

OBVODY SE SPÍNANÝMI KAPACITORY

Dalibor Biolek

VA Brno, katedra K301, Kounicova 65, PS 13

612 00 Brno

tel. (05) 4118 2487

e-mail: biolek@cs.vabo.cz

V příspěvku je stručně popsána historie vzniku obvodů se spínanými kapacitami, fyzikální principy jejich činnosti a příklady využití integrovaných SC filtrů a stavebních bloků.

ÚVOD

Koncem 70. let se na trhu objevily první integrované obvody, pracující na principu obvodů se spínanými kapacitami (SC - *Switched Capacitor*). Původní aplikační oblastí těchto obvodů je kmitočtová filtrace. Postupem času se obvody SC rozšířily a našly uplatnění i v oblastech nelineárního zpracování signálu, analogově číslicové konverze i silnoproudé elektroniky. Běžný uživatel se však dnes s těmito obvody setkává především ve formě integrovaných filtrů, v kódech, na deskách AD převodníků či signálových procesorů nebo v modulátorech sigma-delta.

Začátek 90. let je v oblasti analogového zpracování signálů charakteristický nástupem obvodů pracujících v proudovém módu. Typickými stavebními bloky těchto obvodů jsou proudové konveje a zesilovače s proudovým výstupem, například transimpedanční operační zesilovače. V této souvislosti lze zaznamenat částečný přesun zájmu vědecké a odborné veřejnosti od obvodů SC k obvodům se „spínanými proudy“ (*Switched - Current Networks*) [1]. Situaci lze přirovnat k polovině 70. let, kdy byly přerušeny některé projekty výzkumu aktivních filtrů RC (filtrů ARC) v důsledku nutnosti rychlého vyřešení problémů spojených se zaváděním SC obvodů do praxe. Jedním z takto vzniklých dluhů minulosti, který stále čeká na řešení, je problematika nekaskádní syntézy filtrů ARC.

Pokud se týče obvodů SC, na vyřešení řady zajímavých problémů se rovněž teprve čeká, takže přeměrování pozornosti směrem na spínané obvody v proudovém režimu připomíná předčasný odchod od rozdělané práce. Nicméně je pravdou, že 90. léta představují zřetelné ohraničení etapy vzniku a prudkého rozvoje aplikací SC obvodů. Cílem tohoto příspěvku je stručná rekapitulace tohoto období a seznámení širší odborné veřejnosti s v zásadě jednoduchými principy, které v 80. letech umožnily výrazný pokrok v oblasti výroby integrovaných kmitočtových filtrů

OD PASIVNÍCH FILTRŮ K INTEGROVANÝM FILTRŮM SC

Obvody se spínanými kapacitami (dále obvody SC) vznikly v důsledku historického vývoje kmitočtových filtrů od klasických pasivních filtrů RLC až po aktivní plně integrované filtry ARC. Induktory byly dlouho nezastupitelným prvkem v realizaci kvalitních kmitočtových filtrů. Jsou však mnohdy rozměrově nevyhovující a ztrátové a nejsou fyzikálně přizpůsobené pro miniaturizaci. Proto se počátkem 60.let ve větší míře objevují snahy o náhradu induktoru aktivními prvky. Vznikají aktivní RC filtry (dále ARC filtry). Vznikem ARC filtru padla vážná překážka pro miniaturizaci filtru do podoby integrovaného obvodu. Prvními integrovanými filtry byly *nf* filtry v

podobě hybridních integrovaných obvodů, které obsahovaly monolitické operační zesilovače, kapacitní čipy a tlustovrstvé rezistory. Vývoj však šel dále. Dalším krokem k miniaturizaci byla realizace monolitického, tedy plně integrovaného filtru. V oblasti filtračních aplikací jednoznačně zvítězila technologie *MOS* před technologií bipolární pro své některé přednosti, zejména možnost snadného vytváření kvalitních kapacitorů.

Orientace na tuto technologii však přinesla rovněž některé problémy. První problém souvisel s neefektivním využíváním plochy čipu *IO* různými součástkami filtru. Při průměrné tloušťce oxidu 700 Å zabíral realizovaný kapacitor o $C = 1\text{pF}$ plochu kolem $2000\mu\text{m}^2$ [2]. Vzhledem k celkové ploše čipu (cca $10^7\mu\text{m}^2$) se *MOS* kapacitory obvykle nevyrábějí větší než kolem 100pF, typická hodnota je pod 10pF. Uvažujme, že je třeba vyrobit integrovaný filtr pracující v dolní hranici akustického pásma (do 4kHz). Tomu odpovídají časové konstanty filtru řádově $RC \approx 10^{-4}$ s. Při $C = 10\text{pF}$ je tedy vyžadován rezistor o $R \approx 10^7\Omega$. Takový rezistor však zabírá plochu kolem $10^6\mu\text{m}^2$, což je téměř 10% průměrné plochy čipu integrovaného obvodu. Vidíme tedy, že na tvorbě časové konstanty *RC* se odporový i kapacitní prvek podílejí symetricky, zabírané plochy na čipu jsou však v poměru 1:50.

Dalším nepříjemným faktorem je to, že *MOS* kapacitory jsou nelineární. Navíc v možnostech *MOS* technologie je výroba kapacitorů i rezistorů s přesností cca 5-20%. Celková chyba časové konstanty *RC* tak může být až 40%. Tato chyba bude navíc záviset na teplotě a na úrovni zpracovávaného signálu. Vidíme tedy dva slabé články v použití technologie *MOS*:

1. Rozměrově příliš velké rezistory.
2. Nevyhovující dosažitelná přesnost parametrů realizovaného filtru a náchylnost k teplotním a jiným nestabilitám.

Oba tyto problémy byly překonány vskutku originálním způsobem, který bychom mohli přirovnat k myšlence přechodu od filtrů *RLC* k filtrům *ARC*. Problémový prvek - rezistor se nahradí prvkem syntetickým - spínaným kapacitorem. Kapacitor ve spolupráci s periodicky řízenými polovodičovými spínači je zapojen tak, že odebírá elektrický náboj z dané brány a mimo tuto bránu se vybijí, takže simuluje tepelné ztráty podobně jako pevný rezistor připojený k této bráně trvale.

HISTORIE SC OBVODŮ ZAČÍNÁ V MINULÉM STOLETÍ

Pátrání po původci myšlenky simulovat ztrátový prvek - rezistor - prvkem bezztrátovým - kapacitorem doplněným spínači, vede k článku *L.D.Frieda* ze srpna 1972 „*Analog sample - data filters*“ [3]. Avšak *Fettweis*, současný nestor teorie obvodů, upozornil na mezinárodní konferenci v Chicagu v roce 1981 [4] na US patent *Bakera* z roku 1967 [5], v němž jsou popisovány obvody obsahující pouze spínače, kapacitory a operační zesilovače. V patentu je ukázáno, že přenosové vlastnosti těchto obvodů závisí jen na poměrech kapacit.

Byl to ovšem sám *Fettweis*, který připravil půdu pro vznik této myšlenky svými pracemi, týkajícími se analýzy obvodů obsahujících periodicky řízené spínače [6]. V roce 1990 jsme měli možnost hovořit s *Fettweisem* v Praze, kam přicestoval na General Assembly *URSI*. Tehdy přiznal, že na konci 50. let byl pod silným vlivem prací *Zadeha* z oblasti nestacionárních systémů [7]. *Zadeh*, známý především jako duchovní otec fuzzy systémů, tak nepřímo napomohl i vzniku *SC* obvodů. V roce 1963 podal *Fettweis* doktorskou disertaci [8], v níž vyložil základy později slavné teorie „rezonančních transformačních obvodů“ (*Resonant Transfer Circuits, RTC*). Tyto obvody sloužily k principiálně bezztrátovému přenosu elektrického náboje mezi kapacitorem prostřednictvím spínače v sérii s induktorem. Jednalo se tedy o aplikaci spínaných obvodů, kde však nešlo o simulaci ztrát, nýbrž o jejich minimalizaci.

Spínaný kapacitor, tak jak jej známe z konce 60. let, však byl kupodivu znám již v minulém století. K nejvýznamnějším pracem 19. století na poli elektromagnetismu patří Maxwellovo dvoudílné „*A Treatise On Electricity and Magnetism*“ [9]. Otevřeme - li 2. díl této knihy z roku 1873 na straně 374, kde začíná kapitola „*Intermitend Current*“, můžeme si na vlastní oči ověřit, že *Maxwell* popisuje přesný princip tzv. bilineárního rezistoru *SC*, který bude oficiálně „objeven“ až o sto let později. Text je uveden bez jakýchkoliv úprav v originále:

If the wire of a battery-circuit be broken at any point, and the broken ends connected with the electrodes of a condenser, the current will flow into the condenser with a strength which diminishes as the difference of the potentials of the plates of the condenser increases, so that when the condenser has received the full charge corresponding to the electromotive force acting on the current ceases entirely.

If the electrodes of the condenser are now disconnected from the ends of the wire, and then again connected with them in the reverse order, the condenser will discharge itself through the wire, and will then become recharged in the opposite way, so that a transient current will flow through the wire, the total quantity of which is equal to two charges of the condenser.

By means of a piece of mechanism (commonly called a Commutator, or *wippe*) the operation of reversing the connexions of the condenser can be repeated at regular intervals of time, each interval being equal to T . If this interval is sufficiently long to allow of the complete discharge of the condenser,

the quantity of electricity transmitted by the wire in each interval will be $2 EC$, where E is the electromotive force, and C is the capacity of the condenser.

If the magnet of a galvanometer included in the circuit is loaded, so as to swing so slowly that a great many discharges of the condenser occur in the time of one free vibration of the magnet, the succession of discharges will act on the magnet like a steady current whose strength is $\frac{2EC}{T}$.

If condenser is now removed, and a resistance coil substituted for it, and adjusted till the steady current through the galvanometer produces the same deflexion as the succesion of discharges, and if R is the resistance of the whole circuit when this is the case,

$$\frac{E}{R} = \frac{2EC}{T}; \quad (1)$$

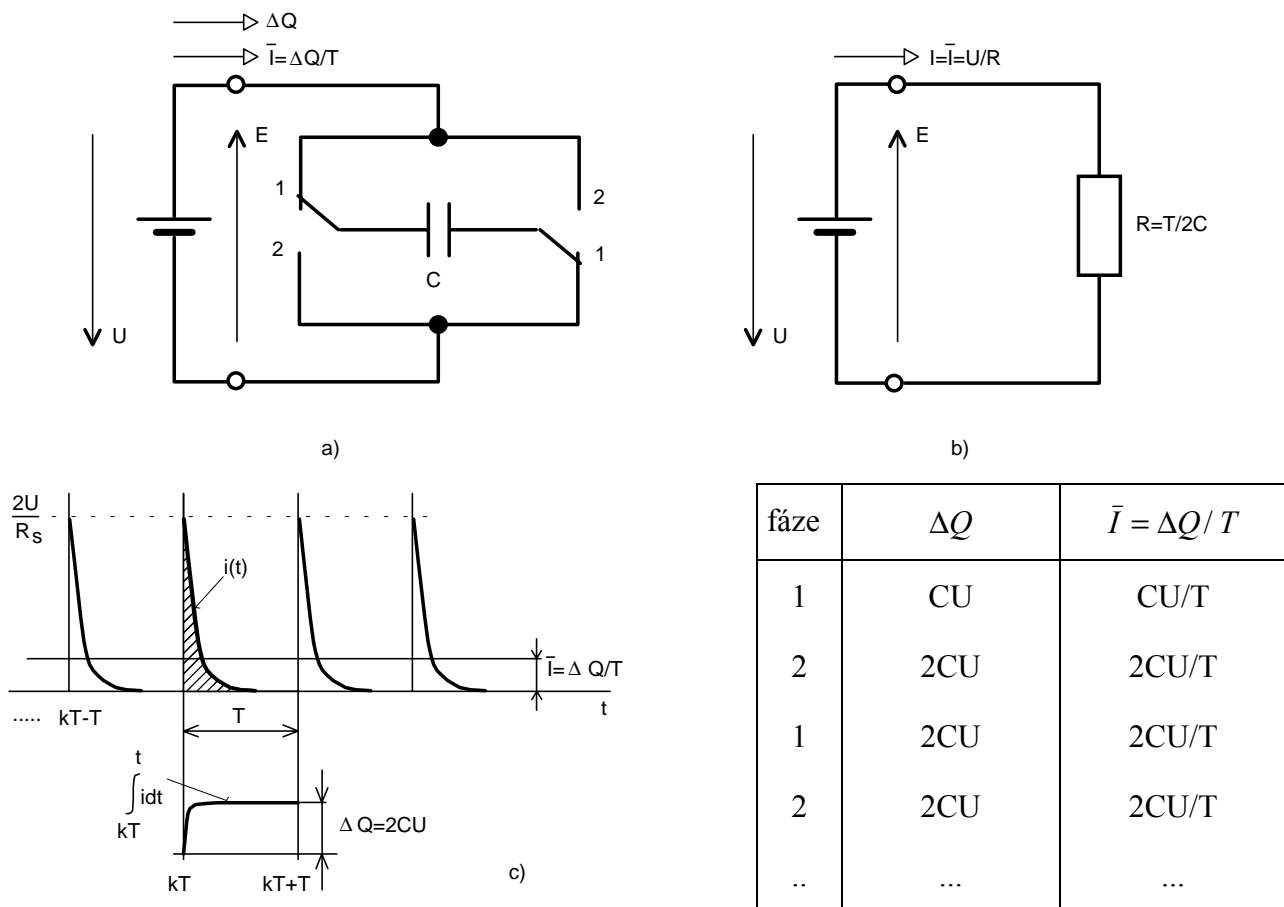
or
$$R = \frac{T}{2C}. \quad (2)$$

Princip Maxwellova pokusu je ilustrován na obr.1a. Spínače se synchronně přepínají mezi stavy **1** a **2** a připojují tak nabitý kapacitor k baterii vždy se střídající se polaritou napětí. Přepínání se děje s periodou T . Po dobu trvání jedné spínací fáze se z baterie odebere elektrický náboj ΔQ , který je roven součinu kapacity C a rozdílu napětí na kapacitoru na konci a na začátku spínací fáze. Veličina $\Delta Q/T$ pak udává průměrný elektrický proud odebíraný z baterie během spínací fáze.

Tabulka popisuje situaci, kdy obvod začíná pracovat s vybitým kapacitorem. Během fáze **1** se kapacitor nabije na napětí baterie a pojme tak náboj CU , který musí přitéct přívodními vodiči baterie. V další fázi je nabitý kapacitor komutován a připojen k baterii v opačném sledu vývodů. Je zřejmé, že nyní nabití na napětí baterie znamená odběr náboje $2CU$. Tento náboj pak bude odebírán v každé následující fázi. Tomu odpovídá střední hodnota proudu v ustáleném stavu $\bar{I} = 2CU/T$. Obrázek 1b pak znázorňuje, že tento střední proud je stejný jako proud, trvale odebíraný z baterie klasickým rezistorem o odporu $T/2C$.

Obrázek 1c však ukazuje, že náhrada pevného rezistoru spínaným kapacitorem samozřejmě není plnohodnotná. Proud odebíraný spínaným obvodem je impulsního charakteru. Ve fázi **1** je kapacitor připojen ke zdroji a prudce se nabíjí na jeho napětí. Počáteční nabíjecí proud je omezen jen celkovým odporem v nabíjecím okruhu R_S , který je tvořen odpory spínačů a vnitřním odporem zdroje. Za relativně krátkou dobu nabíjecí proud exponenciálně zanikne a kapacitor se "přebije" z původního napětí $-U$ na napětí U . Spínaný obvod musí být navržen tak, aby během trvání spínací fáze došlo k plnému nabití C na napětí U . Prakticky to znamená, že časové konstanty obvodu musí být mnohonásobně kratší než doba trvání spínací fáze.

Uvedený princip simulace rezistoru navržený Maxwellem není jediný možný, jak vidíme z obr.2. Jeho zvláštností však je, že na rozdíl od dalších dnes používaných principů je proud odebírán ve všech spínacích fázích. Na začátku 80. let bylo toto zapojení populární, protože *SC* filtry obsahující tyto „toggle switched capacitors“ vykazují strmý přechod kmitočtové charakteristiky z propustného do nepropustného pásma. Ukázalo se však, že pro výrobu integrovaných filtrů technologií *CMOS* je toto zapojení prakticky nepoužitelné, protože na hodnotu simulovaného odporu mají značný vliv parazitní kapacity mezi elektrodami kapacitoru a substrátem, které mohou nabývat až 30% kapacity původního kapacitoru [10]. Na parazitní kapacity je necitlivé pouze zapojení na obr. 2c, a to za předpokladu, že obě „živé“ krajní svorky jsou zapojeny na tvrdé zdroje napětí, resp. virtuální nulu operačního zesilovače. Posledně jmenované zapojení je zajímavé i v tom, že volbou fázování spínačů lze měnit polaritu náboje injektovaného do následných obvodů a tím i znaménko odporu simulovaného rezistoru.

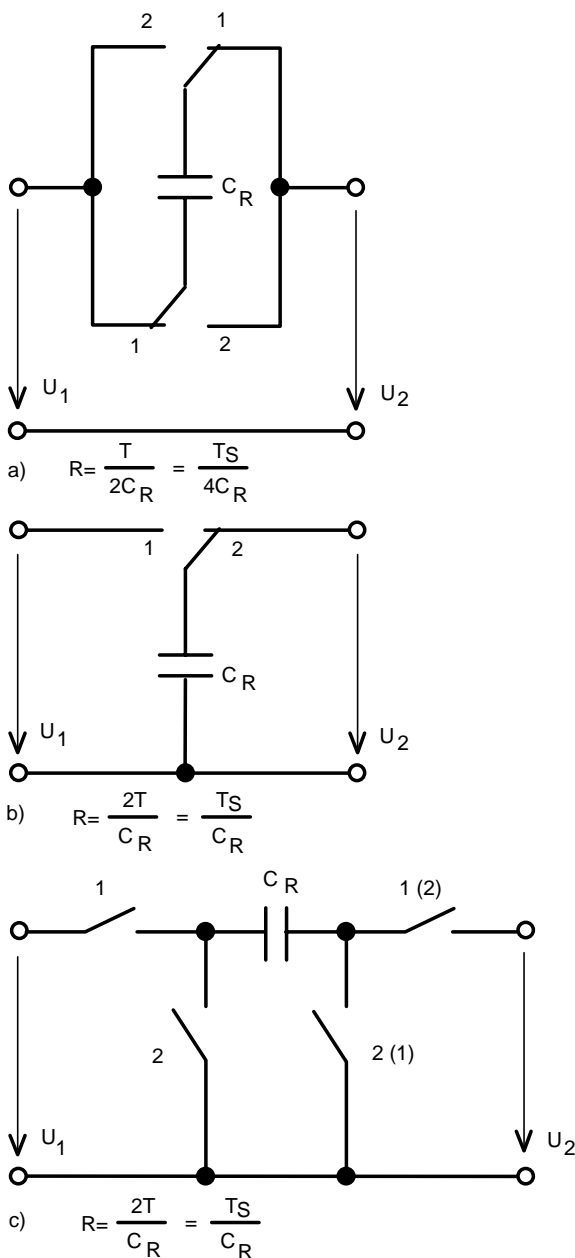


Obr.1. a) Princip simulace rezistoru spínaným kapacitorem podle Maxwella. b) Ekvivalentní rezistor, odebírající z baterie stejný proud jako střední proud odebíraný spínaným obvodem. c) Průběh proudu odebíraného spínaným obvodem v ustáleném stavu.

Původní zapojení na obr. 2a vykazuje čtyřikrát menší odpor než zapojení ostatní, protože při stejném napětí poskytuje čtyřikrát větší střední odběrný proud: Během jedné spínací fáze je kapacitorem odebírán dvakrát větší náboj díky komutaci a tento náboj je odebírán v každé fázi, kdežto u zapojení b a c jen ve fázích 1.

FILTRY SE SPÍNANÝMI KAPACITORY

Z uvedeného je zřejmé, že princip náhrady klasického rezistoru spínaným kapacitorem bude těžko použitelný v aplikacích, u nichž by byl na závadu impulsní průběh proudu. Tato zvláštnost *SC* obvodů však není principiální překážkou při konstrukci kmitočtových filtrů, jejichž vstupní a



Obr.2. Různé způsoby realizace plovoucích rezistorů SC.

výstupní signály jsou napětí. Impulsní proud totiž znamená, že napětí v spínaném obvodu se nebudou měnit plynule, nýbrž skokově v okamžicích periodických změn stavů spínačů a budou mít tudíž charakter signálů typu *Sample-Hold (SH)*. Je-li opakovací perioda spínání $T_S = 2T$ mnohonásobně menší než perioda zpracovávaného signálu, pak vzniklé aperturové zkreslení není významné, případně se dá eliminovat následnou postfiltrací. Mnohdy je dokonce tento zvláštní charakter signálů výhodný a využívá se následnými obvody, např. *AD* převodníkem, je-li *SC* filtr filtrem antialiasingovým.

Aktivní filtr *RC* tedy může být modifikován na aktivní filtr *SC* náhradou všech rezistorů spínanými ekvivalenty. Předpokládejme, že v integrovaných filtrech *SC* se hodnoty pracovních kapacit pohybují kolem 5pF. Odpor spínače *MOS* v sepnutém stavu bývá poměrně velký, kolem 1kΩ. Časová konstanta přebíjení vychází cca 5ns. Vezmeme-li v úvahu, že doba potřebná na plné nabití kapacitoru je asi 7 časových konstant v rámci chyby 0.1%, zjistíme, že současné *SC* obvody, vyrobené technologií *MOS* mohou být navrženy pro vzorkovací frekvence $f_S = 1/T_S$ do desítek MHz.

Jaké výhody plynou z náhrady pevného rezistoru spínaným kapacitorem? Předně jsou významně redukovány požadavky na plochu čipu. Uvažujme vzorkovací frekvenci 100kHz. Pak rezistor o $R = 10^7 \Omega$ je simulován kapacitorem v zapojení na obr.2c o $C_R = T_S / R = 1\text{pF}$. Víme již, že tento kapacitor zabírá plochu 2000 μm^2 , což je 500 krát méně než u původního rezistoru $10^7 \Omega$.

Podívejme se, jak to bude s přesností časové konstanty. Časová konstanta filtru bude nyní dána vztahem

$$RC = T_S \frac{C}{C_R}. \quad (3)$$

Závisí na vzorkovací periodě, která může být přesně řízena ze stabilního oscilátoru, a na poměru dvou kapacit. Zatímco hodnota kapacity kapacitoru *MOS* může být vyrobena s přesností 5-20%, poměr dvou kapacit lze vyrobit s přesností zlomků procenta. Dosažitelná přesnost časové konstanty je nyní kolem 0.05-1%. Je tomu tak proto, že většina zdrojů chyb ovlivňuje kapacitory, které jsou umístěny na společném čipu, stejným způsobem. Poměry kapacit jsou tudíž málo závislé i na změnách teploty a stárnutí čipu.

Ve vzorci (3) je obsažena informace o další pozoruhodné vlastnosti filtrů *SC*. Odpor simulovaného rezistoru lze plynule řídit změnou vzorkovací periody, resp. vzorkovací frekvence. Jsou-li takto řízeny synchronně všechny spínané kapacitory ve filtru, pak to v důsledku znamená možnost elegantního přeladování filtru, t.j. posuv logaritmické frekvenční charakteristiky po

frekvenční ose beze změny tvaru charakteristiky. Těto cenné vlastnosti *SC* filtrů - přeladování signálem - se v praxi hojně využívá.

Zatím jsme hovořili o výhodách, které poskytuje spínaný kapacitor oproti pevnému rezistoru. Zkušenost však ukazuje, že každá výhoda bývá obvykle doprovázena nevýhodami v jiné oblasti. Jaké jsou tedy nevýhody filtrů *SC* oproti filtrům klasickým? Uvedeme dvě principiální nevýhody.

Z předchozího výkladu je zřejmé, že náhrada pevného rezistoru jeho spínaným ekvivalentem není přesná, plnohodnotná. Filtr *ARC* pracuje spojitě v čase, kdežto filtr *SC* impulsně. V důsledku prudkého přebíjení kapacitorů mají napětí v *SC* filtru schodovitý charakter. Pokud je vzorkovací kmitočet daleko vyšší než kmitočet zpracovávaného signálu, pak tento vzorkovací efekt není významný. Doporučují se relace $f_{PRAC} / f_S = 1/50$ až $1/100$. V některých aplikacích je však nutné výstupní signál *SC* filtru vyhladit klasickým *nf* filtrem.

Druhou principiální nevýhodou *SC* filtrů oproti filtrům klasickým je to, že v důsledku vzorkování procházejícího signálu musí být splněna podmínka vzorkovacího teorému

$$f_{PRAC} < \frac{f_S}{2} \quad (4)$$

kde f_{PRAC} je frekvence zpracovávaného signálu a f_S je vzorkovací frekvence. Oblast pracovních kmitočtů je tak shora limitována u technologie *MOS* řádově na jednotky MHz. V případě, že hodláme omezit vliv efektu vzorkování, však musíme volit $f_{PRAC} = f_S / 50$ až $f_S / 100$. Pak dostáváme hranici řádově 100kHz. Při realizaci *SC* filtrů z diskretních součástek, kdy nejrychlejší dostupné analogové spínače pracují do kmitočtů řádově jednotek MHz, lze počítat s pracovními frekvencemi pouze do desítek kHz.

K těmto principiálním omezením pak přistupují projevy některých parazitních vlastností komponentů spínaných obvodů. K nejzávažnějším patří pronikání spínacích impulsů přes mezelektrodové kapacity spínačů do analogové cesty. Toto pronikání se projevuje nejen v přítomnosti aditivního rušení na výstupu filtru, nýbrž i v možné degradaci kmitočtové charakteristiky. Přestože v současných integrovaných filtrech jsou obsaženy poměrně účinné kompenzační obvody, vykazují *SC* filtry obecně horší šumové vlastnosti než filtry klasické. Protože však podstatná část šumového výkonu leží v oblasti vyšších kmitočtů než spektrum užitečného signálu, lze šumové poměry vylepšit jednoduchou postfiltrací.

PŘÍKLADY AKTIVNÍCH FILTRŮ *SC*

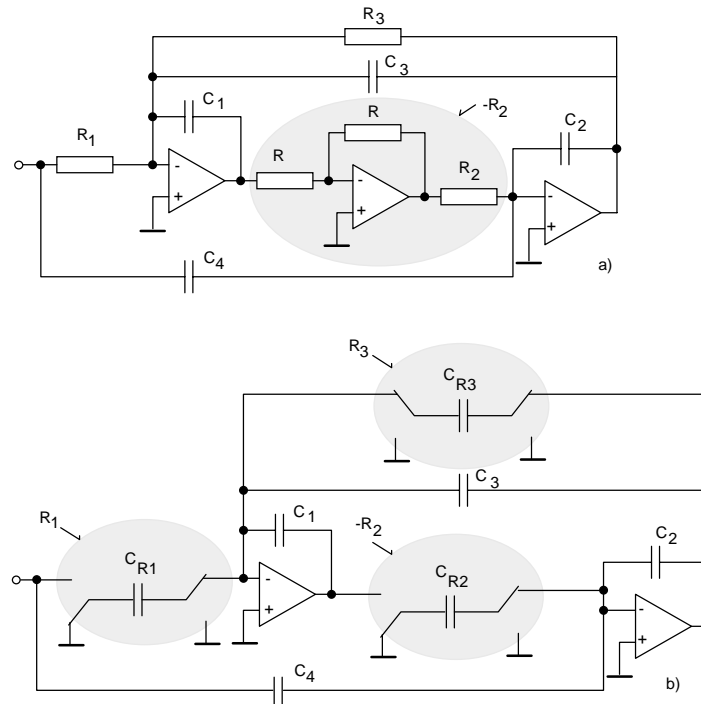
K jednoduchým (avšak mnohdy ne optimálním) metodám návrhu *SC* filtrů z analogového prototypu patří náhrada všech rezistorů jejich spínanými ekvivalenty. Obr.3 ukazuje princip takového přístupu [10]. Na obr.a) je uvedeno známé schéma eliptické dolní propusti 2. řádu s třemi operačními zesilovači. Prostřední zesilovač slouží jen jako invertor a spolu s dalším stupněm tvoří neinvertující integrátor. Odebíráme-li navíc signál z výstupu prvního nebo druhého zesilovače, chová se filtr jako pásmová propust.

Na obr. b) je odvozené schéma *SC* filtru. Rezistory R_1 , R_2 a R_3 jsou nahrazeny spínanými kapacitami C_{R1} , C_{R2} a C_{R3} , jejichž kapacity se přepočtou z vzorců uvedených v obr.2. Invertor je možné zcela vypustit díky vhodnému fázování spínačů komutujících kapacitor C_{R2} .

Uvedený příklad může být zdrojem řady otázek a nejasností, například pokud jde o fázování spínačů. Při náhradě jednotlivých rezistorů spínanými kapacitami by totiž mělo být dáno pravidlo, jaké mají být stavy spínačů vůči sobě u každého nahrazovaného rezistoru. Otázka fázování není vůbec jednoduchá. Běžný uživatel integrovaného *SC* filtru ji naštěstí nemusí řešit.

Na základě předchozí ukázky by mohl vzniknout mylný názor, že *SC* filtry jsou zvláštní odnoží filtrů analogových, z nichž vznikají náhradou rezistorů spínanými kapacitami. Ukazuje se však, že

SC obvody vynikají řadou jedinečných vlastností, jejichž popis nepatří do světa klasických analogových obvodů. Lze vytvořit takovou konstelaci běžných obvodových prvků a spínačů, k níž bychom stěží hledali adekvátní analogový ekvivalent.



Obr.3. a) Příklad eliptického filtru ARC 2. řádu, b) ekvivalentní SC filtr.

Pozoruhodnou vlastností SC obvodů (které se však v integrovaných aplikacích nevyužívá) může být „časově multiplexované chování“, t.j. schopnost chovat se různě v různých spínacích fázích. Znamená to, že SC filtr s dvoufázovým spínáním se může z hlediska jediného páru vstup-výstup chovat „současně“ jako například pásmová i horní propust. Požadovaný výstup lze vybrat správně řízeným spínačem na výstupní bráně [11].

MOŽNOSTI UŽIVATELSKÝCH APLIKACÍ SC FILTRŮ

Stojíme-li před problémem použít v naší aplikaci filtr se spínanými kapacitami, můžeme jej vyřešit některým z následujících způsobů:

1. Zakoupíme některý z integrovaných filtrů, jehož kmitočtová charakteristika a další parametry vyhovují našim požadavkům.
2. Filtr sestavíme z integrovaných SC bloků 2. řádu.
3. Filtr sestrojíme z diskretních součástek.

Zdálo by se, že třetí způsob již dnes patří minulosti vzhledem k možnosti využití integrovaných SC bloků. Není to však zcela pravda díky přesnému stavebnímu bloku LTC1043 [12] určenému pro „diskretní“ realizaci speciálních SC obvodů.

K významným výrobcům integrovaných SC filtrů patří *Linear Technology* a *MAXIM*. Jejich výrobky je možné shrnout do následujících kategorií [12],[13],[14]:

Filtry s pevně nastaveným průběhem kmitočtové charakteristiky s možností přeladování změnou spínací frekvence, bez nutnosti použití externích součástek.

Filtry spadající do této kategorie jsou uvedeny v Tab.1. Obsahují sice interní generátory spínacího signálu, mohou však být buzeny i z vnějšího generátoru například za účelem přeladování.

Obvody firmy MAXIM se vyznačují tím, že interní spínací kmitočet je poloviční oproti kmitočtu externího generátoru.

V integrovaném obvodu bývá obsažen operační zesilovač s nezapojenými vývody, pomocí něhož lze sestavit jednoduchý filtr buď před vlastní SC filtr (antialiasing), nebo za něj (postfiltrace).

označení	řád	typ	aproximace	rozsah f_{mezni} [Hz]	f_s/f_{mezni}	poznámka
MAX291	8	DP	Butterworth	0.1-25000	100:1	
MAX292			Bessel	0.1-25000	100:1	
MAX293			Cauer	0.1-25000	100:1	$f_{\text{nula}}/f_{\text{mezni}}=1.5$, útlum 78dB, zvlnění 0.15dB
MAX294			Cauer	0.1-25000	100:1	$f_{\text{nula}}/f_{\text{mezni}}=1.2$, útlum 58dB, zvlnění 0.27dB
MAX295			Butterworth	0.1-50000	50:1	
MAX296			Bessel	0.1-50000	50:1	
MAX297			Cauer	0.1-50000	50:1	$f_{\text{nula}}/f_{\text{mezni}}=1.5$, útlum 79dB, zvlnění 0.23dB
LTC1064-1			Cauer	do 20000*)	100:1	$f_{\text{nula}}/f_{\text{mezni}}=1.5$, útlum 68dB, zvlnění 0.15dB

*) po přidání dvou externích kapacitorů lze rozsah zvýšit do 50kHz.

Tab.1. Integrované filtry s pevně nastaveným průběhem kmitočtové charakteristiky.

Filtry 2. řádu, „Microprocessor Programmable“ s možností přeladování změnou spínací frekvence, bez nutnosti použití externích součástek.

Jedná se o obvody MAX260/261/262, které obsahují dvojici filtrů 2. řádu s nutností naprogramování parametrů f_0 , f_s/f_0 a Q pomocí speciálního programu přes paralelní port osobního počítače. Bloky je možné využít ke kaskádni (a kdo to umí - i k nekaskádni) syntéze filtru vyššího řádu. Tyto obvody pokrývají rozsah f_0 od 0.01Hz do 140kHz (6 bitů) a Q od 0.5 do 90 (7 bitů). Maximální spínací frekvence je 4MHz.

Filtry 2. řádu, „Pin Programmable“ s možností přeladování změnou spínací frekvence, bez nutnosti použití externích součástek.

Tato kategorie je zastoupena obvody MAX263/264/267/268. Princip je stejný jako u předchozí skupiny filtrů s tím, že parametry sekcí 2. řádu se nastavují ošetřením příslušných vývodů binárním slovem. typy 267/268 jsou určeny pro realizaci pásmových propustí a obsahují přídatný nezapojený operační zesilovač.

Kmitočet f_0 je možné zvolit v rozsahu od 0.4 Hz do 140kHz (5 bitů), činitel jakosti od 0.5 do 90 (7 bitů). Maximální spínací frekvence je 4MHz.

Filtry 2. řádu, „Resistor/Pin Programmable“ s možností přeladování změnou spínací frekvence, s nutností použití přídatných rezistorů. Poměr f_s/f_0 každé ze dvou sekcí 2. řádu se nastavuje šestibitovým řídicím slovem, celková přenosová funkce filtru pak vnějšími rezistory. Maximální dosažitelný kmitočet f_0 je 140kHz u verze MAX266.

Představiteli této skupiny jsou typy MAX265/266.

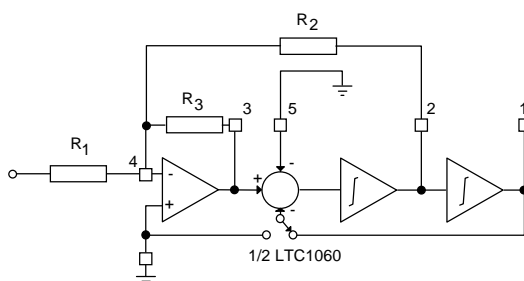
Filtry 2. řádu, „Resistor Programmable“ s možností přeladování změnou spínací frekvence, s nutností použití přídatných rezistorů.

Tyto obvody obsahují podobně jako obvody předchozí skupiny dvojice SC integrátorů s identickými časovými konstantami, které lze řídit spínacím kmitočtem. Po umístění těchto integrátorů do zpětnovazební smyčky vznikne systém 2. řádu, jehož charakteristický kmitočet je dán převrácenou hodnotou součinu časových konstant. Činitel jakosti, jakož i typ přenosové funkce je třeba nastavit vnějšími rezistory a vhodnou volbou vstupu a výstupu.

Firma MAXIM nabízí jediný typ MF10 (dvojitý blok 2. řádu s kmitočtem f_0 od 0.1Hz do 30kHz). Dominantní postavení na trhu má v této kategorii firma *Linear Technology* s obvody typu LTC1059/1060/1061/1064. Typy se liší především počtem dvojic integrátorů (1,2,3,4) a přítomností přidavného operačního zesilovače (ano,ne,ne,ne). Bloky lze přeladovat v rozmezí od 0.1Hz do 140kHz, maximální vzorkovací frekvence je 7MHz (tyto údaje závisí na typu). Poměr f_s/f_0 lze přepínat mezi hodnotami 100:1 a 50:1 volbou logické úrovně na příslušném vývodu.

Filtry SC, doplněné o přidavné pevné rezistory, se mohou chovat nevhodně při přeladování, protože se změnou spínacího kmitočtu se mění pouze ekvivalentní odpory spínaných kapacitorů. Toto však není případ prezentovaných bloků, neboť jejich struktura je navržena tak, že výsledná přenosová funkce filtru závisí na poměrech odporů pevných rezistorů.

Na obr.4 je uvedeno zapojení jedné sekce LTC1060, které se chová na výstupu 3 jako pásmová zadrž, na výstupu 2 jako pásmová a na výstupu 1 jako dolní propust. Přenos každého ze spínaných integrátorů je $1/(\tau p)$, kde τ je časová konstanta řízená spínacím kmitočtem. Pak analýza obvodu na obr.4 vede k zjištění, že kmitočet ω_0 je roven převrácené hodnotě časové konstanty a činitel jakosti je dán poměrem odporů R_2 a R_3 . Znamená to, že při přeladování filtru změnou spínací frekvence dochází k změně ω_0 při konstantním činiteli jakosti.



Obr.4. Příklad využití SC integrátorů v integrovaném obvodu LTC1060.

Stejnoseměrně přesné („No DC Error) dolní propusti s možností částečného přeladování změnou spínací frekvence, s nutností použití přidavného rezistoru a kapacitoru. Spínaný obvod spolu s těmito vnějšími součástkami tvoří Butterworthův, resp. Besselův filtr 5. řádu. Filtr je díky speciální konstrukci extrémně stejnosměrně přesný, neboť mezi vstupem a výstupem je jediná součástka - pevný rezistor. Poměr spínací a mezní frekvence je 100:1, mezní kmitočet lze nastavit do 20kHz.

Na trhu jsou k dispozici tři typy těchto obvodů, LTC1062 (Butterworth), MAX280 (Butterworth) a MAX281 (Bessel). Uvedené obvody lze řadit do kaskády.

Přesný stavební blok LTC1043 určený pro konstrukci spínaných obvodů. Tento integrovaný obvod obsahuje čtveřici přesných, nábojově vyvážených spínačů. Uvnitř obvodu je i generátor spínacího signálu, jehož činnost je však možno blokovat a spínat externě až do kmitočtu 5MHz.

Spolu s kvalitními operačními zesilovači, např. LT1056, je pak možné poměrně jednoduše realizovat nejen filtry, ale i jiné zajímavé obvody, využívající principu spínaných kapacitorů, například velmi přesné přístrojové zesilovače s automatickou kompenzací stejnosměrného offsetu, převodníky frekvence - napětí, zesilovače s řízeným ziskem apod. Podrobnosti nalezne zájemce v [12].

ZÁVĚR

Problematika SC obvodů je rozsáhlá a dnes sahá daleko za oblast kmitočtové filtrace, na kterou jsme se omezili v našem příspěvku. Pro bližší seznámení s problematikou je vhodné prostudovat přehledové články, např. [2], [4], [15], [16], [17], [18], [19]. Dostupné jsou i hodnotné monografie

[20], [21] a především zřejmě nejlepší [10]. Některé principy jsou objasněny v [22]. Dobrým inspiračním zdrojem pro konstruktéry jsou prameny [23], [24] a samozřejmě [12], [13] a [14].

LITERATURA

- [1] TOMAZOU,C.-LIDGEY,F.J.-HAIGH,D.G.: Analogue IC Design: The Current-Mode Approach. Peter Peregrinus Ltd., England, 1993.
- [2] GREGORIAN,R.-MARTIN,K.-TEMES,G.: Switched Capacitor Circuit Design. Proc. IEEE, 71, 1983, No.8, pp.941-956.
- [3] FRIED,D.L.: Analog Sample-Data Filters. IEEE J. Solid-State Circuits, SC-7, Aug. 1972, pp.302-304.
- [4] FETTWEIS,A.: Switched-Capacitor Filters: from early ideas to present possibilities. Proc. 1981 Int. Symp. Circuits Syst., Chicago, IL, April 1981, pp. 414-417.
- [5] BAKER,L.: Dynamic Transfer Networks. United States Patent No. 3 469 213, Sept.23, 1969 (filed May 16, 1967).
- [6] FETTWEIS,A.: Steady-state analysis of circuits containing a periodically operated switch. IRE Trans. Circuit Theory, CT-6, Sept. 1959,No. 3, pp. 252-260.
- [7] ZADEH,L.A.: Frequency Analysis of Variable Networks. PIRE, 38, No.1, 1950.
- [8] FETTWEIS,A.: Theorie des Circuits a Transfert Resonnant. Doctoral Dissertation, University of Louvain, Belgium, 1963.
- [9] MAXWELL,J.C.: A Treatise on Electricity and Magnetism. Vol.1 and 2, Oxford: Clarendon Press, 1873.
- [10]UNBEHAUEN,A.-CICHOCKI,A.: MOS Switched-Capacitor and Continuous-Time Integrated Circuits and Systems. Springer-Verlag, Communications and Control Engineering series, 1983.
- [11]MIKULA,J.-BIOLEK,D.: Filtry 2. řádu se spínanými kapacitivy. Slaboproudý obzor, 49, 1988, č.9, s. 459-462.
- [12]LINEAR TECHNOLOGY. 1990 Linear Databook.
- [13]MAXIM. 1992 New Releases Data Book, Analog Design, Guide Series Book 1.
- [14]MAXIM. 1993 New Releases Data Book Volume II.
- [15]GRAY,P.R.-BRODERSEN,R.W.-HODGES,D.A.: MOS Switched - Capacitor Filters - an Overview.Proc. IEEE Int. Symp. Circuits Syst., Tokyo, Japan, July 1979, pp.905-908.
- [16]TEMES,G.C.: MOS Switched-Capacitor Filters - History and State of the Art. Proc. 1981 European Conf. Circuit Theory and Design, Yhe Hague, Netherlands, Aug. 1981, pp.176-185.
- [17]JENKINS,W.K.: Observations on the Evolution of Switched Capacitor Circuits. IEEE Circuits and Systems Magazine, Dec. 1983, pp.22-33.
- [18]TSIVIDIS,Y.: Principles of Operation and Analysis of Switched-Capacitor Circuits. Proc. of the IEEE, 71, No.8, 1983, pp. 926-940.
- [19]MING,L.L.: A Tutorial on Computer-Aided Analysis of Switched-Capacitor Circuits. Proc. of the IEEE, 71, No.8, 1983, pp. 987-1005.
- [20]GHAUSI,M.S.-LAKER,K.R.: Modern Filter Design. Prentice Hall, Englewood Clifs, 1981.
- [21]ALLEN,P.E.-SANCHEZ,S.E.: Switched Capacitor Circuits. N.Y., Van Nostrand Reinhold Comp., 1984.
- [22]VLACH,J.-SINGHAL,K.: Computer Methods for Circuit Analysis and Design. Van Nostrand Reinhold Company, N.Y., 1983.
- [23]HOSTICKA,B.J.-MOSCHYTZ,G.S.: Practical Design of Switched-Capacitor Networks for Integrated Circuit Implementation. IEEE Electron. Circuits and Syst., vol.3, March 1979, pp.76-88.
- [24]BIOLEK,D.: Návrh filtrů se spínanými kapacitivy. Slaboproudý obzor, 52, 1991, č.6, s. 162-171.