

SIMULACE BIKVADRATICKÉ SEKCE S KVANTIZAČNÍ ZPĚTNOU VAZBOU

Lukáš Ručkay a Jakub Šťastný

Katedra teorie obvodů
ČVUT FEL Praha
Technická 2
Praha 6
166 27

ABSTRAKT

Cílem naší práce je implementace makra bikvadratické sekce IIR s kompenzací zaokrouhlovacích chyb filtru pomocí kvantování zpětné vazby na programovatelném hradlovém poli (FPGA). Vlastní makro bude používáno pro další výuku a výzkum na našem pracovišti. Aby bylo možné rychle vyhodnocovat úroveň kvantizačního šumu systému a optimalizovat parametry skutečného hardware, byl implementován model v Matlabu. Z didaktických důvodů a pro umožnění snadné přenositelnosti modelu mezi různými verzemi Matlabu a nástroji třetích stran jsme nepoužili Simulink, ale implementovali jsme model jako funkci v M-file. S pomocí modelu jsme nyní schopni stanovit optimální šířky slov v jednotlivých sběrnících systému z hlediska plochy hardware a získaného zlepšení filtrace.

KLÍČOVÁ SLOVA

bikvadratická sekce, DSP procesor, Error Feedback, FIR, FPGA, IIR, MAC, notch filtr

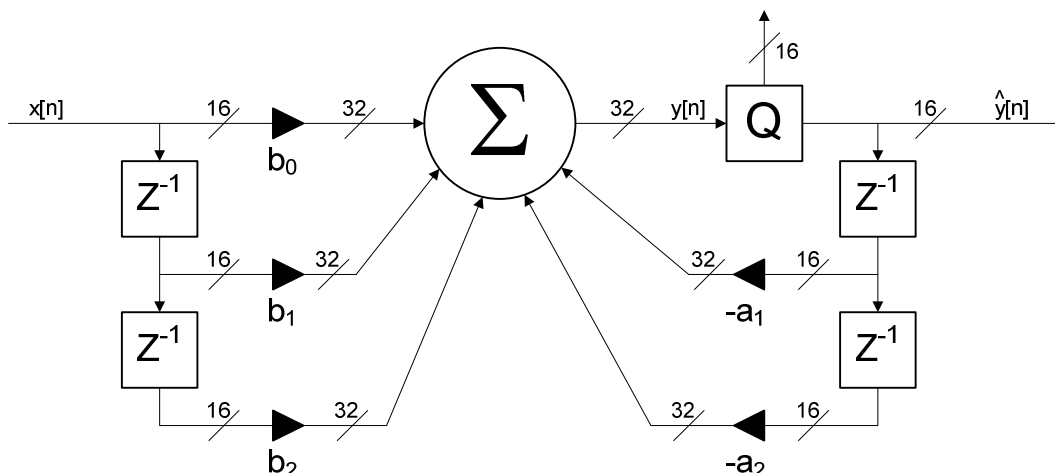
I. Úvod

Při návrhu a realizaci digitálních filtrů máme většinou na výběr ze dvou základních struktur: FIR filtry nebo IIR filtry. Mezi základní charakteristiky FIR filtru patří zaručená stabilita filtru (protože jeho implementace obsahuje pouze dopřednou větev), lineární fáze v případě symetrické impulsní odezvy a často příliš vysoký řád filtru ($N = 20..100$), což vede k velkému zpoždění signálu a také dlouhé době výpočtu (při sekvenčním výpočtu). Naopak IIR filtry mohou být nestabilní (vlivem rekurzivní části), mají nelineární fázi, ale pro splnění požadované frekvenční charakteristiky stačí mnohem menší řád filtru ($N = 4..10$) než v případě FIR filtrů. Řád filtru a s tím spojená doba výpočtu je hlavním kritériem při volbě typu filtru (FIR nebo IIR) a proto se v mnoha aplikacích setkáváme právě s IIR filtrem.

Při implementaci IIR filtrů se potýkáme s problémem konečné délky slova, kdy jsou kvantovány koeficienty i samotný signál. Při kvantování koeficientů dochází k jejich změně a tím i ke změně frekvenční charakteristiky (čím má filtr vyšší řád, tím je citlivější na změny koeficientů). Tento vliv se omezí v případě kdy filtr vyššího řádu rozložíme na dílčí filtry 1. a 2. řádu které zapojíme kaskádně. Tento rozklad vede na bikvadratické sekce jakožto základní stavební bloky. Přenosová funkce bikvadratické sekce má následující tvar:

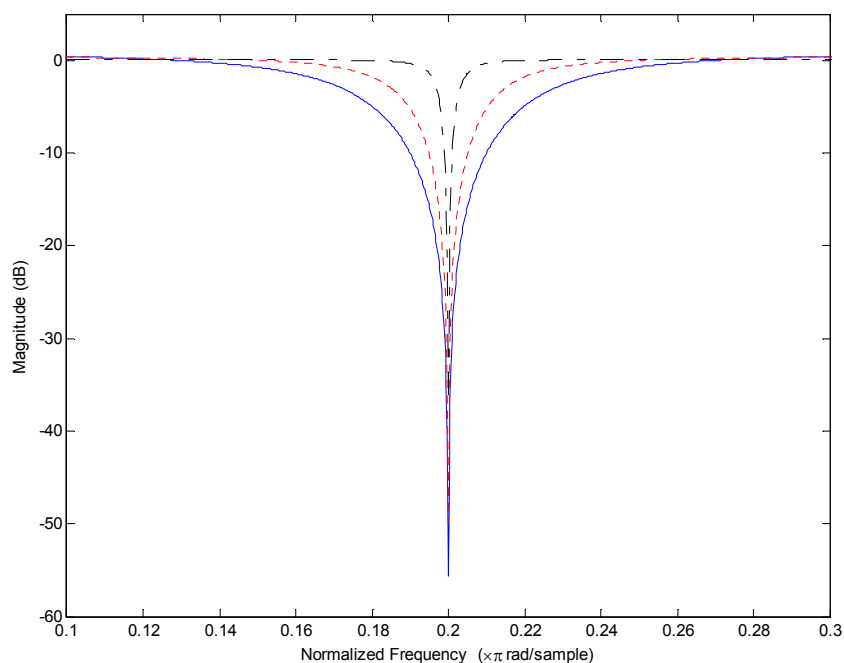
$$H_2(z) = \frac{b_0 + b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2}}{1 - a_1 z^{-1} - a_2 z^{-2}} \quad (1)$$

Schéma bikvadratické sekce s naznačenými toky signálů ukazuje obr.1.



obr. 1. Bikvadratické sekce (přímá forma I) s kvantovaným signálem (16b) a kvantovanými koeficienty filtru (16b) obsahující kvantizér na výstupu.

Amplitudová přenosová charakteristika pro notch filtr (úzkopásmová zádrž nebo propust) realizovaný bikvadratickou sekcí je znázorněna na obr.2. Notch frekvence filtru je v tomto případě 0.2π a jedná se o pásmovou zádrž s poloměry pólů $r_p=0.9, 0.95, 0.99$.



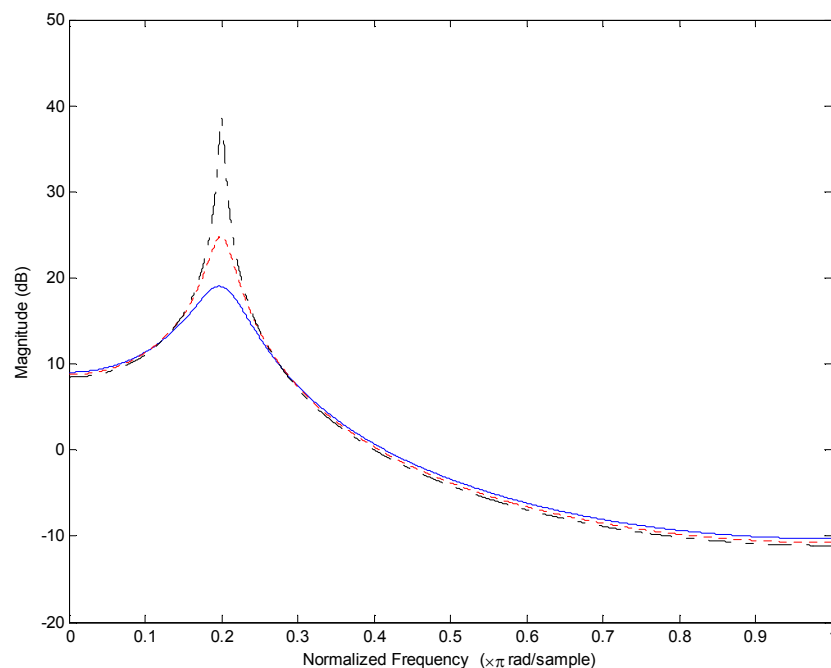
obr. 2. Amplitudová frekvenční charakteristika notch filtru druhého řádu pro poloměry pólů $r_p=0.9$ (plná čára), $r_p=0.95$ (tečkovaná čára), $r_p=0.99$ (čárkovaná čára). (Rozsah normované frekvence $[0, 1]$ koresponduje s rozsahem $[0, f_s/2]$ vzorkovací frekvence).

Další problém související s kvantováním se kterým se potýkáme je kvantování výsledků výpočtu. Při výpočtu v systému 16/32 (16b vstup do / 32b výstup z MAC = Multiply And Accumulate) je výsledek sčítán v plné přesnosti. Pro další použití musí být výsledek kvantován na 16b (kvantování představuje zkrácení původního výsledku 32b dlouhého na výsledek délky 16b). Toto zkrácení výsledku má za následek vznik kvantizační chyby, která je

zesilována rekurzivní částí filtru. Přenosová funkce z kvantizéru na výstup filtru (bikvadratické sekce) pro kvantizační šum má následující tvar:

$$G_2(z) = \frac{1}{1 - a_1 z^{-1} - a_2 z^{-2}} \quad (2)$$

Tento přenos může způsobit zesílení kvantizačního šumu v řádu až několika desítek dB v případě, že jsou póly velmi blízko jednotkové kružnice. Graficky je toto zesílení znázorněno na obr.3. pro poloměry pólů $r_p=0.9, 0.95, 0.99$.



obr. 3. Zesílení rekurzivní části bikvadratické sekce pro poloměry pólů $r_p=0.9$ (plná čára), $r_p=0.95$ (tečkovaná čára), $r_p=0.99$ (čárkovaná čára). (Rozsah normované frekvence $[0, 1]$ koresponduje s rozsahem $[0, f_s/2]$ vzorkovací frekvence).

Při implementaci máme též na výběr z několika struktur (přímá forma I, přímá forma II, přímá forma I transponovaná, přímá forma II transponovaná a další). Z hlediska kvantizačních vlastností je nejvýhodnější přímá forma I (znázorněna na obr.1.), protože obsahuje pouze jeden kvantizér (blok Q, který představuje zdroj kvantizačního šumu) [2].

Výborné vlastnosti systému s konečnou délkou slova dostaneme implementací bikvadratické sekce použitím přímé formy I s kvantizační zpětnou vazbou (Error Feedback = EF) pro potlačení zaokrouhlovacího šumu. Toto řešení má za následek velmi malý zaokrouhlovací šum, což je obtížné dosáhnout s jinou strukturou filtru [1], [2], [4].

V kapitole „Error Feedback a její uplatnění“ uvedeme návrh EF a její vliv na kvalitu filtrace. Kapitola s názvem „dosažené výsledky“ ukazuje reálné výsledky při použití filtru s EF. Příloha obsahuje popis programové realizace filtru s EF v Matlabu.

II. ERROR FEEDBACK A JEJÍ UPLATNĚNÍ

Kvantizér na výstupu filtru způsobí oříznutí výsledku na daný počet bitů. Bity které byly odříznuty představují kvantizační chybu, která je rekurzivní částí filtru zesilována a kumulována. Tuto kvantizační chybu můžeme popsat rovnicí:

$$y[n] = \hat{y}[n] + e[n], \quad (3)$$

kde $\hat{y}[n]$ představuje kvantovaný výstup filtru a $e[n]$ rozdíl mezi nekvantovaným a kvantovaným výstupem. Uvážením rovnice (3) nyní můžeme popsat filtr diferenční rovnicí:

$$y[n] = \sum b_i \cdot x[n-i] + \left[\sum a_i \cdot y[n-i] - \sum a_i \cdot e[n-i] \right]. \quad (4)$$

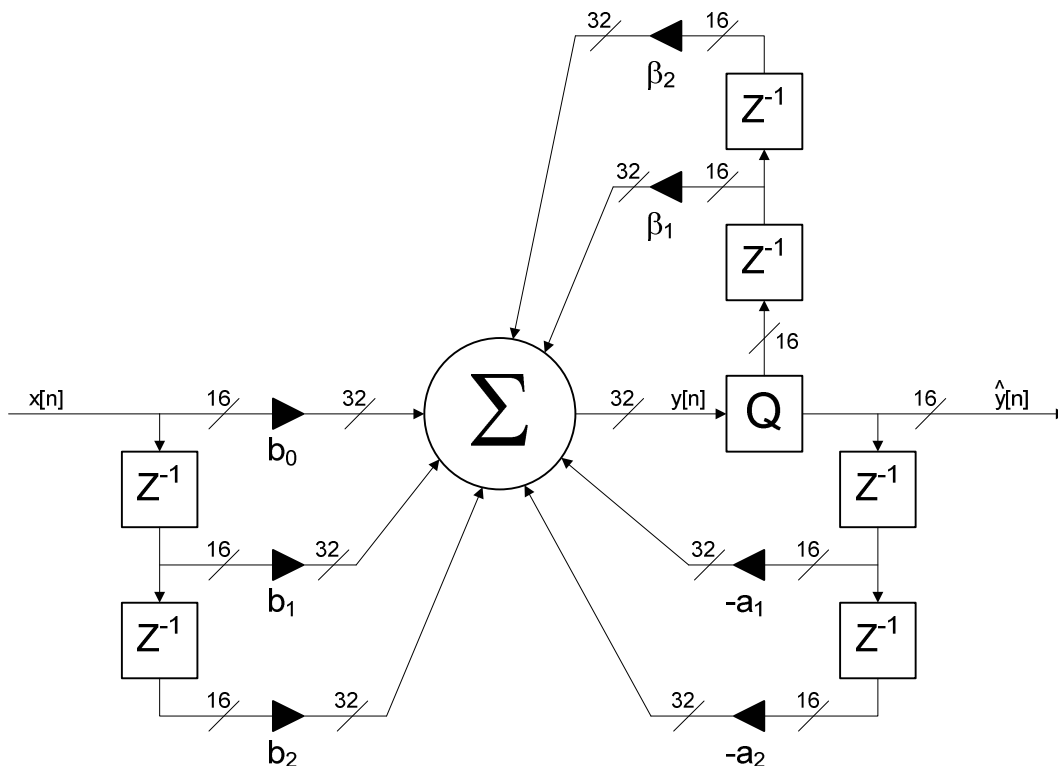
Abychom kvantizační šum potlačili, začleníme do filtru druhou rekurzivní část, která bude kvantizační šum zpracovávat. Základní idea je aproximovat dvojnásobně-přesné výpočty zpracováním kvantizační chyby (spodní část dvojnásobně-přesného výsledku) zvláštním filtrem. Jinými slovy, kvantizační chyba je vracena přes jednoduchý FIR filtr, aby kompenzovala příští kvantizační chybu. Diferenční rovnice filtru je změněna následovně:

$$y[n] = \sum b_i \cdot x[n-i] + \left[\sum a_i \cdot y[n-i] - \sum a_i \cdot e[n-i] \right] + \sum \beta_i \cdot e[n-i], \quad (5)$$

kde β jsou koeficienty EF. Pro $\beta_i = a_i$ dostáváme:

$$y[n] = \sum b_i \cdot x[n-i] + \sum a_i \cdot y[n-i]. \quad (6)$$

Na obr. 4. je zobrazena bikvadratická sekce s implementovanou EF druhého řádu s naznačenými toky a šířkou signálů.



obr. 4. Bikvadratické sekce (přímá forma I) s kvantovaným signálem (16b) a kvantovanými koeficienty filtru (16b) rozšířená o EF druhého řádu s kvantovanými koeficienty na 16b.

Protože EF zahrnuje zpracování pouze kvantizační chyby, nemá vliv na přenosovou funkci samotného filtru, ale pouze na přenosovou funkci kvantizační chyby. Ta je modifikována takto:

$$G_2(z) = \frac{1 + \beta_1 z^{-1} + \beta_2 z^{-2}}{1 - a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2}} \quad (7)$$

Koeficienty β jsou voleny tak, aby realizovaly nuly na stejné frekvenci jako jsou póly jmenovatele přenosové funkce. Nuly mohou ležet na stejném poloměru jako leží póly ($r=r_p$) nebo přímo na jednotkové kružnici ($r=1$). V obou případech potlačují zesílení kvantizační chyby způsobené póly přenosové funkce. Zda je výhodnější umístit nuly na jednotkovou kružnici nebo na stejný poloměr jako póly ukazují obrázky v kapitole „dosažené výsledky“.

III. DOSAŽENÉ VÝSLEDKY

Kvalita filtrace zde bude posuzována pomocí energie chybového signálu. Chybový signál je rozdíl mezi výstupem analyzovaného filtru (filtr obsahující EF s kvantovaným signálem i koeficienty) a výstupem ideálního filtru. Za ideální filtr zde budeme považovat bikvadratickou sekci jejíž koeficienty ani signál nejsou kvantovány - pracuje s plovoucí řádovou čárkou. energii E chybového signálu spočítáme podle následující rovnice:

$$E = \sum (Y_F[n] - Y[n])^2, \quad (8)$$

kde Y_F je výstup ideálního filtru a Y je výstup filtru pracujícího s pevnou řádovou čárkou. Dalším krokem při klasifikaci zlepšení filtrace je stanovení poměru energií chybových signálů. Za srovnávací energii zde budeme uvažovat energii chybového signálu E_Y z filtru, který má kvantovaný vstupní i výstupní signál na N bitů a koeficienty A , B také na N bitů (pracuje s fix-point aritmetikou). Poměr stanovíme následovně:

$$k = \frac{E_Y}{E_{EF}}, \quad (9)$$

kde E_{EF} je energie chybového signálu analyzovaného filtru s EF. Dosazením (8) do (9) a uvážením výše zmíněných označení dostaneme:

$$k = \frac{\sum (Y_F[n] - Y[n])^2}{\sum (Y_F[n] - Y_{EF}[n])^2}, \quad (10)$$

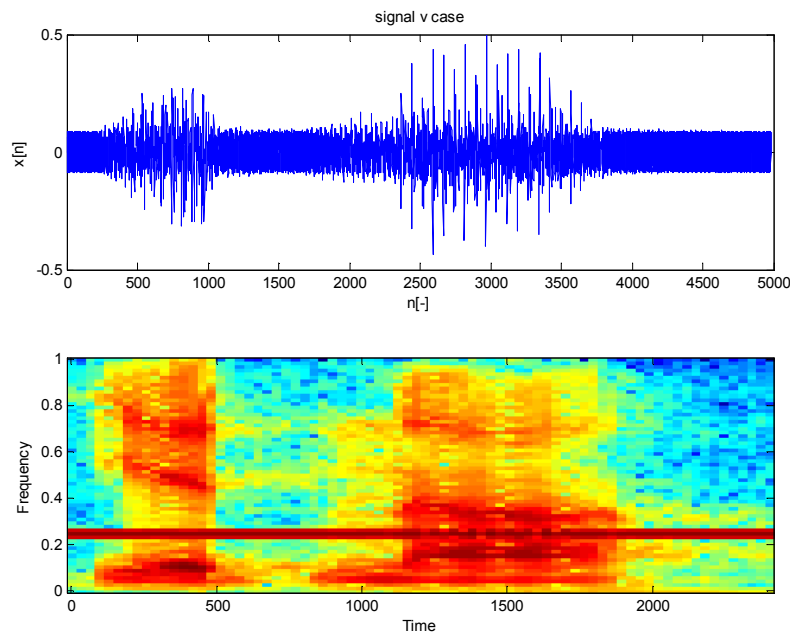
kde Y_{EF} označuje výstup filtru s implementovanou EF. Koeficient zlepšení filtrace k je v grafech vynášen v logaritickém měřítku ... $20 \cdot \log_{10}(k)$ [dB].

U všech grafů je na ose x frekvence f v rozmezí 0Hz až $f_s/4$. Na ose y je poloměr pólů r . Analyzovaný filtr byl typu úzkopásmová zadrž realizovaná jako notch filtr, jehož parametry byly r a f .

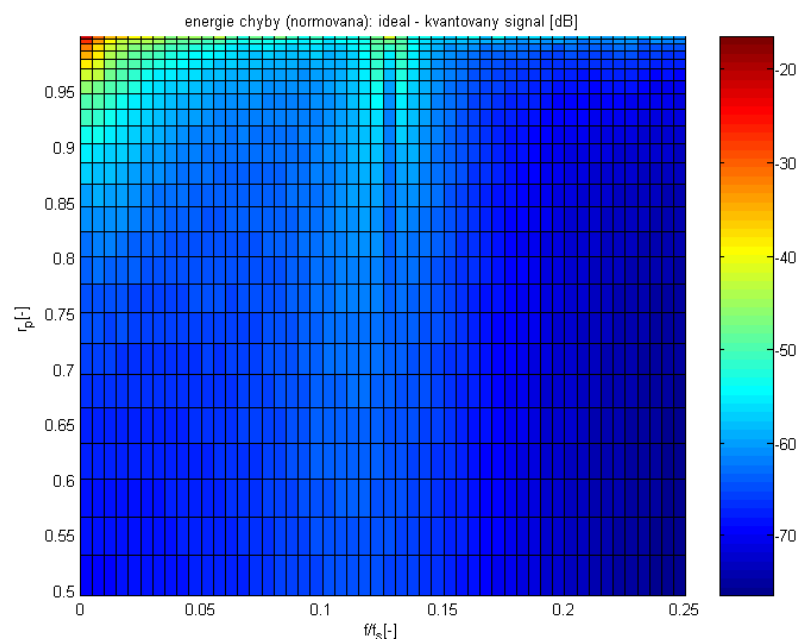
BUZENÍ: REÁLNÝ SIGNÁL + SINUSOVKA (NEKVANTOVANÉ KOEFICIENTY)

Reálný signál je reprezentován akustickým signálem (proslov „jedna“) smíchaným se sinusovkou amplitudy 0.2 a frekvence $f_s/8$ (f_s je vzorkovací frekvence). Celý signál je dále normován na maximální amplitudu 0.5 aby během výpočtů nedošlo k přetečení. Aby se

omezil vliv kvantování koeficientů (změna frekvenční charakteristiky) nejsou koeficienty kvantovány. Kvantován je pouze výstupní signál a to na 16b. Obr.5. ukazuje budící signál v čase a časový vývoj jeho spektra. Na obr.6. je znázorněna energie chybového signálu (rozdíl mezi ideálním filtrem a filtrem bez EF s kvantovaným signálem na výstupu) pro parametry filtru r a f . Energie chybového signálu je vztažena (normována) k energii výstupního signálu z ideálního filtru a přepočtena na [dB] ... $10 \cdot \log_{10}(E/E_Y)$, (0dB ~ energie chyby a energie signálu jsou stejné). Energie chybového signálu je největší v oblasti nízkých frekvencí a velkých poloměrů, kde je kvantovací mřížka relativně řidká.

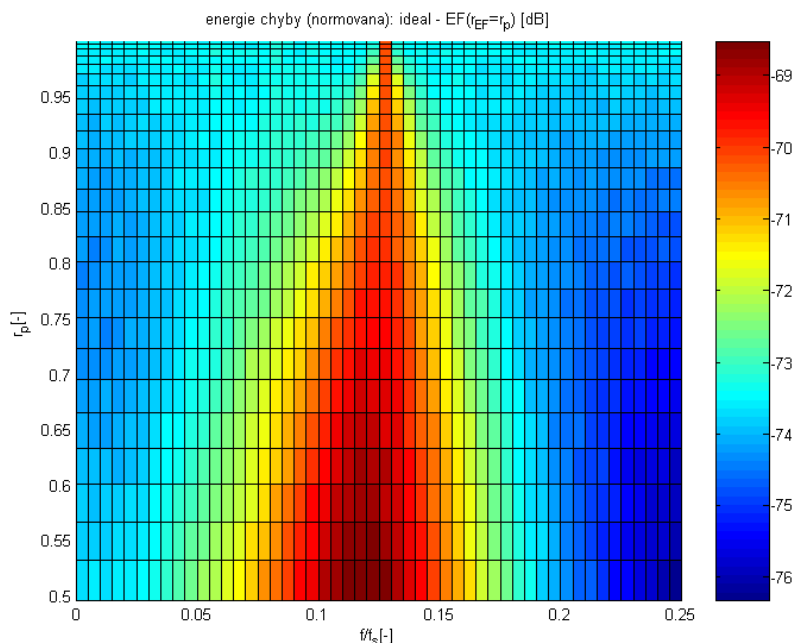


obr. 5. Časový průběh reálného signálu zašumělého sinusovkou o frekvenci $f_s/8$ (horní část obrázku) a časový vývoj jeho spektra (dolní část obrázku). Zvýrazněná čára představuje sinusové rušení.

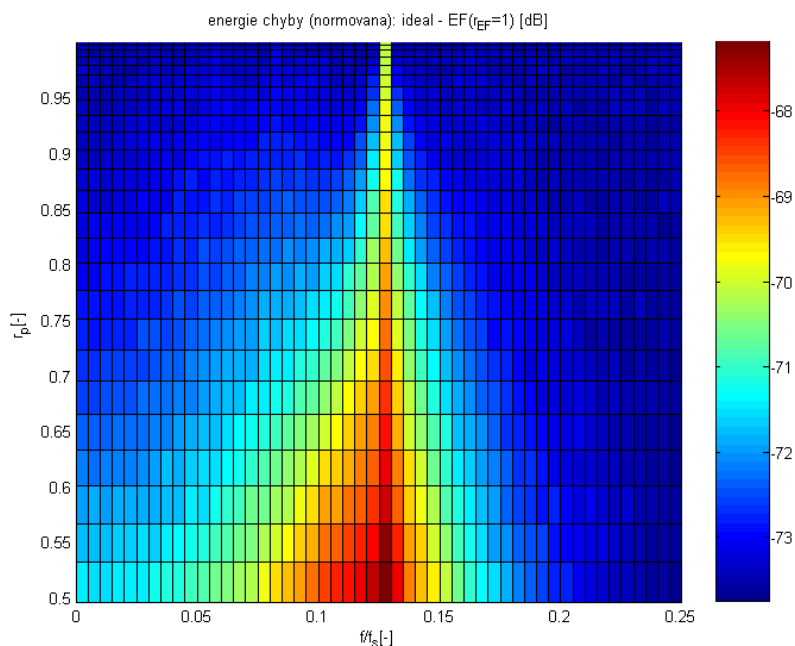


obr. 6. Normovaná energie chybového signálu (rozdíl výstupu ideálního filtru a filtru bez EF s kvantovaným výstupem). Velikost energie chybového signálu odečteme pomocí colorbaru na pravé straně grafu. Pro parametry filtru r, f je energie: $E \approx -20\text{dB}$ pro $r=0.99$ a $f=0$, $E \approx -55\text{dB}$ pro $r=0.99$ a $f=0.2$, $E \approx -70\text{dB}$ pro $r=0.6$ a $f=0.25$. (Rozsah normované frekvence $[0, 0.25]$ odpovídá rozsahu $[0, f_s/4]$ vzorkovací frekvence).

Na obr.7. je zobrazena energie chybového signálu pro filtr s implementovanou EF, kde nuly EF jsou na stejném poloměru jako póly samotného filtru. V případě obr.8. jsou nuly EF umístěny na jednotkové kružnici. V obou případech nejsou koeficienty filtru ani koeficienty EF kvantovány, výstup i zbytkový signál pro EF je kvantován na 16b. Srovnáním s obr.6. je vidět, že chyba je nyní téměř shodná v celém analyzovaném rozsahu (-69dB...-76dB).

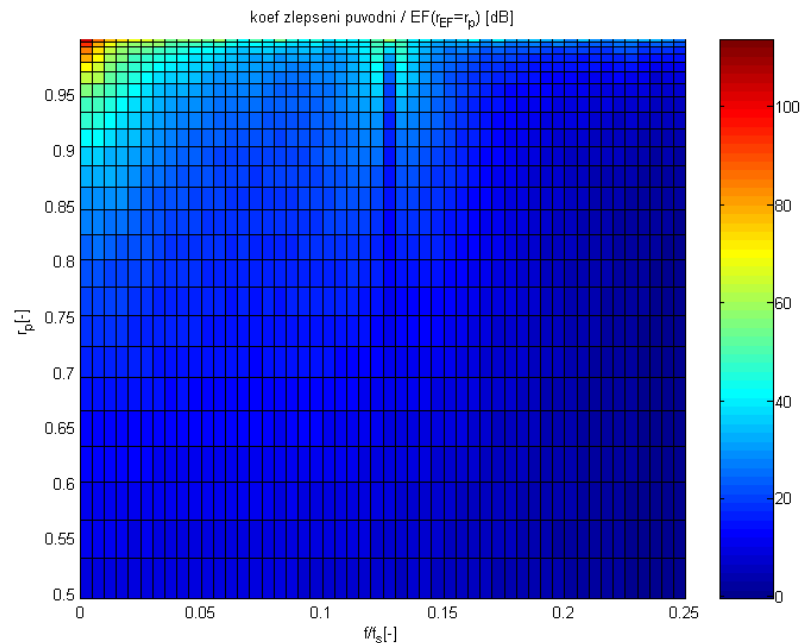


obr. 7. Normovaná energie chybového signálu (rozdíl výstupu ideálního filtru a filtru s kvantovaným výstupem obsahující EF s $r=r_p$). Velikost energie chybového signálu odečteme pomocí colorbaru na pravé straně grafu. Pro parametry filtru r, f je energie: $E \approx -73\text{dB}$ pro $r=0.99$ a $f=0$, $E \approx -69\text{dB}$ pro $r=0.5$ a $f=0.125$, $E \approx -76\text{dB}$ pro $r=0.6$ a $f=0.25$. (Rozsah normované frekvence $[0, 0.25]$ odpovídá rozsahu $[0, f_s/4]$ vzorkovací frekvence).

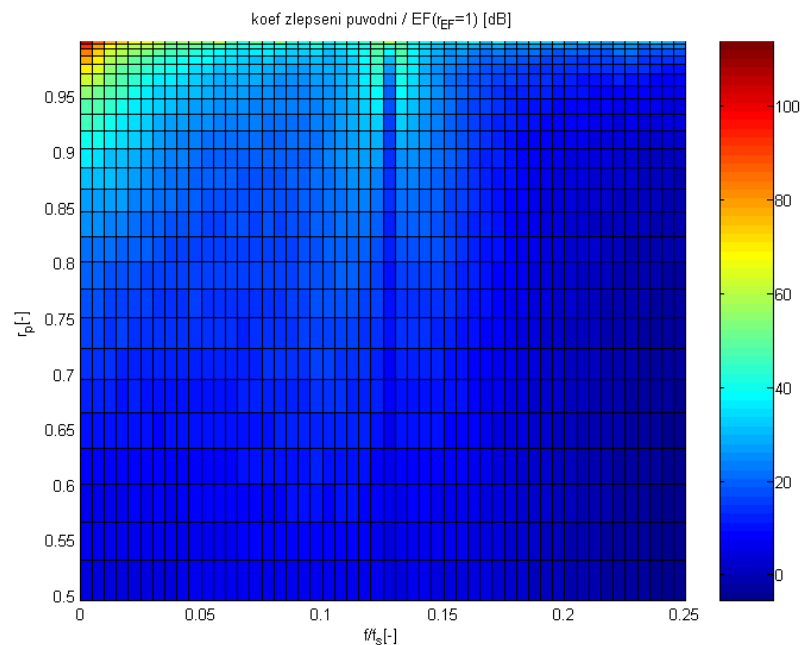


obr. 8. Normovaná energie chybového signálu (rozdíl výstupu ideálního filtru a filtru s kvantovaným výstupem obsahující EF s $r=1$). Velikost energie chybového signálu odečteme pomocí colorbaru na pravé straně grafu. Pro parametry filtru r, f je energie: $E \approx -74\text{dB}$ pro $r=0.99$ a $f=0$, $E \approx -67\text{dB}$ pro $r=0.5$ a $f=0.125$, $E \approx -74\text{dB}$ pro $r=0.6$ a $f=0.25$. (Rozsah normované frekvence $[0, 0.25]$ odpovídá rozsahu $[0, f_s/4]$ vzorkovací frekvence).

Číselně vyjádřené zlepšení filtrace k (zmenšení energie chybového signálu) je patrné z obr.9. pro EF s $r=1$ a obr.10. pro EF s $r=r_p$. Zlepšení filtrace je zobrazeno v logaritmickém měřítku a vyjádřeno v [dB]. Při použití EF s $r=1$ je energie chybového signálu menší ve větším rozsahu než v případě EF s $r=r_p$.



obr. 9. Koeficient zlepšení pro EF ($r=r_p$). Velikost zlepšení k odečteme pomocí colorbaru na pravé straně grafu. Pro parametry filtru r, f je zlepšení: $k \approx 110\text{dB}$ pro $r=0.99$ a $f=0$, $k \approx 50\text{dB}$ pro $r=0.99$ a $f=0.125$, $k \approx 40\text{dB}$ pro $r=0.99$ a $f=0.25$, $k \approx 0\text{dB}$ pro $r=0.6$ a $f=0.25$. (Rozsah normované frekvence $[0, 0.25]$ odpovídá rozsahu $[0, f_s/4]$ vzorkovací frekvence).

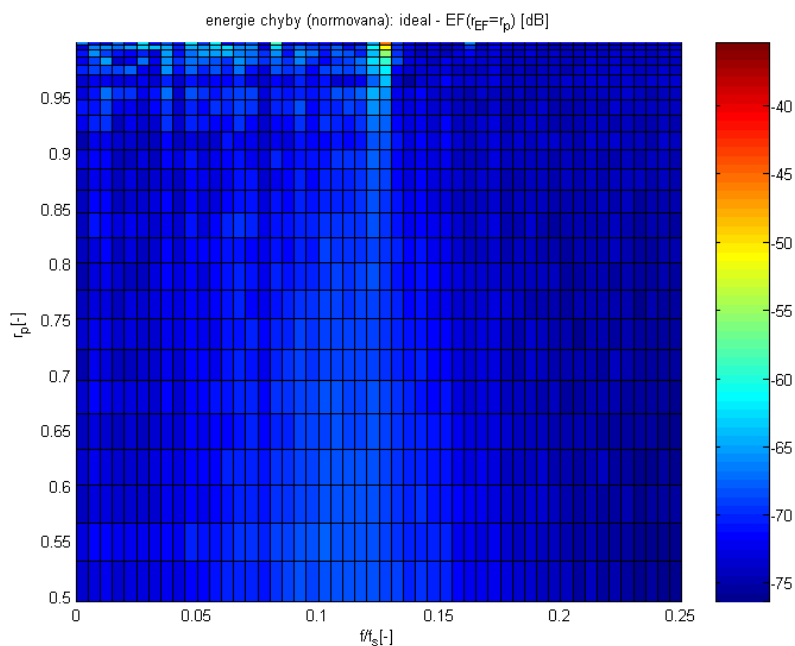


obr. 10. Koeficient zlepšení pro EF ($r=1$). Velikost zlepšení k odečteme pomocí colorbaru na pravé straně grafu. Pro parametry filtru r, f je zlepšení: $k \approx 110\text{dB}$ pro $r=0.99$ a $f=0$, $k \approx 50\text{dB}$ pro $r=0.99$ a $f=0.125$, $k \approx 40\text{dB}$ pro $r=0.99$ a $f=0.25$, $k \approx 0\text{dB}$ pro $r=0.6$ a $f=0.25$. (Rozsah normované frekvence $[0, 0.25]$ odpovídá rozsahu $[0, f_s/4]$ vzorkovací frekvence).

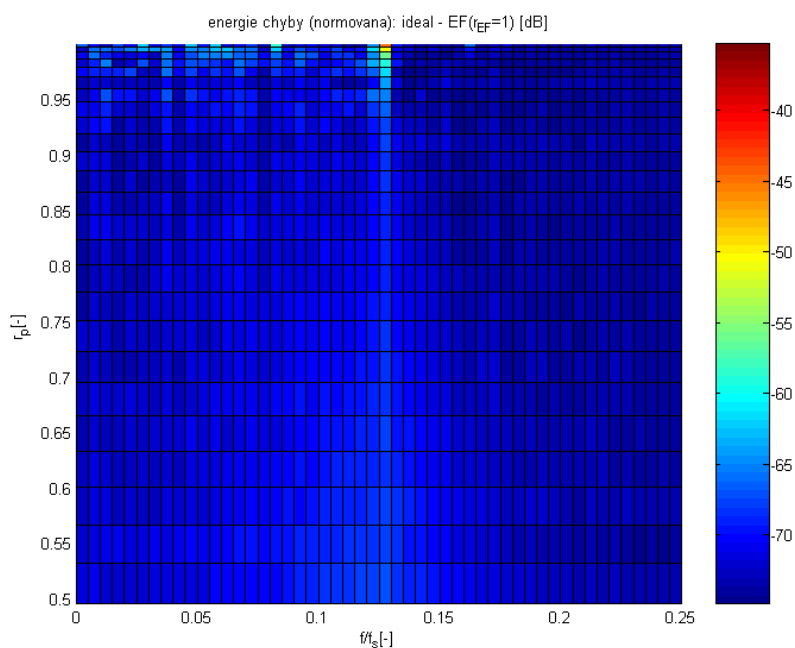
BUZENÍ: REÁLNÝ SIGNÁL + SINUSOVKA (KVANTOVANÉ KOEFICIENTY)

Budící signál je stejný jako v případě nekvantovaných koeficientů. Koeficienty filtru i EF jsou nyní kvantovány na 16b, výstupní signál je také kvantován na 16b. Energie chybového signálu (rozdíl výstupu ideálního filtru a filtru bez EF s kvantovaným výstupem i koeficienty) je stejná jako v případě nekvantovaných koeficientů a proto se odkazujeme na obr.6.

Na obr.11. je zobrazena energie chybového signálu pro filtr s implementovanou EF, kde nuly EF jsou na stejném poloměru jako póly samotného filtru ($r=r_p$). V případě obr.12. jsou nuly EF umístěny na jednotkové kružnici ($r=r_p$).

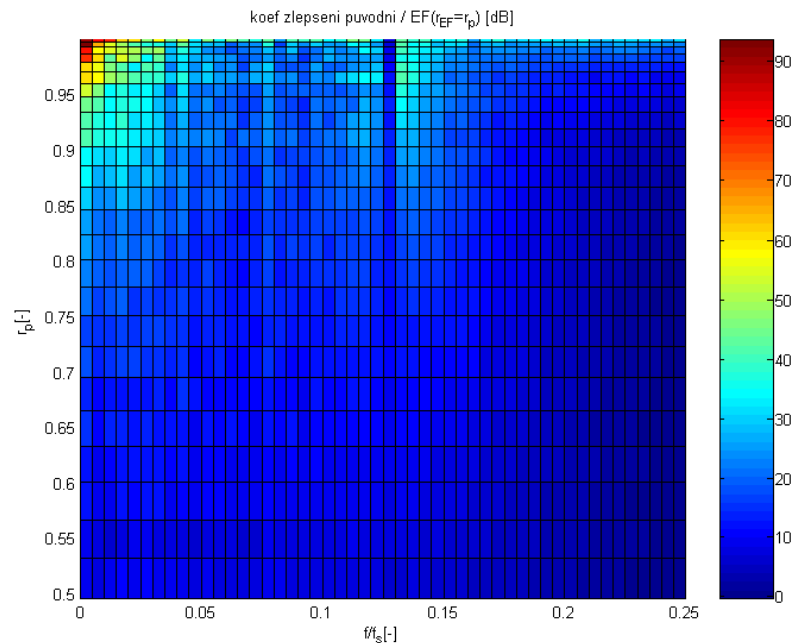


Obr. 11. Normovaná energie chybového signálu (rozdíl výstupu ideálního filtru a filtru s kvantovaným výstupem obsahující EF s $r=r_p$). Pro parametry filtru r, f je energie: $E \approx -43\text{dB}$ pro $r=0.5$ a $f=0.125$, $E \approx -75\text{dB}$ pro $r=0.99$ a $f=0.25$. (Rozsah normované frekvence $[0, 0.25]$ odpovídá rozsahu $[0, f_s/4]$ vzorkovací frekvence).



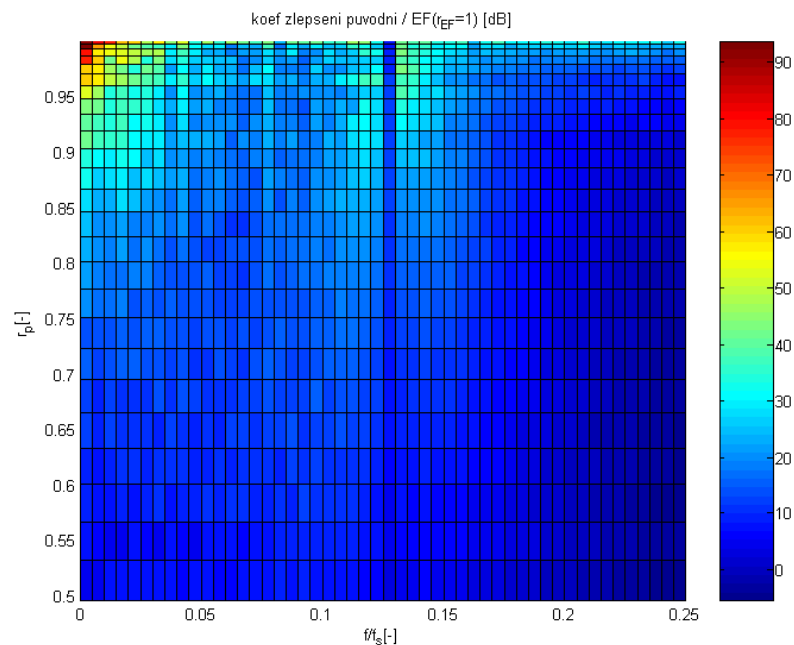
Obr. 12. Normovaná energie chybového signálu (rozdíl výstupu ideálního filtru a filtru s kvantovaným výstupem obsahující EF s $r=1$). Pro parametry filtru r, f je energie: $E \approx -43\text{dB}$ pro $r=0.5$ a $f=0.125$, $E \approx -75\text{dB}$ pro $r=0.99$ a $f=0.25$. (Rozsah normované frekvence $[0, 0.25]$ odpovídá rozsahu $[0, f_s/4]$ vzorkovací frekvence).

Číselně vyjádřené zlepšení filtrace k (zmenšení energie chybového signálu) pro kvantované koeficienty je patrné z obr.13. pro EF s $r=1$ a obr.14 pro EF s $r=r_p$. Zlepšení filtrace je zobrazeno v logaritmickeém měřítku a vyjádřeno v [dB]. Při použití EF s $r=1$ je opět energie chybového signálu menší ve větším rozsahu než v případě EF s $r=r_p$.



obr. 13. Koeficient zlepšení pro EF ($r=r_p$). Velikost zlepšení k odečteme pomocí colorbaru na pravé straně grafu.

Pro parametry filtru r, f je zlepšení: $k \approx 90\text{dB}$ pro $r=0.99$ a $f=0$, $k \approx 40\text{dB}$ pro $r=0.99$ a $f=0.15$, $k \approx 30\text{dB}$ pro $r=0.99$ a $f=0.25$, $k \approx 0\text{dB}$ pro $r=0.6$ a $f=0.25$. (Rozsah normované frekvence $[0, 0.25]$ odpovídá rozsahu $[0, f_s/4]$ vzorkovací frekvence).



obr. 14. Koeficient zlepšení pro EF ($r=1$). Velikost zlepšení k odečteme pomocí colorbaru na pravé straně grafu.

Pro parametry filtru r, f je zlepšení: $k \approx 90\text{dB}$ pro $r=0.99$ a $f=0$, $k \approx 60\text{dB}$ pro $r=0.96$ a $f=0.025$, $k \approx 45\text{dB}$ pro $r=0.99$ a $f=0.15$, $k \approx 0\text{dB}$ pro $r=0.6$ a $f=0.25$. (Rozsah normované frekvence $[0, 0.25]$ odpovídá rozsahu $[0, f_s/4]$ vzorkovací frekvence).

Efektivní šířka rekurzivní části filtru s EF kde $r=r_p$ je dána součtem šířky rekurzivní části samotného filtru a šířky EF, neboť koeficienty filtru a EF jsou stejné a zpětnovazební signál je pouze rozdělen do těchto dvou částí. Tato konfigurace způsobí zpřesnění polohy pólů a tím i přesnější aproximaci frekvenční charakteristiky v propustném pásmu. EF s $r=1$ působí jako pásmová zádrž (nuly jsou na jednotkové kružnici) na frekvenci kde jsou umístěny póly samotného filtru a tak eliminuje vliv zaokrouhlovací chyby, která by se jinak šířila a kumulovala vlivem rekurzivní části filtru. Výsledky dosažené v našich simulacích odpovídají výsledkům uvedeným v pracích [1], [2]. Naše práce tímto nekončí, ale bude pokračovat hardwarovou realizací na FPGA. Výhoda FPGA oproti CPU nebo DSP procesorům je ten, že umožňuje plně paralelní realizaci filtru s libovolnou šířkou slova (nejen 8b, 16b nebo 32b) jak ve struktuře bikvadratické sekce, tak ve zpětné vazbě.

IV. ZÁVĚR

EF zmenšuje energii chybového signálu. Pro nekvantované koeficienty filtru je zlepšení výraznější, protože se neuplatňuje chyba způsobená změnou frekvenční charakteristiky (změna koeficientů). Pro reálný případ, kdy jsou koeficienty kvantované je zmenšení chyby menší než v případě nekvantovaných koeficientů, ale přesto patrné. Uplatnění EF závisí na typu budícího signálu, šířce EF a také na parametrech filtru r a f (pro stejné r a f , ale různé buzení je vliv EF různý). Obecně má EF větší vliv u filtrů, jejichž póly jsou blízko jednotkové kružnice, protože i malá změna koeficientů způsobená kvantováním má značný vliv na kvalitu filtrace. Zvětšení počtu bitů EF způsobí další zmenšení energie chybového signálu. Nejlepší výsledky jsou v případě kdy EF má stejný počet bitů jako rekurzivní část filtru. Na základě výsledků jsme nyní schopni stanovit optimální šířky sběrnic a koeficientů pro implementaci na FPGA.

PŘÍLOHA: PROGRAMOVÁ REALIZACE BIKVADRATICKÉ SEKCE V MATLABU

Model bikvadratické sekce je implementován v Matlabu jako funkce v m-file. Funkce je volána s těmito parametry :

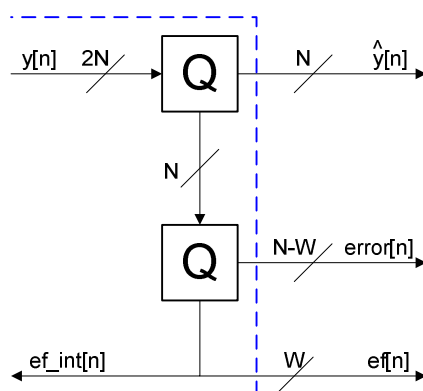
```
[Y, ef, overflow, error] = IIR_EF(B, A, Beta, X, N, W, rnd_y, option);
```

B	koeficienty dopředné sekce, B je vektor [3x1]
A	koeficienty zpětné sekce, A je vektor [3x1]
Beta	koeficienty EF, Beta je vektor [2x1]
X	vektor vstupních dat
N	počet kvantovacích bitů pro výstupní signál
W	počet kvantovacích bitů pro EF
rnd_y	'round' - zaokrouhlí Y 'fix' - zaokrouhlí Y na nejbližší celé číslo směrem k nule 'floor' - zaokrouhlí Y na nejbližší celé číslo směrem k minus nekonečnu 'ceil' - zaokrouhlí Y na nejbližší celé číslo směrem k plus nekonečnu
option	't' = truncation (oříznutí výsledku na N bitů) 's' = saturation (saturace výsledku do intervalu <-1..+1>) 'ts' = truncation & saturation none = bez úpravy
Y	vektor výstupních vzorků kvantovaný na N bitů
ef	error feedback
overflow	signalizace přetečení (při saturaci)
error	nekvantovaný výstup - Y - ef

tab.1. Vstupy a výstupy funkce IIR_EF.

Vstupní signál pro filtr i koeficienty jsou kvantovány externě (nezávislá volba umožňující kvantovat rozdílně koeficienty A , B , $Beta$). Naproti tomu výstupní signál z filtru je kvantován funkcí na N bitů. Parametr W umožňuje volit šířku EF a tím také ovlivňovat kvalitu filtrace (potlačení zaokrouhlovacího šumu). Protože zaokrouhlovací šum má rozdílné hodnoty pro různé zaokrouhlovací funkce, je implementována volba zaokrouhlovací funkce pro výstup filtru (rnd_y). Ta umožňuje volbu jednu ze 4 standardních funkcí poskytovaných v Matlabu. Podle volby $option$ se výsledek ořízne podle zadané zaokrouhlovací funkce, saturuje do intervalu hodnot $\langle -1..+1 \rangle$ v případě, že tento rozsah překročí. Též je možná volba současné saturace i oříznutí výsledku.

Výstup funkce poskytuje vzorky výstupního signálu a vzorky signálu EF. Protože počet bitů pro EF je také volitelný, může v EF vzniknout další zaokrouhlovací chyba. Tu poskytuje funkce ve formě proměnné $error$. Blokové uspořádání kvantizérů na výstupu je zobrazeno na Obr.5.



obr. 15. Kvantizéry na výstupu bikvadratické sekce.

LITERATURA

- [1] Timo I. Laakso, Jari Ranta a Seppo J. Ovaska: Design and Implementation of Efficient IIR Notch Filters with Quantization Error Feedback, IEEE Transactions on instrumentation, Vol. 43, No. 3, June 1994
- [2] Jon Dattorro: The Implementation of Recursive Digital Filters for High-Fidelity Audio, J. Audio Eng. Soc., Vol. 36, No. 11, November 1988
- [3] Jon Dattorro: The Implementation of Digital Filters for High Fidelity Audio, AES 7th International Conference
- [4] H. J. Butterweck, J. H. F. Ritzerfeld, and M. J. Werter. Finite wordlength in digital filters: A review. Research report, Eindhoven University of Technology Netherlands, Faculty of Electrical Engineering, 1988.

KONTAKTY

Lukáš Ručkay: lukas.ruckay@email.cz

Jakub Šťastný: stastnj1@seznam.cz