.** Le présent article contient la description d'un procédé d'élaboration des projets pratiques de filtres à condensateurs de commutation, réalisées à partir d'éléments discrets. Ces filtres peuvent trouver leur mise en valeur dans les cas où il est nécessaire de commander les paramètres d'un filtre au moyen d'une grandeur électrique. Le procédé proposé se trouve aménagé de sorte à se qu'il soit utilisable même pour les réalisateurs de projets de filtre dont les connaissances de la théorie des filtres à condensateurs de commutation ne sont pas très profondes.