elektrorevue
ISSN 1213 - 1539

Rok / Year:	Svazek / Volume:	Číslo / Number:
2010	12	1

PLNĚ DIFERENČNÍ UNIVERZÁLNÍ A ŘIDITELNÝ FILTR S PROUDOVÝMI AKTIVNÍMI PRVKY

Fully-differential universal and adjustable filter with current active elements

Jan Jeřábek[1], *Roman Šotner*[1], *Kamil Vrba*[1], *Ivan Koudar*[2]

jerabekj@feec.vutbr.cz

[1]Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií VUT v Brně
[2]Design Centre Brno, ON Semiconductor

Abstrakt: V tomto článku se pojednává o novém plně diferenčním digitálně řiditelném proudovém zesilovači (DACA = Digitally Adjustable Current Amplifier) a jeho možné aplikaci při návrhuplně diferenčních filtrů pracujících v proudovém módu. Jsou prezentovány základní vlastnosti nového prvku a jednoduchý model vhodný pro AC simulace. Prezentovaný filtr byl odvozen z nesymetrické předlohy a je univerzální, což umožňuje realizaci různých typů filtru bez změny obvodového uspořádání. Díky vhodně umístěným prvkům DACA je i snadno řiditelný a přeladitelný. Vlastnosti filtru byly ověřeny simulacemi, jejichž výsledky jsou součástí článku.

Abstract: A novel fully-differential (F-D) digitally adjustable current amplifier referred to as Digitally Adjustable Current Amplifier (DACA) and its application to the design of F-D filter working in the current mode are presented in this paper. The basic features of DACA and a simple model suitable for AC simulation are shown. The filter was designed by the transformation of the single-ended (S-E) structure and is universal, which means that it operates as any type of filter, without any change to the structure. The parameters of the filter can be easily tuned thanks to properly placed DACA elements. Simulation results are included in the paper.

PLNĚ DIFERENČNÍ UNIVERZÁLNÍ A ŘIDITELNÝ FILTR S PROUDOVÝMI AKTIVNÍMI PRVKY

Jan Jeřábek[1], Roman, Šotner[1], Kamil Vrba[1], Ivan Koudar[2]
[1]Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, VUT v Brně, Purkyňova 118, 612 00 Brno
[2]Design Centre Brno, ON Semiconductor, Vídeňská 125, Brno
Email: jerabekj@feec.vutbr.cz

Abstrakt – V tomto článku se pojednává o novém plně diferenčním digitálně řiditelném proudovém zesilovači (DACA = Digitally Adjustable Current Amplifier) a jeho možné aplikaci při návrhu plně diferenčních filtrů pracujících v proudovém módu. Jsou prezentovány základní vlastnosti nového prvku a jednoduchý model vhodný pro AC simulace. Prezentovaný filtr byl odvozen z nesymetrické předlohy a je univerzální, což umožňuje realizaci různých typů filtru bez změny obvodového uspořádání. Díky vhodně umístěným prvkům DACA je i snadno řiditelný a přeladitelný. Vlastnosti filtru byly ověřeny simulacemi, jejichž výsledky jsou součástí článku.

Klíčová slova – proudový sledovač, proudový zesilovač, DACA, FD-CF, MO-CF, řiditelný filtr, plně diferenční filtr, proudový mód

1. ÚVOD

Návrhu plně diferenčních (F-D) kmitočtových filtrů obvodů je v současnosti stále věnována velká pozornost. V rámci tohoto článku bude pojednáno o F-D filtrech pracujících v proudovém módu [1], které zpracovávají signál vyjádřený diferencí dvou proudů.

Diferenční struktury [2 – 14] obvodů přinášejí výhody jako např. zvětšený dynamický rozsah, vyšší procento potlačení soufázového signálu, nebo snížení harmonického zkreslení. Symetrická struktura filtru pak umožňuje snadnou aplikaci, kdy je možno zaměnit vstupní či výstupní svorky, aniž to ovlivní funkci obvodu. Mezi nevýhody těchto struktur patří to, že zabírají větší plochu na čipu, spotřebovávají více energie a jejich návrh a přenosové funkce jsou poněkud komplikovanější.

V [2] byly popsány základy návrhu jednoduchých diferenčních filtrů s vysokým CMRR (Common Mode Rejection Ratio) pomocí provázání dvou nesymetrických struktur – tzv. „coupling method“. Jako aktivní prvky jsou přitom využívány dva operační zesilovače s jednoduchým výstupem. Tradičně se v diferenčních filtrech objevují jako aktivní prvky transkonduktanční prvky jako např. BOTA (Balanced Operational Transconductance Amplifier) [3] - [6], často je využíván i diferenční operační zesilovač se symetrickými výstupy [7] - [9]. Dále je možné narazit na plně diferenční filtry s prvkem FDCFOA (Fully Differential Current Feedback Operational Amplifier), s různou vnitřní strukturou, pracující v napěťovém módu, např. [10], využívány jsou i diferenční proudové konvejory [11], [12] a diferential diference OTA [13]. V [14] je možné nalézt koncepce různých jednoduchých plně diferenčních obvodů pro proudový mód, v [15] je pak možné nalézt přeladitelný filtr s operačními zesilovači.

V literatuře [16 – 19] je možné dohledat metodologii návrhu plně diferenčních kmitočtových filtrů s různými cílovými požadavky na vlastnosti navržených filtrů.

Žádný z článků, které jsou autorům známy, neobsahuje zapojení F-D filtru, které by pracovalo v proudovém módu a zároveň s aktivními prvky pracujícími pouze s proudy tak, jak bude ukázáno v tomto článku. Námi navržený filtr je univerzální s možností digitálně nastavovat (vzájemně nezávisle) jak mezní kmitočet, tak činitel jakosti u všech filtračních funkcí. Jako aktivní prvky jsou využívány diferenční proudové sledovače s více výstupy a řiditelné proudové zesilovače. Mezi přednosti navrženého zapojení patří vysoká výstupní impedance proudových výstupů u všech filtračních funkcí, nízkoimpedanční vstup s neměnnou pozicí vstupních svorek a obsahuje pouze proudové aktivní prvky. Návrh filtru byl proveden jednoduchou transformační metodou z původního nesymetrického obvodu.

2. AKTIVNÍ PRVKY

Prvním užitým aktivním prvkem je diferenční proudový sledovač – FD-CF (Fully-Differential Current Follower), který jsme v modifikované verzi prezentovali např. v [20]. Prvek je charakteristický diferenčním proudovým vstupem a minimálně dvěma proudovými výstupy, jak ukazuje Obr. 1a.

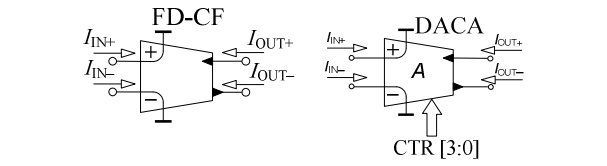
Přenosy proudů prvku FD-CF jsou popsány vztahy:

$$I_{OUT+} = 0{,}5\,(I_{IN+} - I_{IN-}),\ I_{OUT-} = -0{,}5\,(I_{IN+} - I_{IN-}). \qquad (1)$$

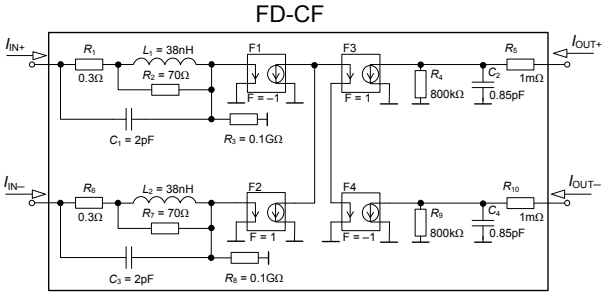
Model třetí úrovně, postihující impedanční vlastnosti proudových vstupů a výstupů je naznačen na Obr. 1c. Obecně je možné počet proudových výstupů velice snadno rozšířit jednoduchým zásahem do vnitřní struktury výstupní části obvodu – opakováním proudů. Toho je využito i v případě zapojení navrženého v tomto článku, kde FD-CF disponuje až šesti výstupy.

Druhým užitým aktivním prvkem je digitálně řiditelný proudový zesilovač – DACA (Digitally Adjustable Current Amplifier), který byl poprvé prezentován v [21]. Tento prvek se od jednoduchého diferenčního proudového sledovače odlišuje především proměnným zesílením proudu (A), které je možné řídit prostřednictvím digitální čtyřbitové sběrnice. Obvod je v současné době vyvíjen na

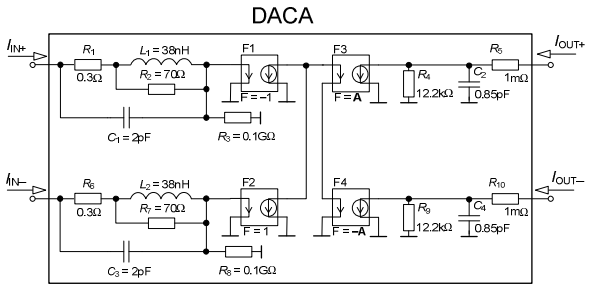
našem pracovišti ve spolupráci s firmou ON Semiconductor v technologii CMOS 0,35 µm a máme jej v dispozici v první testovací sérii pod označením COAK-NAA UTEPS. Schematická značka je znázorněna na Obr. 1b. Model třetí úrovně, postihující impedanční vlastnosti proudových vstupů a výstupů je ukázán na Obr. 1d, principielní vnitřní struktura prvku DACA je uvedena na Obr. 1e. Z modelu DACA je patrná nižší výstupní impedance proudových výstupů než u FD-CF. Je zřejmé, že modely jsou navrženy pouze pro AC simulace.



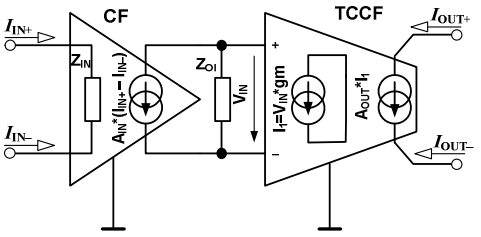
a) b)



c)



d)



e)

Obr. 1: a) Schematická značka prvku FD-CF
b) schematická značka prvku DACA
c) model třetí úrovně prvku FD-CF
d) model třetí úrovně prvku DACA
e) principielní schéma vnitřní struktury prvku DACA

Přenos proudu prvku DACA je podle očekávání dán vztahy:

$$I_{OUT+} = 0{,}5\,A\,(I_{IN+} - I_{IN-}),\ I_{OUT-} = -\,0{,}5\,A\,(I_{IN+} - I_{IN-}). \quad (2)$$

Proudové zesílení prvku DACA je z pohledu vnitřní blokové struktury (Obr. 1e) dáno vztahem

$$A(\boldsymbol{p}) = A_{IN}(\boldsymbol{p})\,A_{OUT}(\boldsymbol{p})\,g_{mT}(\boldsymbol{p})\,Z_{O1}(\boldsymbol{p}), \quad (3)$$

kde $A_{IN}(\boldsymbol{p})$ je přenos proudového sledovače (CF), $A_{OUT}(\boldsymbol{p})$ je zisk výstupního proudového sledovače bloku TCCF (Transconductance Controlled Follower), $g_{mT}(\boldsymbol{p})$ je transkonduktanční zisk bloku TCCF a $Z_{O1}(\boldsymbol{p})$ je zatěžovací impedance bloku CF.

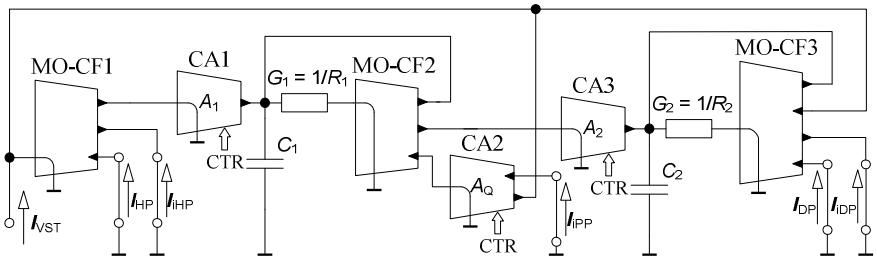
Zesílení je řízeno digitální sběrnici CTR{3:0), která není ve schématu vnitřního zapojení znázorněna. Je zřejmé, že množina možných proudových zesílení bude obsahovat 16 diskrétních hodnot. Počátkem je A = 1 a krok je 6, tedy množina A = {1, 7, 13, 19, …, 91}.

V literatuře lze nalézt různé typy proudových zesilovačů, často označovaných jako COA (Current Operational Amplifier) [22], případně DCCA (Digitally Controlled Current Amplifier) [23]. V prvním případě se jedná o obvod, který je ekvivalentem klasického operačního zesilovače s diferenčním vstupem a komplementárními výstupy a velkým proudovým zesílením, ve druhém o vnitřní část VGA (Variable Gain Amplifier), s možností měnit proudové zesílení pomocí 5-bitové sběrnice. Problémem prvního i druhého obvodu je limitovaná šířka pásma, druhý obvod pak pracuje s proudy pouze uvnitř struktury a na I/O portech se již vyskytuje napětí.

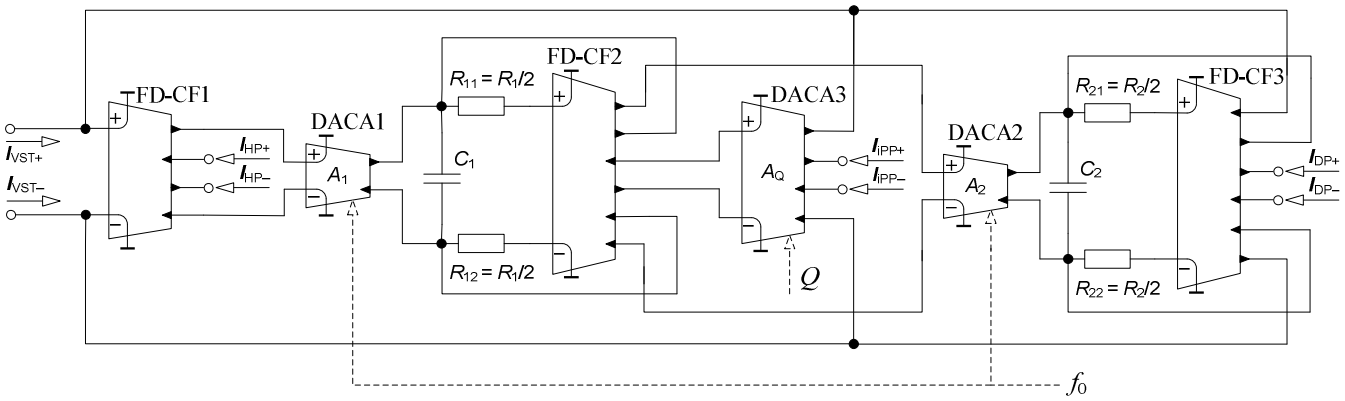
Velmi dobré vlastnosti námi vyvinutého prvku DACA je možné popsat několika parametry. Vstupní impedance je až do kmitočtu 10 MHz velmi nízká, Zin < 2 Ω, na kmitočtu 100 MHz dosahuje hodnoty pouze 23 Ω. Výstupní impedance je až do frekvence 5 MHz rezistivní a rovna 12,2 kΩ, pak zvolna klesá na hodnotu 2 kΩ na 100 MHz, což je na tomto kmitočtu dobrá hodnota. Šířka pásma proudového zesílení je pro všechny hodnoty zesílení vyšší než 180 MHz. Vstupní a výstupní impedance jsou v modelu uvedeném na Obr. 1d modelovány pasivními prvky tak, aby charakter těchto terminálů co nejvíce odpovídal parametrům celého obvodu. Šířka pásma není modelována, jelikož v pásmu, v němž filtry provozujeme, se nikterak negativně neodráží na obdržených charakteristikách.

3. NAVRŽENÝ FILTR

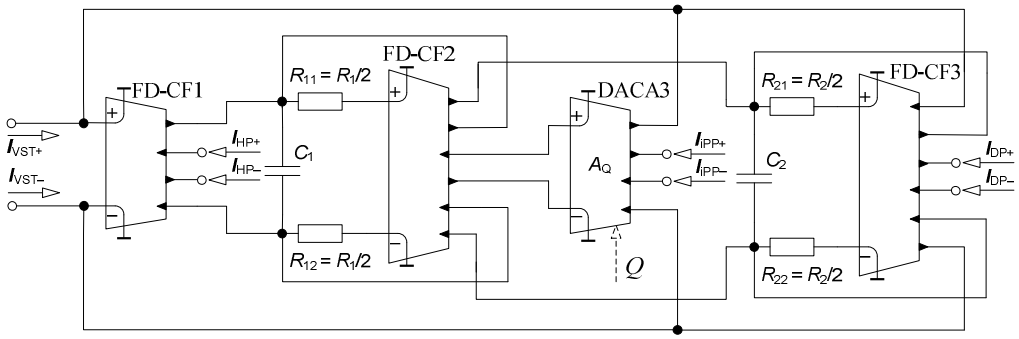
Základní a velice efektivní metodou návrhu F-D filtrů, která byla využita i v tomto případě, je transformace existujícího nediferenčního (S-E) zapojení (Obr. 2a) na symetrické (Obr. 2b). Tato operace spočívá v zrcadlení pasivních součástek a záměně aktivních prvků za jim ekvivalentní symetrické obvody.



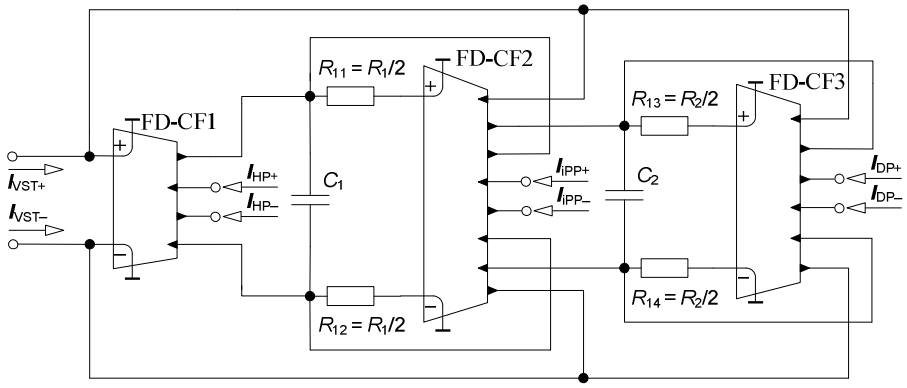
a)



b)



c)



d)

Obr. 2: a) Nediferenční předloha navrženého F-D filtru b) univerzální F-D filtr pracující v proudovém módu c) příklad zjednodušení obvodu – s možností řídit elektronicky pouze činitel jakosti d) univerzální filtr bez možnosti digitálního řízení s třemi aktivními prvky

Charakteristické rovnice obvodů z Obr. 2a a Obr. 2b jsou si díky vhodné volbě hodnot pasivních součástek, která je patrná z Obr. 2, rovny a odpovídají vztahu

$$\boldsymbol{CE} = \boldsymbol{p}^2 C_1 C_2 + \boldsymbol{p} C_2 G_1 A_1 A_Q + G_1 G_2 A_1 A_2 = 0. \quad (4)$$

Z rovnice je zřejmé, že za předpokladu, že $A_1 = A_2 = A$, je možné přelaďovat prostřednictvím tohoto parametru mezní kmitočet filtru nezávisle na činiteli jakosti. Mezi Q a A_Q platí nepřímá úměra, takže můžeme prostřednictvím tohoto zesílení prvku DACA3 řídit činitel jakosti, a to opět nezávisle na ostatních parametrech. Obě tyto vlastnosti dokazují následující vztahy pro charakteristický kmitočet a činitel jakosti:

$$f_0 = \frac{A}{2\pi}\sqrt{\frac{G_1 G_2}{C_1 C_2}}\ ,\ Q = \frac{1}{A_Q}\sqrt{\frac{G_2 C_1}{G_1 C_2}}\ . \quad (5)$$

Přenosové funkce obvodu z Obr. 2b jsou následující.

$$\frac{\boldsymbol{I}_{\mathrm{HP}}}{\boldsymbol{I}_{\mathrm{VST}}} = \frac{\boldsymbol{p}^2 C_1 C_2}{\boldsymbol{CE}}\ ,\ \frac{\boldsymbol{I}_{\mathrm{iPP}}}{\boldsymbol{I}_{\mathrm{VST}}} = -\frac{\boldsymbol{p} C_2 G_1 A_Q}{\boldsymbol{CE}}\ , \quad (6, 7)$$

$$\frac{\boldsymbol{I}_{\mathrm{DP}}}{\boldsymbol{I}_{\mathrm{VST}}} = \frac{G_1 G_2 A^2}{\boldsymbol{CE}}\ , \quad (8)$$

$$\frac{\boldsymbol{I}_{\mathrm{PZ}}}{\boldsymbol{I}_{\mathrm{VST}}} = \frac{\boldsymbol{I}_{\mathrm{HP}} + \boldsymbol{I}_{\mathrm{DP}}}{\boldsymbol{I}_{\mathrm{VST}}} = \frac{\boldsymbol{p}^2 C_1 C_2 + G_1 G_2 A^2}{\boldsymbol{CE}}\ , \quad (9)$$

$$\frac{\boldsymbol{I}_{\mathrm{FČ}}}{\boldsymbol{I}_{\mathrm{VST}}} = \frac{\boldsymbol{I}_{\mathrm{HP}} + \boldsymbol{I}_{\mathrm{iPP}} + \boldsymbol{I}_{\mathrm{DP}}}{\boldsymbol{I}_{\mathrm{VST}}} = \frac{\boldsymbol{p}^2 C_1 C_2 - \boldsymbol{p} C_2 G_1 + G_1 G_2 A^2}{\boldsymbol{CE}}\ , \quad (10)$$

kde pro všechny diferenční proudy ($\boldsymbol{I}_{\mathrm{VST}}$, $\boldsymbol{I}_{\mathrm{DP}}$, $\boldsymbol{I}_{\mathrm{PP}}$, $\boldsymbol{I}_{\mathrm{HP}}$, $\boldsymbol{I}_{\mathrm{PZ}}$, $\boldsymbol{I}_{\mathrm{FČ}}$) platí, že $\boldsymbol{I}_{\mathrm{X}} = \boldsymbol{I}_{\mathrm{X+}} - \boldsymbol{I}_{\mathrm{X-}}$.

Všechny filtrační funkce byly navrženy tak, že jejich vstupní svorka má nízkou vstupní impedanci a výstup má vysokou výstupní impedanci. Dále také u všech uvedených funkcí při libovolném přeladění mezního kmitočtu nebo nastavení činitele jakosti platí, že přenos v propustném pásmu je jednotkový. Invertující filtrační funkce lze snadno obdržet záměnou výstupních svorek + a – (u všech filtračních funkcí).

Struktura obvodu není úplně triviální, obvod je však díky tomu univerzální. Jednoúčelový filtr by bylo samozřejmě možné navrhnout tak, že by výsledná struktura byla mnohem jednodušší. Prezentovanou strukturu na Obr. 2b lze libovolným způsobem zjednodušovat dle konkrétních požadavků návrháře. Jako příklad uvádíme variantu obvodu s možností ladit pouze činitel jakosti, jehož struktura je naznačena na Obr. 2c a také variantu univerzálního filtru bez jakékoliv možnosti digitálního řízení (Obr. 2d). V posledním případě se obvod redukuje pouze na tři nezbytné aktivní prvky. Dvě zjednodušené varianty nebudou v rámci tohoto článku dále analyzovány.

4. NUMERICKÝ NÁVRH PARAMETRŮ FILTRU

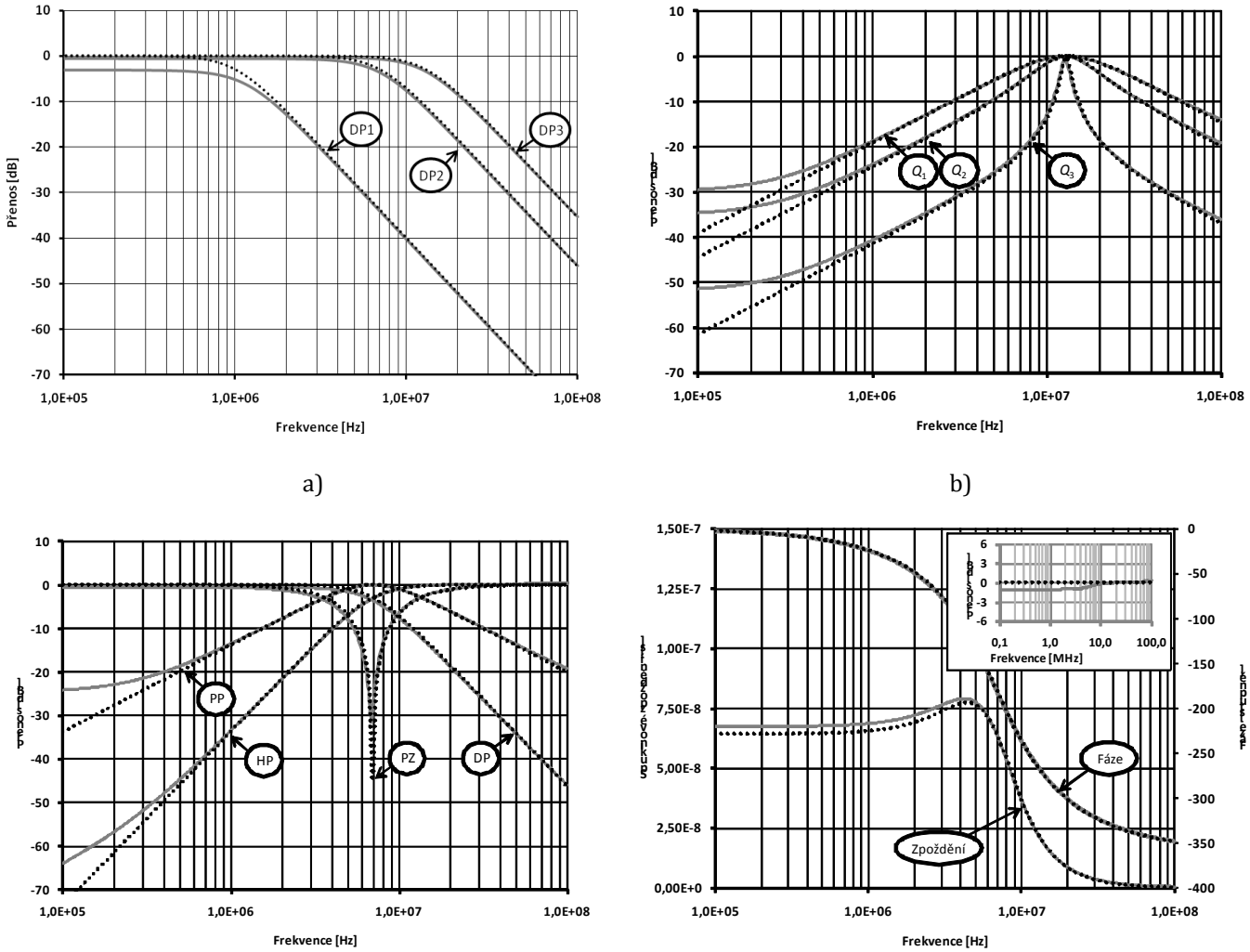
Numerický návrh kmitočtového filtru z Obr. 2b je založen především na stanovení požadovaného mezního kmitočtu (v tomto případě pásma mezních kmitočtů) a činitele jakosti filtru. Na základě volby hodnot kapacit kondenzátorů C_1 = 470 pF, C_2 = 22 pF a činitele jakosti odpovídající Butterworthově aproximaci (Q = 0.707) byly pro nejnižší uvažovaný mezní kmitočet (f_0 = 1 MHz) a počáteční hodnoty zesílení (A = 1, A_Q = 13) stanoveny odpory rezistorů takto: $R_{11} = R_{12} = 2G_1 = (AQA_Q) / (4\pi f_0 C_1) = 1556\ \Omega$, $R_{21} = R_{22} = 2G_2 = A / (4\pi f_0 C_2 Q A_Q) = 394\ \Omega$.

Změnou zesílení A přímo přelaďujeme mezní kmitočet filtru. Jako příklad zvolená množina A = {1; 7; 13} odpovídá mezním kmitočtům f_0 = {1; 7; 13} MHz. Množině zesílení A_Q = {13; 7; 1} odpovídají pak hodnoty činitele jakosti Q = {0,707; 1,3; 9}.

5. VÝSLEDKY SIMULACE

Vlastnosti navrženého filtru byly ověřeny simulací v OrCADu. Pro tyto účely byly všechny aktivní prvky (FD-CF a DACA) nahrazeny modely uvedenými na Obr. 1c a Obr. 1d.

Na Obr. 3 je možné nalézt vybrané charakteristiky filtru. U všech grafů jsou znázorněny i ideální průběhy. Jako ukázka vlastností navrženého filtru byly vytvořeny čtyři grafy. Na Obr. 3a je patrné přelaďování mezního kmitočtu u filtru typu DP (f_{0_DP1} = 1 MHz, f_{0_DP2} = 7 MHz, f_{0_DP3} = 13 MHz) pro základní činitel jakosti Q = 0,707. Je zřejmé, že charakteristiky poměrně dobře korespondují s teoretickými předpoklady. Pouze v případě nejnižšího mezního kmitočtu došlo v propustném pásmu k útlumu 3 dB, který je zapříčiněn relativně nízkou výstupní impedancí prvků DACA. Na Obr. 3b je ukázka změny činitele jakosti u filtru typu PP (Q_1 = 0,707; Q_2 = 1,3; Q_3 = 9) na zvoleném mezním kmitočtu f_0 = 13 MHz. Nižší útlum signálu v dolním nepropustném pásmu je dán opět především relativně nízkou výstupní impedancí prvku DACA vzhledem k impedancím v některých uzlech obvodu. Na třetím grafu (Obr. 3c) jsou ukázány průběhy filtrů typu DP, HP, PP a PZ pro mezní kmitočet f_0 = 7 MHz a s činitelem jakosti Q = 0,707. Shoda s teoretickými předpoklady je na vysoké úrovni. Opět můžeme pozorovat na nízkých kmitočtech stejný jev jako v předcházejících případech. Na Obr. 3d jsou vykresleny všechny charakteristiky fázovacího článku (modulová a fázová charakteristika, skupinové zpoždění) pro zvolený mezní kmitočet f_0 = 7 MHz a s činitelem jakosti Q = 0,707. Největší shoda s ideální křivkou je patrná u fázové charakteristiky, ale i ostatní dva průběhy poměrně dobře odpovídají teoretickým předpokladům. Pokud bychom chtěli obdržet co nejširší pásmo s konstantním skupinovým zpožděním, bylo by třeba přepočítat hodnoty součástek tak, aby činitel jakosti byl roven Q = 0,58.



Obr. 3: Charakteristiky filtru typu a) DP pro tři uvažované charakteristické kmitočty (1; 7; 13 MHz) b) PP pro tři uvažované hodnoty činitele jakosti (0,707; 1,3; 9) na kmitočtu 13 MHz c) DP, HP, PP a PZ pro char. kmitočet 7 MHz d) charakteristiky fázovacího článku pro mezní kmitočet 7 MHz a Q = 0,707 – fázová a modulová charakteristika, skupinové zpoždění

— výsledky simulace ⋯ teorie

6. ZÁVĚR

V článku jsou popsány základní parametry plně diferenčního a řiditelného proudového prvku – DACA a jeho jednoduchý ale dostatečně přesný model pro AC simulace do kmitočtu 100 MHz. Za hlavní přednosti tohoto prvku lze považovat velkou šířku pásma, nízkou vstupní impedanci, digitálně řiditelné proudové zesílení obvodu a možnost zpracovávat plně diferenční proudové signály. Na základě transformační metody byl z nesymetrické předlohy navržen plně diferenční filtr, který využívá nové diferenční proudové aktivní prvky. Zapojení filtru je univerzální, umožňuje snadnou a vzájemně nezávislou změnu mezního kmitočtu a činitele jakosti a všechny filtrační funkce mají nízkou vstupní a vysokou výstupní impedanci. Pro všechny tyto funkce navíc platí, že přenos v propustném pásmu je vždy jednotkový, a to i při změně mezního kmitočtu filtru prostřednictvím synchronní změny zesílení obou užitých prvků DACA. Vlastnosti filtru byly ověřeny simulací. Z obdržených charakteristik lze usuzovat, že filtr byl navržen správně a simulované křivky se velmi blíží teoretickým předpokladům.

PODĚKOVÁNÍ

Vznik tohoto článku byl podpořen projekty Grantové agentury České republiky č. 102/09/1681 a 102/08/H027, dále výzkumným záměrem Ministerstva školství, č. MSM 0021630513.

LITERATURA

[1] C. Toumazou; F.J. Lidgey; D. HAIGH: Analogue IC design: the current mode approach. London: Peter Peregrinus, 1990.

[2] O. Casas; R. Pallas-Areny: Basics of Analog Differential Filters. IEEE Trans. Instrum. Meas. Vol. 45, No. 1, pp. 275-279, 1996.

[3] D. H. Chiang; R. Schaumann: Design of a CMOS fully-differential continuous-time tenth-order filter based on IFLP topology. Proc. IEEE Int Symp Circuits and Systems, Monterey, USA, pp. 123-126, Vol. 1, 1998.

[4] Y. Deng; S. Chakrabartty; G. Cauwenberghs: Three-decade programmable fully differential linear OTA. Proceedings of the 2004 International Symposium on In Circuits and Systems, Vol. 1, pp. I-697-700, 2004.

[5] R. Thirugnanam; D. S. Ha; B. H. Park; S. S. Choi: Design of a Tunable Fully Differential GHz Range Gm-C Lowpass Filter in 0.18 μm CMOS for DS-CDMA UWB Transceivers. Proc of the 2006 Int Symposium on Circuits and Systems, pp. 2377-2380, 2006.

[6] M. O. Shaker; S. A. Mahmoud; A. M. Soliman: New CMOS Fully-Differential Transconductor and Application to a Fully-Differential Gm-C Filter. ETRI Journal, Vol. 28, No. 2, 2006.

[7] F. Maloberti; F. Montecchi; G. Torelli; E. Halász: Bilinear design of fully differential switched-capacitor ladder filters, IEE Proc Electronic Circuits and Systems, Vol. 132, No. 6, pp. 266-272, 1985.

[8] D. Vazquez; A. Rueda; J.L. Huertas; E. Peralias: A high-Q bandpass fully differential SC filter with enhanced testability. IEEE Journal of Solid-State Circuits, Vol. 33, No. 7, pp. 976-986, 1998.

[9] A. Baschirotto; R. Castello: A 1-V 1.8-MHz CMOS Switched-Opamp SC Filter with Rail-to-Rail Output Swing, IEEE Journal of Solid-State Circuits, Vol. 32, No. 12, pp. 1979-1986, 1997.

[10] S. A. Mahmoud: Low Voltage Fully Differential CMOS Current Feedback Operational Amplifier, Proc 47th IEEE Midwest Int Symp Circuits and Systems, Vol. 1, pp. 49-52, 2004.

[11] Y.Z. Liao; H.P. Chen; W.T. Lee: Versatile universal voltage-mode filter employing minimum components. IEICE Electronics Express, Vol. 6, No. 17, pp. 1246-1252, 2009.

[12] E.A. Soliman; S.A. Mahmoud: New CMOS fully differential current conveyor and its application in realizing sixth order complex filter. IEEE Int Symp Circuits and Systems, pp. 57-60, 2009.

[13] S.A. Mahmoud; A.M. Soliman: New CMOS fully differential difference transconductors and application to fully differential filters suitable for VLSI. Microelectronics Journal, Vol. 30, No. 2, pp. 169-192, 1998.

[14] R.H. Zele; D.J. Allstot; T.S. Fiez: Fully balanced CMOS current-mode circuits. IEEE Journal of Solid-State Circuits, Vol. 28, No. 5, pp. 569-575, 1993.

[15] J. Jiang; Y. Wang: Design of a tunable frequency CMOS fully differential fourth-order Chebyshev filter. Microelectronics Journal, Vol. 37, No. 1, pp. 84-90, 2006.

[16] E.M. Spinelli; M.A. Mayosky; R.J. Mantz: Independent common-mode and differential-mode design of fully differential analog filters. IEEE Trans Circuits and Systems II, Vol. 53, No. 7, pp. 572-576, 2006.

[17] P. Kumar; R. Senani; R.K. Sharma; S.S. Gupta: Unified methodology for realizing fully-differential current-mode filters, WSEAS Trans on Electronics, Vol. 3, No. 7, pp. 389-392, 2006.

[18] M. Massarotto; O. Casas; V. Ferrari; R. Pallas-Areny: Improved Fully Differential Analog Filters. IEEE Trans on Instrumentation and Measurement, Vol. 56, No. 6, pp. 2464-2469, 2007.

[19] E.M. Spinelli; M.A. Mayosky: Christiansen, C.F.: Dual-mode design of fully differential circuits using fully balanced operational amplifiers. IET Circuits, Devices & Systems. Vol. 2, No. 2, pp. 243-248, 2008.

[20] J. Jerabek; K. Vrba: Design of High-Frequency Filters Working in the Pure Current Mode with CMI. In ICONS 2007. Sainte-Luce, Martinique: IEEE Computer Society, p. 1-4, 2007.

[21] D. Kubanek; K. Vrba: State-Variable Higher-Order Filters with Differential Input/Output Current Followers. Int Transaction on Computer Science and Engineering, Vol. 49, No. 1, p. 186-196, 2008.

[22] M. Altun; H. Kuntman: Design of a fully differential current mode operational amplifier with improved input–output impedances and its filter applications. AEU - International Journal of Electronics and Communications, Vol. 62, No. 3, pp. 239-244, 2008.

[23] A. A. El-Adawy; A. M. Soliman; H. O. Elwan: Low voltage fully differential CMOS voltage mode digitally controlled variable gain amplifier. Microelectronics Journal, Vol. 33, No. 2, pp. 139-146, 2000.