

Dvokanalne IIR banke filtara sa frekvencijskim maskiranjem

Ljiljana Milić i Jelena Čertić

Sadržaj — U ovome radu prikazan je nov pristup realizaciji dvokanalne banke IIR digitalnih filtara zasnovan na metodi frekvencijskog maskiranja. Komplementarni filtarski par koji čini dvokanalnu banku konstruisan je pogodnom kombinacijom periodičnog model filtarskog para i maskirajućih filtara. Model filtarski par čini komplementarni NF/VF par IIR halfband filtara koji se realizuje kao paralelna veza dva filtra svepropusnika. Maskirajući filtri su FIR filtri linearne faze. Pokazano je da rezultujući komplementarni filtarski par ostvaruje visoku selektivnost u potkanalima i približno savršenu komplementarnost po snazi. U odnosu na postojeća rešenja koja su zasnovana isključivo na FIR filtrima, sa rešenjem koje se predlaže u ovome radu postiže se znatno manje ukupno kašnjenje dvokanalne banke i smanjuje se ukupan broj konstanti množenja. Pored toga, izborom IIR halfband filtara aproksimativno linearne faze, fazna karakteristika u potkanalima je približno linearna.

ključne reči — banke filtara, digitalni filtri, frekvencijsko maskiranje, komplementarni filtarski parovi.

I. UVOD

TEHNIKU frekvencijskog maskiranja pogodnu za realizaciju digitalnih filtara visokih performansi prvi je uveo Lim [1]. Suština ove metode je da se zahtevana specifikacija umesto jednim filtrom veoma visokog reda ostvari pogodnom kombinacijom nekoliko filtara znatno nižega reda. Ova metoda omogućava realizaciju vrlo strogih zahteva u pogledu selektivnosti i time doprinosi efikasnijem korišćenju frekvencijskog spektra [1] – [4].

Poslednjih godina, razmatrane su primene tehnike frekvencijskog maskiranja u realizaciji dvokanalnih banki digitalnih filtara [5], [6]. Dvokanalna banka digitalnih filtara primenjuje se gde god je potrebno da se ulazni signal razdvoji na dva potkanala, najšeeće na NF i VF potkanal, i da se posle odgovarajuće obrade po potkanalima sintetizuje kompozitni signal. Najpoznatije primene su kodovanje, obrada govora, skremblovanje, eliminisanje šuma (*denoising*), obrada muzičkog signala, i drugo. U literaturi postoji veliki broj različitih specifičnih rešenja dvokanalnih banki filtara, a izbor najpogodnijeg rešenja uslovljen je osobinama signala, odnosno konkretnoj primeni. U praksi je uglavnom teško postići visoku selektivnost potkanalskih filtara i istovremeno zadovoljavajuću karakteristiku banke kao celine. Da bi se

ovaj problem rešio istraživane su mogućnosti koje pružaju tehnike frekvencijskog maskiranja [5], [6]. Cilj je da se prelazna zona između propusnih opsega NF/VF filtarskog para što više smanji i tako poboljša korišćenje raspoloživog frekvencijskog spektra što je posebno značajno kod brzo promenljivih signala.

Realizacija FIR dvokanalne banke zasnovana na frekvencijskom maskiranju prikazana je u radu [5]. Rešenje je dato za sledeće uslove: (i) širine frekvencijskih opsega NF i VF potkanala su jednake, (ii) banka zadovoljava komplementarnost po snazi uz veoma male tolerancije, tj. banka ostvaruje približno savršenu rekonstrukciju (*nearly perfect reconstruction filter bank*). U nedavno publikovanom radu [6] data su rešenja za dvokanalne FIR filtarske banke za slučaj nejednake podele frekvencijskog spektra između potkanala sa ciljem da se omogući konverzija frekvencije odabiranja sa racionalnim faktorima.

U ovome radu pokazan je koncept primene IIR filtara i tehnike frekvencijskog maskiranja u realizaciji dvokanalne banke visokih performansi. Razmatra se dvokanalna banka sa maksimalnom decimacijom. Rešenje koje se predlaže zasnovano je na komplementarnom paru IIR filtara koji se koriste kao periodični model filtri, i FIR filtrima linearne faze koji se koriste kao maskirajući filtri. Prikazuje se jedna efikasna realizaciona struktura i diskutuju ostvarive karakteristike predloženog rešenja.

II. DVOKANALNA BANKA DIGITALNIH FILTARA SA MAKSIMALNOM DECIMACIJOM

Blok dijagram dvokanalne banke sa maksimalnom decimacijom (*maximally decimated filter bank*) prikazan je na Sl. 1(a). Banku analize čini par kanalskih filtara: propusnik niskih frekvencija $H_{a0}(z)$ i propusnik visokih frekvencija $H_{a1}(z)$, dok banku sinteze čini par: propusnik niskih frekvencija $H_{s0}(z)$ i propusnik visokih frekvencija $H_{s1}(z)$. Kanalski filtri dele osnovni frekvencijski opseg na dva jednaka dela kao na Sl. 1(b), pa se frekvencija odabiranja u potkanalima može sniziti za faktor 2, a zatim se posle bloka za obradu signala u svakom potkanalu banke sinteze frekvencija odabiranja povećava za faktor 2. Ovakva banka naziva se banka sa maksimalnom decimacijom.

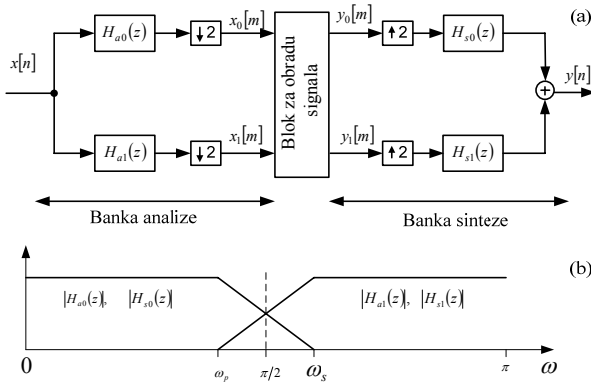
Karakteristike banke definišu se pod pretpostavkom da su banka analize i banka sinteze direktno kaskadno vezane, odnosno da je $y_0[m] \equiv x_0[m]$ i $y_1[m] \equiv x_1[m]$. Poželjno je da filtri budu projektovani tako da banka ne doprinosi izobličenju ulaznog signala, odnosno da je signal na izlazu zakašnjen replika ulaznog signala, tj. $y[n] = x[n - d]$, gde

Istraživanja prikazana u ovome radu finansijski su podržana od strane Ministarstva za nauku i tehnologiju Republike Srbije.

Lj. D. Milić, Institut Mihajlo Pupin, Volgina 15, 11050 Beograd, Srbija; (e-mail: milic@kondor.imp.bg.ac.yu).

J. D. Čertić, Elektrotehnički fakultet u Beogradu, Bulevar kralja Aleksandra 73, 11120 Beograd, Srbija; (e-mail: certic@etf.rs).

d predstavlja ukupno kašnjenje signala. Ovakva banka naziva se banka sa savršenom rekonstrukcijom (*perfect reconstruction FB*). Češće se u praksi iz razloga ekonomičnosti koriste banke sa približno savršenom rekonstrukcijom (*nearly perfect reconstruction FB*) gde je $y[n] \approx x[n-d]$.



Sl.1 Dvokanalna banka filtera sa maksimalnom decimacijom: (a) blok dijagram, (b) podela frekventijskog opsega.

Ulazno/izlazne relacije banke sa Sl. 1 definišane su preko funkcije distorzije $T_0(z)$ i *aliasing* funkcije $T_1(z)$,

$$Y(z) = T_0(z)X(z) + T_1(z)X(-z), \quad (1)$$

koje su određene funkcijama prenosa filtera kao što sledi

$$T_0(z) = H_{a0}(z)H_{s0}(z) + H_{a1}(z)H_{s1}(z), \quad (2)$$

$$T_1(z) = H_{a0}(-z)H_{s0}(z) + H_{a1}(-z)H_{s1}(z). \quad (3)$$

Funkcija distorzije $T_0(z)$ predstavlja funkciju prenosa dvokanalne banke, a $T_1(z)$ predstavlja *aliasing* koji nastaje u banci usled decimacije. Da bi se ostvarila približno savršena rekonstrukcija filteri $H_{a0}(z)$, $H_{a1}(z)$, $H_{s0}(z)$, $H_{s1}(z)$ treba da budu odabrani tako da se ispune uslovi: $T_0(z) \approx z^{-d}$, $T_1(z) \approx 0$.

Za analizu i rekonstrukciju signala pogodne su QMF (*quadrature mirror filter*) banke gde su filteri u bankama analize i sinteze komplementarni po snazi, a između funkcija prenosa filtera iz banke analize i banke sinteze uspostavljaju se relacije koje *aliasing* nastao u banci analize poništavaju u banci sinteze, dajući kao rezultat $T_1(z) \approx 0$ [7], str. 805.

III. REALIZACIJA DVOKANALNE BANKE PRIMENOM TEHNIKE FREKVENCIJSKOG MASKIRANJA

U tehnici frekventijskog maskiranja za realizaciju širokopojasnog filtera sa veoma malom prelaznom zonom koristi se model filter $G(z)$ i njemu komplementaran filter $G_c(z)$ i dva maskirajuća FIR filtera. Najpre se formira periodičan filterarski par $[G(z^L), G_c(z^L)]$, i zatim se kombinuje sa maskirajućim filterima tako da se dobija funkcija prenosa širokopojasnog filtera sa malom prelaznom zonom. Ako su maskirajući filteri NF filteri, rezultujući filter je takođe NF filter, a kada su maskirajući filteri VF filteri i rezultujući filter je VF filter.

Kao što je predloženo u radu [5] filteri analize $H_{a0}(z)$, $H_{a1}(z)$ i filteri sinteze $H_{s0}(z)$, $H_{s1}(z)$ mogu se realizovati sledećom kombinacijom periodičnog model filterarskog para $[G(z^L), G_c(z^L)]$ i odgovarajućih maskirajućih filtera:

$$H_{a0}(z) = G(z^L)F_0(z) + G_c(z^L)F_1(z), \quad (4)$$

$$H_{a1}(z) = G(z^L)E_0(z) + G_c(z^L)E_1(z), \quad (5)$$

$$H_{s0}(z) = G(z^L)F_0(z) - G_c(z^L)F_1(z), \quad (6)$$

$$H_{s1}(z) = G(z^L)E_0(z) - G_c(z^L)E_1(z), \quad (7)$$

gde su $F_0(z)$ i $F_1(z)$ maskirajući NF filteri, a $E_0(z)$ i $E_1(z)$ maskirajući VF filteri.

Maskirajući filteri se ne biraju nezavisno, i u radu [5] prikazano je nekoliko mogućih kombinacija. Mi smo se u našim istraživanjima opredelili za sledeći odnos između filtera $F_0(z)$, $F_1(z)$, $E_0(z)$, $E_1(z)$:

$$F_1(z) = z^{-N_F/2} - (-1)^{N_F/2} F_0(z), \quad (8)$$

$$E_0(z) = F_1(-z), \quad (9)$$

$$E_1(z) = F_0(-z), \quad (10)$$

gde je N_F red filtera $F_0(z)$ koji je paran broj.

U radu [5], model filterarski par $[G(z), G_c(z)]$ čine FIR *halfband* filteri linearne faze neparnog reda koji zadovoljavaju uslov komplementarnosti po snazi, odnosno ispunjavaju uslove za formiranje FIR QMF banke [7]. U ovome radu, prikazaćemo rešenje koje se dobija kada je $[G(z), G_c(z)]$ IIR *halfband* filterarski par realizovan paralelnom vezom dva svepropusnika $A_0(z)$ i $A_1(z)$, što daje:

$$G(z) = (A_0(z^2) + z^{-1}A_1(z^2))/2, \quad (11)$$

$$G_c(z) = (A_0(z^2) - z^{-1}A_1(z^2))/2. \quad (12)$$

Ovaj filterarski par zadovoljava uslov komplementarnosti po snazi i takođe je dvostruko komplementaran [4]. Koristi se za projektovanje IIR filtera primenom frekventijskog maskiranja [2–4] kao i za konstrukciju IIR QMF banke [7].

Na Sl. 2 na primeru filtera analize $[H_{a0}(z), H_{a1}(z)]$ prikazan je princip formiranja dvokanalne banke primenom frekventijskog maskiranja. Sl. 2(a) predstavlja model filterarski par $[G(z), G_c(z)]$, dok je na Sl. 2(b) prikazan periodični model filterarski par $[G(z^L), G_c(z^L)]$ gde je L neparno što omogućava da se presečna frekvencija dvokanalne banke postavi na frekvenciju $\omega = \pi/2$. Sl. 2(c) ilustruje amplitudne karakteristike maskirajućih filtera koji su odabrani u skladu sa relacijama (8) – (10), Sl. 2(d) predstavlja rezultujući filterarski par $[H_{a0}(z), H_{a1}(z)]$.

Obeležimo sa ω_p^G graničnu frekvenciju propusnog opsega filtera $G(z)$. Granična frekvencija propusnog opsega komplementarnog filtera $G_c(z)$ poklapa se sa graničnom frekvencijom nepropusnog opsega filtera $G(z)$ i nju obeležavamo sa ω_s^G . S obzirom da je $[G(z), G_c(z)]$, *halfband* filterarski par, zadovoljen je uslov simetrije, $\omega_s^G = \pi - \omega_p^G$. Prelazna zona model filterarskog para $[G(z), G_c(z)]$, je širine $(\omega_s^G - \omega_p^G)$. Kod periodičnog filterarskog para prelazna zona se smanjuje L puta i iznosi $(\omega_s^G - \omega_p^G)/L$, vidi Sl. 2(a i b). Shodno tome, sa pravilnim izborom graničnih frekvencija maskirajućih filtera granične frekvencije ω_p i ω_s za rezultujući filterarski par $[H_{a0}(z), H_{a1}(z)]$ za neparne vrednost L biće:

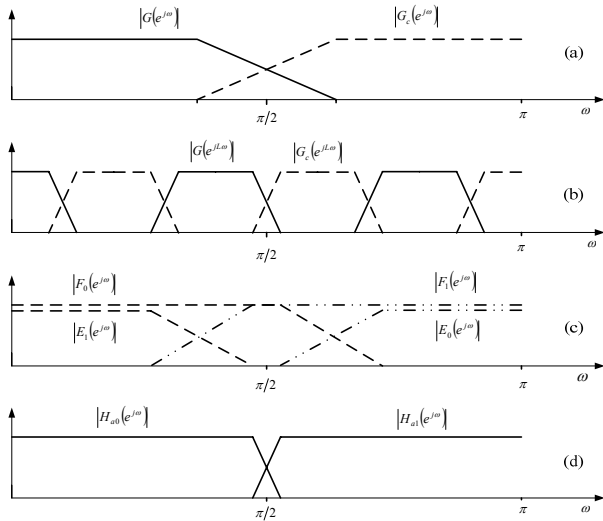
$$\omega_p = \pi/2 - (\omega_s^G - \omega_p^G)/(2L), \quad \omega_s = \pi/2 + (\omega_s^G - \omega_p^G)/(2L) \quad (13)$$

U jednačinama (8), (9) i (10) date su relacije između maskirajućih filtera, što znači da se filteri $F_1(z)$, $E_0(z)$, $E_1(z)$ generišu direktno na osnovu filtera $F_0(z)$. Dakle, dovoljno je odabrati granične frekvencije filtera $F_0(z)$, projektovati filter i zatim odrediti $F_1(z)$, $E_0(z)$, $E_1(z)$ prema (8), (9) i (10). Granične frekvencije maskirajućeg filtera $F_0(z)$ određujemo

kao što sledi:

$$\omega_p^{F_0} = (2k\pi + \omega_s^G)/L, \quad \omega_s^{F_0} = (2(k+1)\pi - \omega_s^G)/L \quad (14)$$

gde je k ceo broj. Za izbor vrednosti k videti ref. [1] i [5].



Sl. 2 Generisanje amplitudskih karakteristika dvokanalne banke filtara primenom frekvencijskog maskiranja

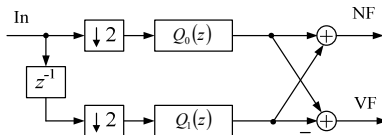
IV. EFIKASNA REALIZACIONA STRUKTURA

U ovoj sekciji prikazaćemo formiranje efikasne realizacione strukture za banku analize $[H_{a0}(z), H_{a1}(z)]$. Suština postupka je da se korišćenjem relacija (4), (5) i (8) – (12) funkcije $H_{a0}(z)$ i $H_{a1}(z)$ predstavljaju preko dve funkcije tipa $Q_0(z^2)$ i $z^{-1}Q_1(z^2)$, tj. da se svedu na oblik:

$$H_{a0}(z) = Q_0(z^2) + z^{-1}Q_1(z^2) \quad (15)$$

$$H_{a1}(z) = Q_0(z^2) - z^{-1}Q_1(z^2) \quad (16)$$

što omogućava da se realizacija banke analize sa Sl.1 svede na efikasnu polifaznu formu predstavljenu na Sl. 3 u kojoj se sve aritmetičke operacije obavljaju na nižoj frekvenciji odabiranja.



Sl. 3. Polifazna realizacija banke analize.

Za formiranje funkcija $Q_0(z^2)$ i $z^{-1}Q_1(z^2)$ koristićemo polifaznu formu sa dve polifazne komponente za model filtre $G(z)$, $G_c(z)$ i za maskirajuće filtre $F_0(z)$, $F_1(z)$, $E_0(z)$, $E_1(z)$. Jednačine (11) i (12) predstavljaju filtre $G(z)$, $G_c(z)$ preko svepropusnih funkcija $A_0(z)$ i $A_1(z)$ koje su ustvari polifazne komponente ovih filtara. Prema jednačinama (8) – (10) svi maskirajući filtri se izvode direktno iz funkcije prenosa filtra $F_0(z)$. Prema tome, ako $F_0(z)$ predstavimo preko polifaznih komponenta $P_0(z)$ i $P_1(z)$,

$$F_0(z) = P_0(z^2) + z^{-1}P_1(z^2), \quad (17)$$

za ostale maskirajuće filtre uz pretpostavku da je $N_F/2$ paran broj dobićemo sledeće izraze:

$$F_1(z) = z^{-N_F/2} - P_0(z^2) + z^{-1}P_1(z^2), \quad (18)$$

$$E_0(z) = z^{-N_F/2} - P_0(z^2) - z^{-1}P_1(z^2), \quad (19)$$

$$F_0(z) = P_0(z^2) - z^{-1}P_1(z^2). \quad (20)$$

Polazeći od jednačina (4) i (5) i uvođenjem zamena prema jednačinama (11), (12) i (17) – (20) posle kraćih

izvođenja dobićemo funkcije prenosa $H_{a0}(z)$ i $H_{a1}(z)$ u sledećoj formi:

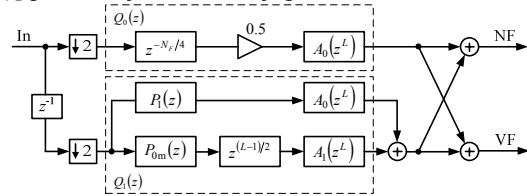
$$H_{a0}(z) = 0.5z^{-N_F/2} A_0(z^{2L}) + z^{-1} [P_1(z^2) A_0(z^{2L}) + z^{-(L-1)} A_1(z^{2L}) P_{0m}(z^2)] \quad (21)$$

$$H_{a1}(z) = 0.5z^{-N_F/2} A_0(z^{2L}) - z^{-1} [P_1(z^2) A_0(z^{2L}) + z^{-(L-1)} A_1(z^{2L}) P_{0m}(z^2)] \quad (22)$$

gde je $P_{0m}(z)$ modifikovana polifazna komponenta $P_0(z)$,

$$P_{0m}(z^2) = P_0(z^2) - 0.5z^{-N_F/2}. \quad (23)$$

Poređenjem dobijenih izraza sa generalnom polifaznom formom (15), (16), uvidamo da prvi red u jednačinama (21) i (22) odgovara polifaznoj komponenti $Q_0(z)$, a izraz u zagradi u drugom redu polifaznoj komponenti $Q_1(z)$. Shodno tome, realizacionu strukturu banke analize $[H_{a0}(z), H_{a1}(z)]$ predstavljamo blok dijagramom na Sl. 4.



Sl. 4. Efikasna realizaciona struktura banke analize.

Dobijena realizaciona struktura formirana je od samo dve polifazne komponente maskirajućeg FIR filtra $F_0(z)$ i od svepropusnih sekcija $A_0(z)$ i $A_1(z)$. Sve aritmetičke operacije obavljaju se na dvostruko nižoj frekvenciji odabiranja u odnosu na ulaz. Na sličan način formira se i efikasna struktura za banku sinteze.

V. ILUSTRATIVNI PRIMER

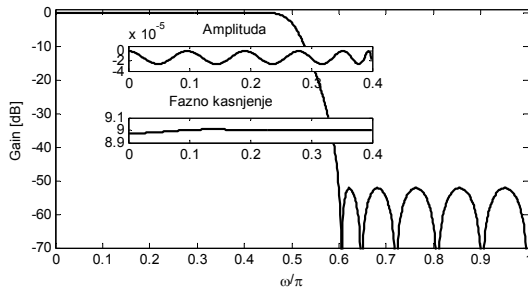
Model filtarski par $[G(z), G_c(z)]$ mora zadovoljiti uslove dvostruke komplementarnosti [4], što se definiše preko frekvencijskog odziva,

$$|G(e^{j\omega}) + G_c(e^{j\omega})| = 1, \quad |G(e^{j\omega})|^2 + |G_c(e^{j\omega})|^2 = 1. \quad (24)$$

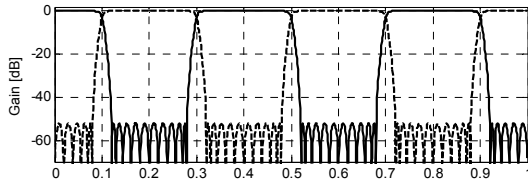
Ove uslove zadovoljavaju IIR *halfband* filtri čija se funkcija prenosa može izraziti kao zbir ili razlika dva filtra svepropusnika prema (11) i (12). Za ovu primenu su pogodni eliptički *halfband* filtri [8] ukoliko se ne zahteva linearnost faze u potkanalima, a linearnost faze se može postići primenom IIR *halfband* filtara aproksimativno linearne faze [9]. Za projektovanje maskirajućeg filtra $F_0(z)$ može se koristiti standardni Rabiner, McClellan i Parks algoritam [10].

Na slikama 5-8 prikazani su rezultati dobijeni sa IIR model filtrom aproksimativno linearne faze 10. reda i sa maskirajućim FIR filtrima 36. reda, pri čemu je odabrano $k=1$ i $L=5$. Model filtar $G(z)$ prikazan na Sl. 5 projektovan je za granične frekvencije $\omega_p^G=0.4$ i $\omega_s^G=0.6$. Ovaj filtar karakteriše praktično zanemarljiva varijacija amplitude u propusnom opsegu, približno linearne fazne kašnjenje od 9 odbiraka i slabljenje u nepropusnom opsegu od preko 50 dB. Maskirajući filtri $F_0(z)$, $F_1(z)$, $E_0(z)$, $E_1(z)$ projektovani u skladu sa Sl.2(c) i formulama (8) – (10) i (14) prikazani su zajedno sa periodičnim model filtarskim parom $[G(z^5), G_c(z^5)]$ na Sl. 6. Amplitudska karakteristika i karakteristika faznog kašnjenja NF kanalskog filtra prikazane su na Sl. 7, dok Sl. 8 prikazuje karakteristike kanalskih filtara i verifikuje osobinu približno savršene

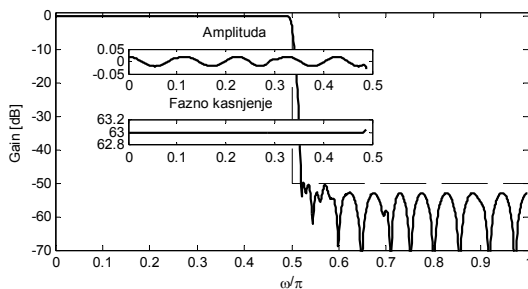
rekonstrukcije za dvokanalnu banku.



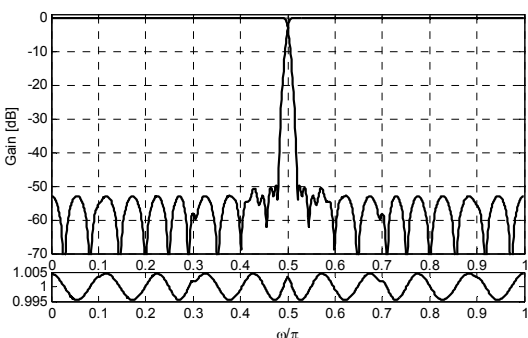
Sl. 5. Karakteristike NF model filtra $G(z)$.



Sl. 6. Karakteristike periodičnog model filteraskog para i maskirajućih filtera.



Sl. 7. Karakteristike NF kanalskog filtra $H_{a0}(z)$.



Sl. 8. Karakteristike NF/VF filteraskog para $[H_{a0}(z), H_{a1}(z)]$ i verifikacija osobine približno savršene rekonstrukcije.

Za implementaciju filteraskog para prema efikasnoj strukturi sa Sl. 4 potrebno je svega 28 konstanti množenja i to: (i) 10 konstanti za realizaciju dva svepropusnika $A_0(z)$ dok je $A_1(z)$ čisto kašnjenje ($A_1(z) = z^{-9}$), (ii) 9 konstanti za $P_0(z)$ i 9 konstanti $P_{0m}(z)$ jer ove funkcije imaju simetrične koeficijente.

Ukupno kašnjenje jednog filteraskog para iznosi 63 odbiraka, videti Sl. 7. Dvokanalna banka prikazanih performansi može se realizovati sa FIR filterima. U tom

slučaju maskirajući filteri bi bili isti, a za model filter potreban je FIR filter 43. reda. Za $L=5$, kašnjenje periodičnog model filtra je 107.5 odbiraka, a ukupno kašnjenje rezultujućih kanalskih filtera iznosilo bi 125.5 odbiraka što je dvostruko više u odnosu na rešenje predloženo u ovome radu.

VI. ZAKLJUČAK

U ovome radu je pokazan pristup realizaciji dvokanalne banke metodom frekvencijskog maskiranja sa IIR *halfband* model filterima čime se postiže ušteda u broju aritmetičkih operacija i značajno se smanjuje ukupno kašnjenje banke u odnosu na postojeća rešenja zasnovana na FIR filterima. U radu je prikazan ilustrativni primer sa IIR filterima aproksimativno linearne faze. U aplikacijama gde linearnost faze karakteristike nije bitan uslov, ukupno kašnjenje banke se značajno snižava primenom eliptičkih *halfband* model filtera.

LITERATURA

- [1] Y. C. Lim, "Frequency-Response Masking Approach for the Synthesis of Sharp Linear Phase Digital Filters," *IEEE Trans. Circuits and Systems*, vol. CAS-33, no. 4, pp. 357-364, 1986.
- [2] H. Johansson and L. Wanhammar, "High-Speed Recursive Digital Filters Based on the Frequency-Response Masking Approach," *IEEE Trans. Circuits and Systems-II: Analog and Digital Signal Processing*, vol 47, no 1, pp.48-61, 2000.
- [3] M. Lutovac and Lj. Milić, "IIR Filters Based on Frequency-Response Masking Approach", *International Conference on Telecommunications in Modern Satellite, Cable and Broadcasting Services, TELSIKS 2001*, pp. 163-170, Nis, Yugoslavia, 2001.
- [4] J. Čertić, Lj. Milić, "Primena komplementarnih parova IIR filtera u tehnici frekvencijskog maskiranja", ETRAN 2007.
- [5] H. Johanson and T. Saramäki, "Two-Channel FIR Filter Banks Utilizing FRM Approach," *Circuit Syst. Signal Process.*, vol. 22, no. 2, pp. 157-192, 2003.
- [6] R. Bregović, Y. C. Lim, and Saramäki, "Frequency-Response Masking-Based Design of Nearly Perfect-Reconstruction Two-Channel FIR Filterbanks With Rational Sampling factors," *IEEE Trans. Circuits and Systems-I: Regular Papers*, vol 55, no 7, August 2008.
- [7] S.K. Mitra, *Digital Signal Processing: A Computer-Based Approach*. New York: McGraw-Hill, Third Edition 2006.
- [8] Lj. Milić and M. Lutovac, "Efficient Algorithm for the Design of High-Speed Elliptic IIR Filters," *Int. J. of Electron. and Commun. (AEÜ)*, vol. 57, no. 4, pp. 255-262, 2003.
- [9] H. W. Schüssler and P. Steffen, "Recursive Half-Band Filters," *Int. J. of Electron. and Commun. (AEÜ)*, vol. 55, no. 6, pp. 377-388, 2003.
- [10] L. R. Rabiner, J.H. McClellan, and T.W. Parks, "FIR Digital Filter Design Techniques Using Weighted Chebyshev Approximations," *Proc. IEEE*, vol. 63, pp. 595-610, 1975.

ABSTRACT

In this paper, a new approach for two-channel IIR filter bank based on frequency response masking technique is presented. Model filter pair is complementary IIR filter pair realized as a parallel connection of two all-pass filters. Masking filters are linear-phase FIR filters. The resulting overall filter pair is power complementary, and simultaneously achieves high subchannel selectivity with approximately linear phase. Comparing to solution based on FIR filters only, this approach has less overall delay and can be realized with a smaller number of multipliers.

TWO-CHANNEL IIR FILTER BANKS UTILIZING THE FREQUENCY RESPONSE MASKING TECHNIQUE

Ljiljana Milić and Jelena Čertić