

ČIASŤOČNÉ POTLÁČANIE RUŠIVÝCH SIGNÁLOV MODIFIKOVANÝM ZÁREZOVÝM FILTROM

(PARTIAL SUPPRESSING OF DISTURBING SIGNALS USING MODIFIED NOTCH FILTER)

Ondrej KARPIŠ

Katedra technickej kybernetiky, Fakulta riadenia a informatiky Žilinskej univerzity v Žiline, Detašované pracovisko
Prievidza, Bakalárska 2, 971 01 Prievidza, Slovenská republika, tel.: 046 5423056, E-mail: karpis@utcpd.sk

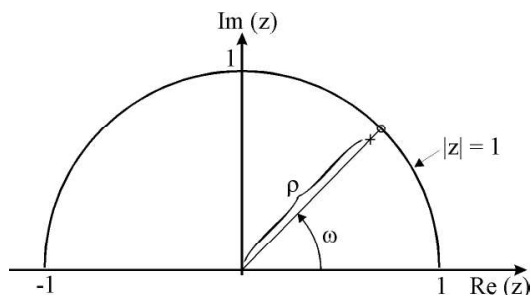
SUMMARY

Classical notch filter with zeros on the unit circle completely eliminates disturbing signal component from frequency spectrum of input signal. Ideally it should be able to remove only that part of given frequency component which was not present in original (unimpaired) signal. Modified discrete notch filter which partially suppress disturbing harmonic signal is proposed in this work. Determination of notch depth is based on average power of disturbing signal and frequency components in its neighbourhood. Computer simulations confirm proper function of the designed filter. Filter is able to adapt notch depth to abrupt changes of disturbing signal amplitude.

Keywords: notch filter, harmonic signals suppression

1. ÚVOD

Diskrétny zárezový filter je filter, ktorého úlohou je potlačiť nežiadúce frekvenčné zložky v signále. V súčasnosti používané zárezové filtre potláčajú príslušné frekvenčné zložky úplne. To je dosiahnuté umiestnením núl filtra v z-rovine na jednotkovú kružnicu v miestach zodpovedajúcich daným frekvenciám. Póly filtra musia byť kvôli stabilite umiestnené dovnútra jednotkovej kružnice. Umiestňujú sa do blízkosti núl, aby boli frekvencie v tesnom okolí potláčanej zložky čo najmenej ovplyvnené nulami. Umiestnenie pólov je obmedzené požiadavkou, že musia ležať na spojnici príslušnej nuly a počiatku systému (obr. 1) [1].



Obr. 1 Umiestnenie pólu a nuly zárezového filtra
Fig. 1 Notch filter zero-pole pair placement

Diskrétny zárezový filter potláčajúci jednu frekvenciu má potom prenos:

$$H(z) = \frac{1 - 2 \cos \omega_0 z^{-1} + z^{-2}}{1 - 2 \rho \cos \omega_0 z^{-1} + \rho^2 z^{-2}} \quad (1)$$

kde ω_0 je relatívna frekvencia, ktorá má byť odstránená a ρ je číslo z intervalu $(0,1)$ určujúce vzdialenosť pólov od počiatku súradnicového systému (Pole Contraction Factor - PCF).

Zovšeobecnený zárezový filter pre potlačenie n frekvencií má tvar:

$$H(z) = \prod_{k=1}^n \frac{1 - 2 \cos \omega_k z^{-1} + z^{-2}}{1 - 2 \rho \cos \omega_k z^{-1} + \rho^2 z^{-2}} \quad (2)$$

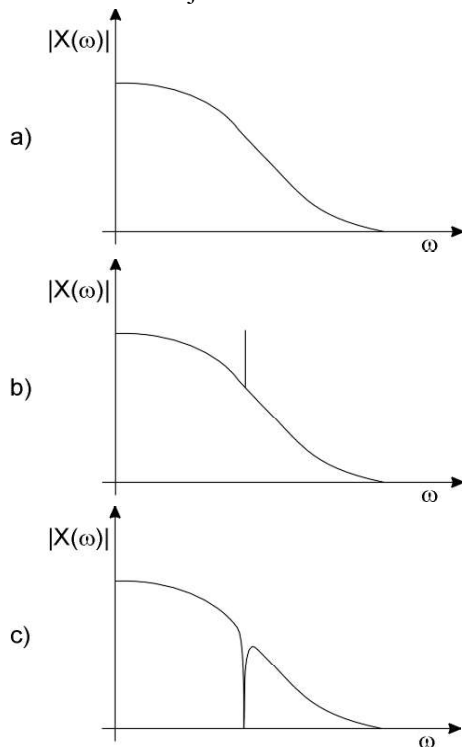
Polynóm čitateľa má zrkadlovo-symetrickú formu. To znamená, že ak polynóm čitateľa vyjadríme ako $B(z) = \sum_{i=0}^n b_i z^{-i}$, dvojice koeficientov b_0 a b_n , b_1 a b_{n-1} , atď., sú rovnaké. Táto vlastnosť vyplýva z požiadavky umiestnenia núl prenosu presne na jednotkovej kružnici.

Parameter ρ má vplyv na šírku zárezu filtra B , pričom platí vzťah [1]:

$$B = \pi(1 - \rho) \quad (3)$$

Ak je uvedený filter použitý na odstránenie superponovaného harmonického signálu z meraného signálu (napríklad odstránenie frekvencie siete (50 Hz) pri meraní EEG, EKG a pod.) dochádza k úplnému odstráneniu filtrovanej harmonickej zložky zo vstupného signálu. Tým môže dôjsť ku nezanedbateľnému skresleniu pôvodného signálu. Tento prípad nastáva vtedy, ak pôvodný signál (neskreslený rušivým harmonickým signálom) sám osebe obsahuje frekvenčné zložky, ktoré majú rovnakú frekvenciu ako rušivý signál. Je zrejmé, že po prechode meraného signálu zárezovým filtrom dôjde ku odstráneniu tak rušivej zložky, ako aj

zložky obsiahnutej v pôvodnom signále. Na ilustrovanie uvedenej situácie slúži obr. 2.



Obr. 2 Vplyv zárez. filtra na spektrum signálu
a – pôvodný signál, b – skreslený signál
c – výstup zo zárezového filtra

Fig. 2 Influence of notch filter on signal spectrum
a – original signal, b – disturbed signal
c – output from notch filter

2. MODIFIKOVANÝ ZÁREZOVÝ FILTER

Uvedený problém je možné riešiť modifikovaním zárezového filtra tak, aby potlačal neželanú frekvenčnú zložku len čiastočne, pokiaľ možno na rovnakú úroveň, akú mal v danom mieste frekvenčnej charakteristiky neskreslený signál. Modifikovaný diskretný zárezový filter už nebude mať v z-rovine nuly umiestnené presne na jednotkovej kružnici, ale len v jej blízkosti. Najjednoduchšou modifikáciou je zavedenie nového parametra ν , ktorý určuje vzdialenosť núl od počiatku súradnicového systému (Zero Contraction Factor - ZCF), pričom jeho hodnota by sa mala pohybovať v rozmedzí intervalu $(0,1)$. Zavedením nového parametra sa zmení oblasť prípustných hodnôt parametra ρ na interval $(0,\nu)$. Toto obmedzenie je nutné, aby si filter zachoval charakter zárezového filtra. Ak je totiž parameter ν menší než 1, je možné vytvoriť stabilný filter aj s parametrom ρ väčším než ν , lenže v tom prípade by sa už jednalo o rezonančný filter.

Modifikovaný filter bude mať prenos:

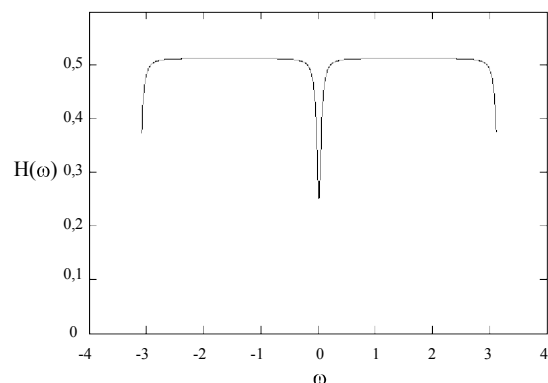
$$H(z) = \frac{1 - 2\nu \cos \omega_0 z^{-1} + \nu^2 z^{-2}}{1 - 2\rho \cos \omega_0 z^{-1} + \rho^2 z^{-2}} \quad (4)$$

Pre $\nu = 1$ je uvedený prenos totožný s klasickým zárezovým filtrom (1).

Aby bolo možné potlačiť veľkosť rušivého signálu na požadovanú úroveň, je potrebné poznať závislosť hĺbky zárezu na parametroch filtra (ρ a ν) a frekvencii rušivého signálu ω_0 . Vzťah pre výpočet hĺbky zárezu je možné odvodiť z frekvenčného prenosu filtra a nadobúda nasledovnú formu:

$$H_z(\omega_0) = \frac{1 - \nu}{1 - \rho} \sqrt{\frac{(1 + \nu)^2 - 4\nu \cos^2 \omega_0}{(1 + \rho)^2 - 4\rho \cos^2 \omega_0}} \quad (5)$$

Je zrejmé, že hĺbka zárezu je nielen funkciou parametrov ν a ρ , ale závisí aj od frekvencie ω_0 . Uvedený vzťah nadobúda maximum pre frekvenciu $\omega_0 = \pi/2$ ($\cos \omega_0 = 0$) a minimum pre frekvenciu $\omega_0 = 0$ (v tomto prípade sa vlastne jedná o špeciálny prípad zárezového filtra, ktorý odstraňuje zo signálu jednosmernú zložku). Je potrebné si uvedomiť, že keď vzťah (5) nadobúda maximálnu hodnotu, je hĺbka zárezu minimálna a naopak. Hĺbka zárezu rovná jednej znamená, že daná frekvencia nebude vôbec ovplyvnená zárezovým filtrom a naopak hĺbka zárezu rovná nule predstavuje úplné odstránenie danej frekvenčnej zložky zo signálu. Závislosť hĺbky zárezu na frekvencii je znázornená na obr. 3.



Obr. 3 Závislosť hĺbky zárezu na ω_0
($\nu = 0.95$, $\rho = 0.9$)

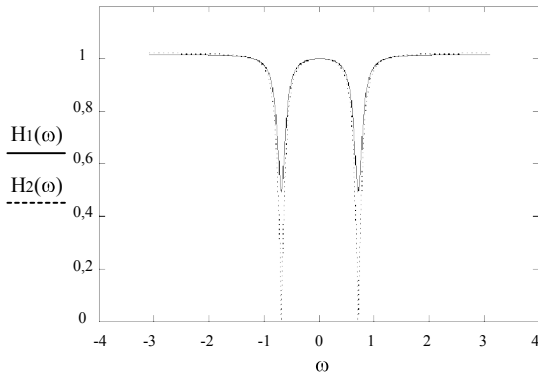
Fig. 3 Notch depth as a function of ω_0
($\nu = 0.95$, $\rho = 0.9$)

Z obrázku 3 je zrejmé, že až na blízke okolie frekvencie 0 je závislosť hĺbky zárezu na frekvencii pomerne plochá. Keďže vo väčšine praktických prípadov nie je potlačaná frekvencia blízka nule, je možné považovať za dobrý odhad hĺbky zárezu hodnotu prislúchajúcu frekvencii $\omega_0 = \pi/2$:

$$H_{z \min} = |H_z(\omega)|_{\omega_0 = \frac{\pi}{2}} = \frac{1 - \nu^2}{1 - \rho^2} \quad (6)$$

Vplyv parametrov ν a ρ na charakteristiku filtra je nasledovný: čím väčšia je vzdialenosť medzi ν a ρ , tým hlbší a širší je zárez, pričom úzky zárez je možné dosiahnuť len pre ν blízke jednej (nuly ležia

takmer na jednotkovej kružnici). Pre ρ veľmi blízke ν je hĺbka zárezu takmer rovná jednej. Charakteristika zárezového filtra sa v tom prípade podobá skôr na charakteristiku „all-pass“ filtra. Tento výsledok je zrejmy z faktu, že ak sú póly a nuly dostatočne blízko seba, dochádza takmer ku ich vzájomnému anulovaniu. Ak je hĺbka zárezu dostatočne veľká, charakteristiky klasického a modifikovaného filtra sú pre zosilnenia blízke jednej takmer identické, rozdiel je zrejmy len v okolí potláčanej frekvencie (obr. 4). Šírka zárezu filtra ostala rovnaká ako v prípade klasického zárezového filtra (3).



Obr. 4 Porovnanie klasického filtra $H_2(\omega)$ a modifikovaného filtra $H_1(\omega)$
 $\nu = 0.95, \rho = 0.9, \omega_0 = 0.7$

Fig. 4 Comparison of classical notch filter $H_2(\omega)$ and modified notch filter $H_1(\omega)$
 $\nu = 0.95, \rho = 0.9, \omega_0 = 0.7$

Návrh filtra pre konkrétnu aplikáciu spočíva vo zvolení parametrov ν a ρ . V prípade, že meraný signál aj rušivý harmonický signál sú stacionárne, je možné dopredu vypočítať patričné hodnoty parametrov filtra a nastaviť ich napravo. Je vhodné jeden z parametrov zvoliť a druhý dopočítať podľa požadovanej hĺbky zárezu.

V prípade, že vstupný signál má frekvenčnú charakteristiku podobnú ako je znázornená na obr. 2b, je zrejme, že zárezový filter by mal mať čo najužší zárez. Preto je vhodné zvoliť parameter ν blízky jednotke (napr. 0,9999). Keďže odstraňovaná frekvencia nie je blízka nule, je možné na výpočet parametra ρ použiť vzťah odvodený zo vzťahu (6):

$$\rho = \sqrt{\frac{H_z(\omega_0) + \nu^2 - 1}{H_z(\omega_0)}} \quad (7)$$

kde $H_z(\omega_0)$ je požadovaná hĺbka zárezu.

3. URČENIE HĽBKY ZÁREZU

Na priebežné určovanie požadovanej hĺbky zárezu je možné využiť výpočet výkonu harmonického signálu a postranných zložiek.

Výkon diskrétného signálu $x(n)$ je priemerná veľkosť energie signálu pripadajúca na jednu vzorku:

$$P = \lim_{N \rightarrow \infty} \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x^2(n) \quad (8)$$

kde P je priemerný výkon a N je počet vzoriek.

V prípade, že je vstupný signál periodický, je možné upraviť uvedený vzťah na tvar:

$$P = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x^2(n) \quad (9)$$

kde N je celočíselný násobok periódy vstupného signálu v počte vzoriek. Hodnota priemerného výkonu nie je príliš citlivá na presnosť voľby N vzhľadom na veľkosť periódy signálu. Uvedený vzťah je možné použiť aj na výpočet priemerného výkonu neperiodických signálov, za predpokladu, že N je dostatočne veľké.

Aby bolo možné pomocou vzťahu (9) vypočítať výkon rušivej harmonickej zložky a tiež výkon postranných zložiek, je potrebné najprv zo vstupného signálu jednotlivé zložky extrahovať. To je možné uskutočniť pomocou hrebeňového (comb) filtra, ktorého prenos je:

$$H_C(z) = 1 - H_N(z) \quad (10)$$

kde $H_C(z)$ je prenos hrebeňového filtra a $H_N(z)$ je prenos klasického zárezového filtra s nulami na jednotkovej kružnici a jednotkovým zosilnením jednosmernej zložky. Šírka priepustného pásma hrebeňového filtra by mala byť čo najmenšia, aby nedochádzalo ku skresleniu vypočítaného výkonu jednotlivých zložiek.

V ďalšom uvažujeme, že vstupný signál je zložený z harmonického signálu a aditívneho bieloho šumu. Odstup signálu a šumu (pomer ich priemerného výkonu - SNR) je 0 dB. Ak uvažujeme biely šum, ktorého frekvenčné zložky majú priemerný výkon rovný jednej, na dosiahnutie požadovanej veľkosti SNR je nutné dopočítať amplitúdu harmonickej zložky ([1]). Hodnote $SNR = 0 \text{ dB}$ prislúcha amplitúda harmonického signálu o veľkosti $\sqrt{2}$. Pre frekvenciu harmonickej zložky 50 Hz je vzťah na generovanie vstupného signálu nasledovný:

$$x(n) = \sqrt{2} \cdot \sin(2\pi \cdot 50 \cdot n \cdot T_0 + \varphi) + \varepsilon(n) \quad (11)$$

kde T_0 je perióda vzorkovania, φ je fázový posun a $\varepsilon(n)$ je biely šum.

Výkon harmonického signálu je závislý na veľkosti jeho amplitúdy podľa vzťahu:

$$P_{SNM} = \frac{A_{IN}^2}{2} \quad (12)$$

kde A_{IN} je amplitúda harmonickej zložky vo vstupnom signále. Uvedený vzťah je totožný so vzťahom pre výpočet rozptylu funkcie sínus.

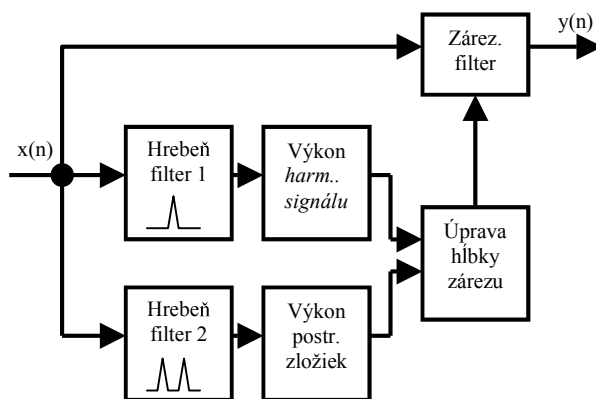
Harmonickej zložke vo vstupnom signále by mala byť potlačená zárezovým filtrom na rovnakú úroveň, akú majú zložky v jej blízkosti. V skúmanom prípade je harmonický signál zmiešaný s bielym šumom. Po prechode signálu zárezovým filtrom by mal byť výkon harmonickej zložky rovnaký ako výkon okolitého šumu:

$$P_{SINout} = P_{SUM} = \frac{A_{OUT}^2}{2} \quad (13)$$

S využitím vzťahov (12) a (13) je možné určiť požadovanú hĺbku zárezu v danom mieste frekvenčnej charakteristiky:

$$H_Z = \frac{A_{OUT}}{A_{IN}} = \sqrt{\frac{P_{SUM}}{P_{SINin}}} \quad (14)$$

Na obr. 5 je znázornená štruktúra adaptívneho filtra pre nastavovanie hĺbky zárezu na základe výkonu príslušných frekvenčných zložiek.



Obr. 5 Štruktúra filtra
Fig. 5 Structure of filter

Pomocou hrebeňového filtra 1 sa zo vstupného signálu získava frekvenčná zložka zodpovedajúca potláčanému harmonickejmu signálu. Obdobne sú pomocou hrebeňového filtra 2 extrahované postranné zložky umiestnené v bodoch $f_{SIN} \pm \Delta f$. Vzdialenosť postranných zložiek od potláčanej má byť dostatočne malá, aby bolo možné čo najpresnejšie určiť odhad veľkosti frekvenčnej zložky pôvodného (neskresleného) signálu. Spomenutá vzdialenosť však nemôže byť ľubovoľne malá, aby nedochádzalo ku prekryvaniu priepustných pásiem hrebeňových filtrov a tým ku skresleniu získaných výsledkov. Veľkosť odstupu postranných zložiek od filtrovanej je vo všeobecnosti určená predovšetkým zvolenou šírkou priepustného pásma použitého hrebeňového filtra. Keďže hrebeňový filter je realizovaný pomocou zárezového filtra (10), šírka jeho priepustného

pásma je totožná s šírkou zárezu zárezového filtra a je daná vzdialenosťou pólov príslušného zárezového filtra od počiatku súradnicového systému. Z tohto dôvodu je možné šírku priepustného pásma hrebeňového filtra vypočítať pomocou vzťahu na výpočet šírky zárezu zárezového filtra (3).

Po filtrácii hrebeňovými filtermi je pre získané signály vypočítaný príslušný priemerný výkon (9). Výkon postranných zložiek je potrebné pred ďalším použitím vydeliť dvomi, keďže bol získaný z dvoch postranných zložiek. Z vypočítaných výkonov je pomocou vzťahu (14) určená požadovaná hĺbka zárezu filtra a následne dopočítaná potrebná veľkosť parametra ρ (7).

Vzťahy (12) a (13) sú platné len pre samotný harmonický signál (bez prídavných zložiek – šumu). Ak chceme uvedené vzťahy použiť na výpočet výkonu signálov získaných po filtrácii hrebeňovými filtermi, mala by byť šírka priepustného pásma hrebeňových filtrov čo najmenšia. Jedným z nedostatkov príliš úzkeho zárezu hrebeňového filtra je ale zvýšená citlivosť na prípadný posun frekvencie harmonickejho signálu. Druhý problém spočíva v tom, že zužovaním šírky hrebeňového filtra dochádza ku znižovaniu výkonu šumu na výstupe filtra 2, pričom výkon harmonickejho signálu ostáva v podstate nezmenený. Vypočítaná hĺbka zárezu je potom závislá na šírke priepustného pásma hrebeňového filtra, čo je nežiaduce.

Možným riešením uvedených problémov je použitie rôzne širokých hrebeňových filtrov pre harmonický signál a postranné zložky. Na základe experimentov sa ako najvhodnejšia javí kombinácia úzkeho hrebeňového filtra pre extrakciu harmonickejho signálu a širších filtrov pre získanie postranných zložiek.

Algoritmus výpočtu výstupu filtra v kroku n :

1. Extrakcia harmonickejho signálu a postranných zložiek zo vstupného signálu pomocou hrebeňových filtrov:

$$y_{SIN}(n) = 2 \cos \omega_0 y_{SIN}(n-1) - y_{SIN}(n-2) + x(n) - 2\rho_{H1} \cos \omega_0 x(n-1) + \rho_{H1}^2 x(n-2) \quad (15)$$

$$y_{SUM}(n) = 2 \cos \omega_0 y_{SUM}(n-1) - y_{SUM}(n-2) + x(n) - 2\rho_{H2} \cos \omega_0 x(n-1) + \rho_{H2}^2 x(n-2) \quad (16)$$

2. Výpočet výkonu frekvenčných zložiek:

$$P_{SIN} = \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} y_{SIN}^2(n-i) \quad (17)$$

$$P_{SUM} = \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} y_{SUM}^2(n-i) \quad (18)$$

3. Výpočet potrebnej hĺbky zárezu:

$$H_Z = \sqrt{\frac{P_{SUM}}{P_{SIN}}} \quad (19)$$

4. Úprava parametra ρ .

$$\rho = \sqrt{\frac{H_z + v^2 - 1}{H_z}} \quad (20)$$

5. Filtrácia vstupného signálu modifikovaným zárezovým filtrom:

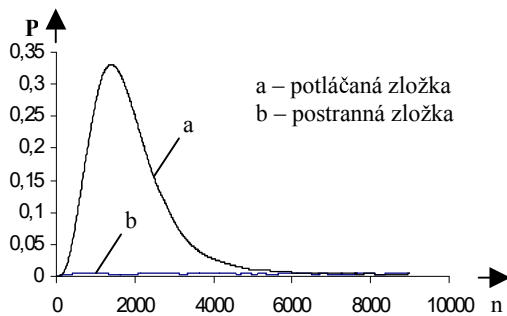
$$y(n) = 2\rho \cos \omega_0 y(n-1) - \rho^2 y(n-2) + x(n) - 2v \cos \omega_0 x(n-1) + v^2 x(n-2) \quad (21)$$

4. OVERENIE FUNKČNOSTI FILTRA

V nasledovných simuláciách je vstupný signál generovaný podľa vzťahu (11), pričom fázový posun je rovný 0.

Parameter ρ_{H1} určujúci šírku centrálného hrebeňového filtra je rovný 0,999 (úzky zárez) a ρ_{H2} určujúci šírku postranných hrebeňových filtrov je rovný 0,996 (širší zárez). Výkon jednotlivých zložiek signálu je počítaný z posledných 300 vzoriek. Perióda vzorkovania je 1 ms. Priemerný výkon harmonickej zložky signálu by mal byť počítaný z celočíselného násobku jej periódy. Táto podmienka je pre zvolenú frekvenciu vzorkovania (1000 Hz) a počet bodov braných do úvahy splnená, keďže pri frekvencii rušivého harmonického signálu 50 Hz pripadá na 300 nameraných hodnôt presne 15 periód.

Nasledovné obrázky boli získané spriemerovaním desiatich simulácií, kvôli potlačeniu vplyvu aditívneho bieleho šumu.



Obr. 6 Priebeh výkonu zložiek na výstupe
Fig. 6 Power of output signal

Na obrázku 6 je možné vidieť potlačenie nežiadúcej harmonickej zložky zárezovým filtrom na úroveň postranných zložiek. Prechodový dej je veľmi dlhý (viac ako 5000 krokov), čo je spôsobené extrémne úzkym zárezom zárezového filtra ($v = 0,9999$). Dĺžka prechodového deja je zväčšená aj v dôsledku pridania hrebeňových filtrov, ktoré majú tiež pomerne úzky zárez a spôsobujú oneskorenie vo výpočte požadovanej hĺbky zárezu. Skutočná dĺžka prechodového deja je skreslená aj použitím hrebeňového filtra na výstupe z adaptívneho zárezového filtra (nie je uvedený na

obr. 5). Prídavný hrebeňový filter je na výstupe kvôli tomu, aby bolo možné extrahovať z výstupného signálu zložku zodpovedajúcu frekvencii rušivej harmonickej zložky a následne vypočítať jej priemerný výkon.

Dĺžku prechodového deja a hlavne prekmit výkonu rušivej zložky nad požadovanú úroveň je možné skrátiť použitím exponenciálnej zmeny parametra ρ . Tým sa dosiahne počiatočné zväčšenie šírky zárezu zárezového filtra, čo má za následok skrátenie dĺžky prechodového deja (čím je zárez užší, tým je prechodový dej dlhší a naopak) a zväčšenie hĺbky zárezu. Exponenciálna zmena parametra ρ je realizovaná pomocou vzťahu:

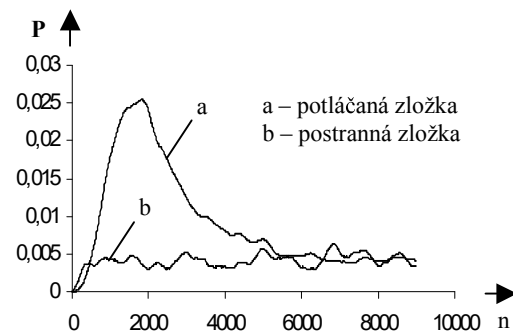
$$\rho(k+1) = \alpha \cdot \rho(k) + (1-\alpha) \cdot \rho(\infty) \quad (22)$$

kde $\rho(0)$ je počiatočná hodnota, $\rho(\infty)$ je konečná hodnota a α určuje rýchlosť zmeny parametra ρ . Konečnou hodnotou je hodnota vypočítaná zo vzťahu (7) na základe požadovanej hĺbky zárezu.

Časová konštanta exponenciálneho nárastu je pre hodnoty α blízke jednej daná vzťahom:

$$T = \frac{1}{1-\alpha} \quad (23)$$

Uvedený spôsob zmeny niektorého z parametrov je využitý aj v [1] a [2].

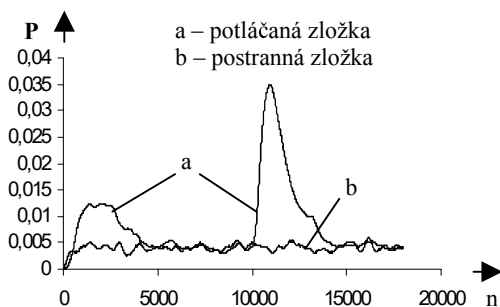


Obr. 7 Vplyv exponenciálnej zmeny parametra ρ
Fig. 7 Exponential change of parameter ρ

Na obrázku 7 je znázornený priebeh priemerného výkonu rušivej zložky a postranných zložiek na výstupe pre hodnotu parametrov $\alpha=0,9$ a $\rho(0)=0,8$. Parameter $\rho(0)$ určuje počiatočnú šírku zárezu filtra. Hodnota 0,8 zodpovedá pomerne širokému zárezu a počas meraní sa ukázala ako dostatočná. Parameter α určuje rýchlosť zmeny parametra ρ z počiatočnej hodnoty na vypočítanú. Nízke hodnoty parametra α (blízke 0) znamenajú rýchlu zmenu ρ (zárez sa rýchlo zúži) a táto zmena má menší vplyv na prechodový dej. Naopak, hodnoty α blízke 1 spôsobujú pomalú zmenu ρ - zárez sa zužuje pomaly a zároveň hĺbka zárezu je väčšia než požadovaná.

Z porovnania obr. 6 a 7 je zrejmé, že použitie exponenciálnej zmeny parametra ρ spôsobilo viac ako desaťnásobné zníženie prekmitu výkonu rušivej harmonickej zložky nad požadovanú úroveň a tiež skrátenie prechodového deja.

Schopnosť adaptácie hĺbky zárezu zárezového filtra na zmenu parametrov rušivého harmonickeho signálu je prezentovaná na nasledovnom príklade. Amplitúda potláčanej harmonickej zložky sa v čase $n = 10000$ skokom zmenila z hodnoty $\sqrt{2}$ na 2, čo zodpovedá nárastu pomeru SNR o 3 dB. Uvedený prípad dokumentuje obr. 8.

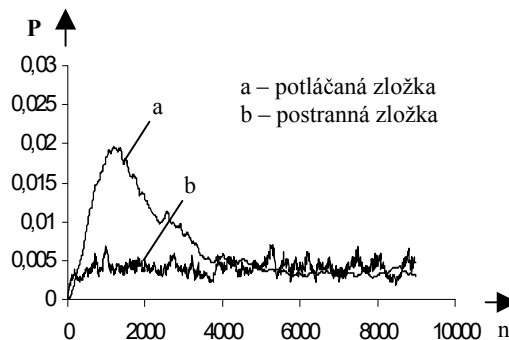


Obr. 8 Skoková zmena amplitúdy rušivého harmonickeho signálu

Fig. 8 Abrupt change of disturbing signal amplitude

V predchádzajúcich príkladoch bol priemerný výkon jednotlivých zložiek signálu počítaný z posledných 300 vzoriek. Navrhnutý filter je však funkčný aj pri použití oveľa menšieho počtu vzoriek. Jedinou obmedzujúcou podmienkou je požiadavka na voľbu takého počtu vzoriek, ktorý zodpovedá celočíselnému násobku periódy potláčaného harmonickeho signálu. Pri frekvencii rušivého signálu 50 Hz a perióde vzorkovania 1 ms pripadá na jednu periódu rušivého signálu 20 vzoriek. To je zároveň minimálny počet vzoriek, ktorý je možné použiť pri výpočte priemerného výkonu. Na obr.9 je znázornený práve takýto prípad.

V porovnaní s obr. 7 je možné pozorovať skrátenie prechodového deja. Určitou nevýhodou je väčšia závislosť vypočítaných hodnôt priemerného výkonu na momentálnych vlastnostiach aditívneho šumu, čo sa prejavuje väčším rozptylom vypočítaných hodnôt (pribehy na obr. 7 sú hladšie). Táto skutočnosť nemá zásadný vplyv na funkčnosť adaptívneho filtra, pretože použitý zárezový filter má úzky zárez (čo spôsobuje dlhší prechodový dej) a preto nie je schopný reagovať na rýchle zmeny parametrov vstupného signálu. Použitie nízkeho počtu vzoriek je tiež výhodné pri implementovaní algoritmu do jednoduchých signálových procesorov, keďže sa tým znižujú celkové nároky na pamäť a na čas potrebný na výpočet.



Obr. 9 Využitie nízkeho počtu vzoriek
Fig. 9 Using low number of samples

5. ZÁVER

V článku bol navrhnutý modifikovaný zárezový filter, ktorý slúži na čiastočné potláčanie rušivého harmonickeho signálu. Bol odvodený vzťah na výpočet hĺbky zárezu v závislosti na parametroch filtra a potláčanej frekvencii. Hĺbka zárezu je počas filtrácie nastavovaná na základe výpočtu výkonu rušivého signálu a výkonu frekvenčných zložiek v jeho blízkosti. Simulačné experimenty ukázali schopnosť filtra potlačiť rušivý signál na požadovanú úroveň. Bola tiež prezentovaná adaptácia filtra na zmenu amplitúdy rušivého signálu. V budúcnosti by bolo možné filter rozšíriť aj o adaptáciu na zmenu frekvencie rušivého signálu.

LITERATÚRA

- [1] Nehorai, A.: A minimal parameter adaptive notch filter with constrained poles and zeros, IEEE Transactions on Acoustics, Speech and Signal Processing, ASSP-33, August 1985, pp. 983-996.
- [2] Tichavský, P., Händel, P.: Recursive estimation of frequencies and frequency rates of multiple cisoids in noise, Signal processing 58, 1997, pp. 117-129.
- [3] J.G., Proakis, D.G., Manolakis: Digital Signal Processing, MPC, New York, 1992.

BIOGRAPHY

Ondrej Karpíš was born on 12.5.1974. In 1997 he graduated (MSc.) at the department of Technical cybernetics of the Faculty of Management science and informatics at University of Žilina. Since 1997 he is working as an assistant lecturer at the Department of Technical cybernetics. His scientific research is focusing on digital signal processing.