

МЕТОДИКА КВАНТУВАННЯ КОЕФІЦІЄНТІВ ПЕРЕДАТОЧНОЇ ФУНКЦІЇ ЦИФРОВИХ ФІЛЬТРІВ НА ОСНОВІ ЧАСТОТНОЇ ВИБІРКИ

Запропонована методика квантування коефіцієнтів передаточної функції цифрових фільтрів на основі частотної вибірки, яка заснована на визначенні достатньої розрядності сигнальних процесорів і дозволяє вже на етапі апроксимації врахувати та усунути можливі спотворення частотних характеристик, що виникають за рахунок обмеженої розмірності розрядної сітки процесорів.

Рыбка С.В., Корольов А.П. Методика квантования коэффициентов передаточной функции цифровых фильтров на основе частотной выборки. Предложена методика квантования коэффициентов передаточной функции цифровых фильтров на основе частотной выборки, которая основана на определении достаточной разрядности сигнальных процессоров и позволяет уже на этапе аппроксимации учесть и устранить возможные искажения частотных характеристик, возникающие за счет ограниченной размерности разрядной сетки процессоров.

S. Rybka, A. Korolyov. Method for quantizing the coefficients of the transfer function of digital filters based on frequency sampling. A technique is proposed for quantizing the coefficients of the transfer function of digital filters on the basis of frequency sampling, which is based on determining the sufficient bit depth of signal processors and allows, at the approximation stage, to take into account and eliminate possible distortions of the frequency characteristics that arise due to the limited dimension of the bit array of processors.

Ключові слова: цифрові фільтри на основі частотної вибірки, частотна характеристика, розрядність сигнального процесора, передаточна функція.

Постановка завдання

Розробка та удосконалення методів цифрової обробки електричних сигналів в сучасних умовах стрімкого розвитку телекомунікацій та радіотехніки вкрай актуальні. Однією з важливих задач обробки сигналів є цифрова фільтрація ширококутового вхідного сигналу. Наприклад, у приладах виявлення та супроводження цілі в результаті фільтрації відбувається виділення інформативних ознак та параметрів цілі (радіальної швидкості, азимуту, типу цілі, ін.), які необхідні для вибору та наведення зброї. Від точності та швидкості обчислення параметрів залежить ймовірність ураження цілі. Цифрова фільтрація відбувається у реальному масштабі часу і вимагає високої обчислювальної ефективності процесора, на якому реалізується фільтр. В роботі вирішується завдання удосконалення методики синтезу цифрових фільтрів на основі частотної вибірки з урахуванням розрядності сигнальних процесорів.

Аналіз останніх публікацій

Фільтри на основі інтерполяційної формули Лагранжа [1, 2] та, як їх окремий випадок, фільтри на основі частотної вибірки (ФОВ) – це ефективні (з мінімальним обсягом обчислень) фільтри з кінцевою імпульсною характеристикою [3, 4], які використовуються при реалізації вузькосмугових фільтрів і цифрових гребінок фільтрів [5]. У доступній літературі інформації щодо методу частотної вибірки небагато, він мало вивчений та не має чіткої методики розрахунку [4], щоб активно застосовуватися на практиці.

Задача синтезу цифрових фільтрів (ЦФ) складається з двох основних етапів: перший – рішення задачі апроксимації; другий – рішення задачі реалізації. В результаті виконання першого етапу проектування, який виконують на універсальній ЕОМ, отримують передаточну функцію ЦФ. Її коефіцієнти при точному вираженні в двійковому коді потребують великого числа розрядів. З огляду на те, що ЦФ реалізують на спеціалізованому обчислювачі, як правило це сигнальний процесор (СП), значення коефіцієнтів квантуються, тому що обчислювач має меншу у порівнянні з універсальною ЕОМ розрядну сітку. Квантування коефіцієнтів ЦФ призводить до спотворення його частотних характеристик (ЧХ) – амплітудно-частотної (АЧХ) та фазо-частотної (ФЧХ).

Метою роботи є розробка методики квантування коефіцієнтів передаточної функції цифрових ФОЧВ, яка дозволяє вже на етапі апроксимації врахувати та усунути можливі спотворення ЧХ, що виникають за рахунок обмеженої розрядності сигнальних процесорів.

Модифікована передаточна функція (ПФ) цифрового ФОЧВ має вигляд [3, 4]:

$$H(z) = (1 \pm t \times z^{-m}) \times \frac{1}{m} \times (1 - z^{-2}) \times \sum_{k=1}^n \frac{A_k \times (-1)^k}{(1 + b_{1k}z^{-1} + b_{2k}z^{-2})}, \quad (1)$$

де $z = e^{jx}$, x – цифрова нормована частота;

m – порядок гребінчастого фільтра;

k – номери полюсів;

n – число ланок цифрових резонаторів;

$t, \frac{1}{m}, A_k, b_{1k}, b_{2k}$ – коефіцієнти, які квантуються при реалізації.

При проведенні розрахунків фільтрів найбільш часто використовується і аналізується така ЧХ, як характеристика загасання (ХЗ) фільтра. Вона визначається через модуль ПФ за формулою:

$$a(x), \text{ дБ} = -20 \lg |H(jx)|. \quad (2)$$

В роботах [1 – 4] наведені відомості, що дозволяють розрахувати коефіцієнти ПФ (1) за заданими вимогами до ЧХ (смузи пропускання та затримки, нерівномірність загасання у смузі пропускання, гарантоване загасання у смугах затримки), але вони не є досконалими з точки зору найкращого виконання заданих вимог до ЧХ та не враховують розрядність процесорів, які реалізують отриману ПФ.

Призначення методики

Методика дозволяє розрахувати квантовані коефіцієнти ПФ (1) для заданої розрядності СП та на основі аналізу результуючої ХЗ зробити висновок про виконання або невиконання заданих вимог. Якщо вони не виконуються, то розмірність розрядної сітки процесора збільшується і розрахунок та аналіз повторюються.

Вхідні дані

1) Параметри m та k ПФ (1);

2) d – розрядність процесора, яка аналізується;

3) Значення неквантованих коефіцієнтів A_k ПФ (1);

4) Вимоги до ХЗ фільтра:

– нерівномірність загасання у смузі пропускання – Δa ;

– гарантоване загасання у смузі затримки – a_r .

Вихідні дані

1) Квантовані значення коефіцієнтів $A_k, b_{1k}, b_{2k}, t, \frac{1}{m}$ ПФ (1);

2) Достатня розрядність процесора d' .

Обмеження та припущення

1) m, k, d – цілі позитивні числа;

2) A_k – дійсні позитивні числа;

2) Δa задається у дБ і має значення від 0 до 1 дБ;

3) a_r задається у дБ і має значення не менше 25 дБ.

Математичний апарат

Коефіцієнти A_k функції (1) визначаються як модуль передаточної функції:

$$A_k = |H(jx_k)|,$$

де k – номер вузла інтерполяції;

x_k – фіксовані значення нормованої цифрової частоти у особливих точках на інтервалі

$x \in [0; \pi]$, які визначаються за формулами $x_k = k \times \left(\frac{2\pi}{m}\right)$, де $k = 0 \dots \left(\frac{m}{2}\right)$.

В роботі [3] показано, що початкові значення коефіцієнтів A_k можна визначити методом інтерполяції і задати рівними 1 для точок інтерполяції у смузі пропускання. Якщо

провести оптимізацію коефіцієнтів за критерієм виконання альтернанса Чебишева (кількість максимальних за абсолютним значенням відхилень АЧХ від заданої на одиницю перевищує кількість точок інтерполяції та всі відхилення є равновеликими), то коефіцієнти A_k можуть набувати значень більше нуля і близьких до одиниці, як трохи більше одиниці, так і дещо менше одиниці. Також коефіцієнти A_k можна визначити через ХЗ:

$$A_k = 10^{-\frac{a_k}{20}},$$

де a_k – значення ХЗ, що апроксимується, у вузлах інтерполяції (дБ).

Коефіцієнти b_{1k} та b_2 визначаються наступним чином:

$$b_{1k} = -2r \cos(x_k), \quad b_2 = 1 - 2^{-d_d},$$

де $r = \sqrt{1 - 2^{-d_d}}$ – полюсна відстань;

d_d – розрядність регістрів для запису кодів дробової частини.

ПФ (1) містить в своєму складі цифровий резонатор (ЦР), який описується за формулою:

$$H_{\text{ЦР}}(z) = \sum_{k=1}^n \frac{A_k \times (-1)^k}{(1 + b_{1k} z^{-1} + b_2 z^{-2})}. \quad (3)$$

Для забезпечення стійкості полюси ЦР необхідно перемістити всередину одиничного кола z -площини. Для цього до складу ПФ (3) вводиться коефіцієнт b_2 менший за одиницю. Введення коефіцієнта b_2 до складу ПФ з урахуванням кінцевої розрядності регістрів d_d призводить до того, що його АЧХ на резонансній частоті має кінцеве значення. У разі резонатора без втрат, його АЧХ на резонансній частоті прямує до нескінченності. Отже, коефіцієнт b_2 відповідає абсолютному значенню завжди меншому одиниці на величину найменшого числа 2^{-d_d} , яке можна виразити в двійковій системі за допомогою d_d розрядів.

Необхідно зауважити, що чим більше зміщені полюси ЦР всередину одиничного кола, тим більш нелінійною є ФЧХ цифрового фільтра. Отже, лінійність ФЧХ безпосередньо залежить від розрядності регістрів d_d елементної бази, на якій реалізується ЦФ.

При практичній реалізації невизначеність нуль розділити на нуль (0/0) допускати не можна, оскільки це призведе до помилки обчислень „поділ на нуль”. Тому, щоб уникнути „проколів” АЧХ, крім введення коефіцієнта $b_2 < 1$, в ПФ (1) введений множник t , який визначається за формулою

$$t = r^m = \left(\sqrt{1 - 2^{-d_d}}\right)^m, \quad r = \sqrt{b_2}.$$

Для коефіцієнта t також виконується умова $t < 1$. Введення коефіцієнта t призводить до того, що АЧХ гребінчастого фільтра на частотах нулів буде приймати значення близькі до нуля, але не абсолютний нуль і не досягає екстремумів рівних по абсолютному значенню 2.

На рис. 1 зображені дві криві частотної залежності коефіцієнта b_{1k} для різних значень полюсної відстані r . Крива, що змінюється від -2 до 2 відповідає значенню $r = 1$. Друга крива відповідає значенню r меншому за 1.

b_{1k}

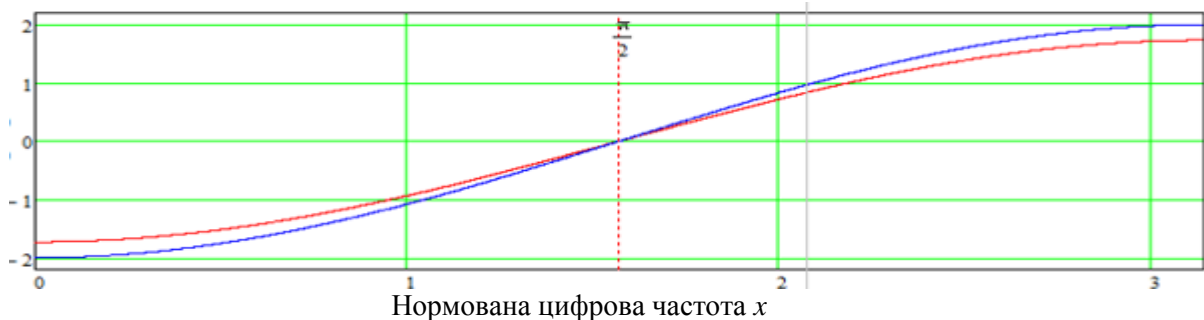


Рис. 1. Частотна залежність коефіцієнта b_{1k} для різних значень полюсної відстані r

Значення коефіцієнта b_{1k} (рис.1) симетричні щодо частоти $\frac{\pi}{2}$ і відрізняються лише знаком. Ця властивість дозволяє заощадити число використовуваних елементів пам'яті при реалізації.

Полюсна відстань з урахуванням обмежень розрядної сітки завжди менше одиниці. Отже, значення коефіцієнтів b_{1k} знаходяться в межах:

$$b_{1k} \in]-2; +2[.$$

Коефіцієнт b_{1k} визначає місце розташування резонансу резонатора на цифровій шкалі частот. Точки збігу полюса і нуля називають особливими точками. Нулі особливих точок формує гребінчастий фільтр, а полюси – цифрові резонатори. Точність збігу частот нуля і полюса критично впливає на якість АЧХ ЦФ. З цієї причини коефіцієнти b_{1k} мають високу чутливість до їх квантування, що є причиною основного недоліку цифрових ФОЧВ. На рис. 2 показаний результат розбіжності нуля і полюса ЦФ. Розбіжність проявляється у вузькосмугових викидах АЧХ на частотах особливих точок у смузі пропускання. На рис.2 також показані криві, що визначають АЧХ гребінчастого фільтру і місце розташування нулів ПФ (1).

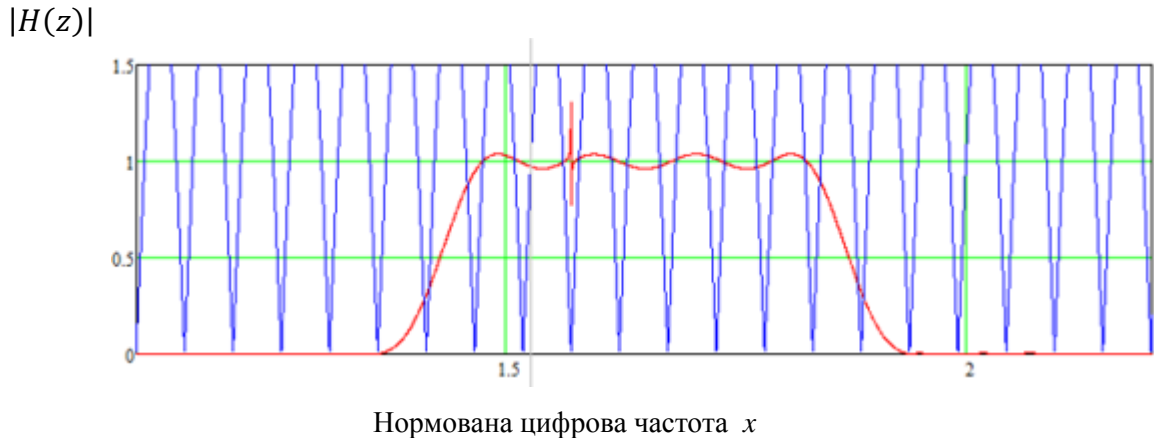


Рис. 2. АЧХ ЦФ з розбіжністю нуля і полюса передаточної функції

Множник $\frac{1}{m}$ у формулі (1) є таким, що масштабує. Він визначається порядком m гребінчастого фільтра і тому завжди менше одиниці. Таким чином, маємо:

$$b_2 < 1 ; \quad (4)$$

$$t < 1 . \quad (5)$$

Ці коефіцієнти фіксовані та жорстко детерміновані розмірністю d_d і мають лише дробову частину.

Коефіцієнт $\frac{1}{m}$ залежить від розмірності гребінчастого фільтра, він завжди менше одиниці, тобто містить дробову частину:

$$\frac{1}{m} < 1. \quad (6)$$

Коефіцієнти A_k приймають значення в таких межах:

$$0 < |A_k| \leq 1 + \delta, \text{ где } \delta \ll 1. \quad (7)$$

Коефіцієнти b_{1k} приймають значення в таких межах:

$$0 \leq |b_{1k}| < 2. \quad (8)$$

Отже, при квантуванні коефіцієнтів A_k , b_{1k} ПФ (1) вони прийматимуть дискретні значення, які корельовані з кількістю двійкових розрядів для вираження цих коефіцієнтів. Вони можуть мати цілу частину одиниця або нуль і дробову частину.

При реалізації ЦФ за допомогою СП, як правило, використовується представлення чисел у форматі з фіксованою точкою. Тому для запису кодів цілої частини, які відображають коефіцієнти ЦФ, виділяють $d_{ц}$ двійкових розрядів, а дробової – $d_{д}$ розрядів і один розряд для представлення знака коефіцієнта. Число розрядів d для подання квантованих коефіцієнтів цифрового фільтра буде дорівнювати:

$$d = 1 + d_{ц} + d_{д}.$$

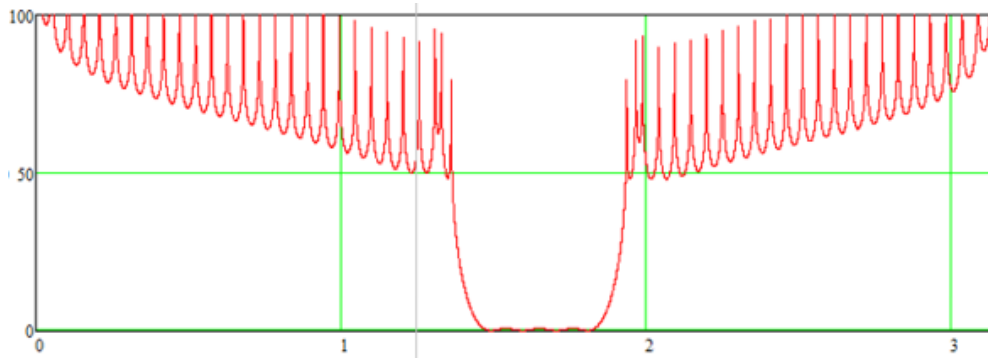
Для розглянутого випадку, з огляду на (4, 5, 6, 7, 8), можна констатувати, що $d_{ц} = 1$.

Отже: $d = 2 + d_{д}$. (9)

З огляду на те, що розрядна сітка СП з фіксованою точкою має заздалегідь визначене значення, враховуючи (9), представляється можливість визначити на етапі апроксимації оптимальні значення квантованих коефіцієнтів, застосовуючи які вдається досягти найкращого результату для ЧХ цифрового ФОЧВ при обмеженні розрядної сітки.

На рис. 3 зображена ХЗ фільтра з оптимізованими ваговими коефіцієнтами.

а, дБ



Нормована цифрова частота x

Рис. 3. ХЗ фільтра з оптимізованими ваговими коефіцієнтами

В результаті оптимізації досягнутий Чебишевський альтернанс. Оптимізовані коефіцієнти A_k ФОЧВ при $m=160$ мають наступні значення:

$$\begin{aligned} A_{27} &= 0.3087219; A_{28} = 0.9518838; A_{29} = 0.9965412; A_{30} = 1.0146074; \\ A_{31} &= 1.0050653; A_{32} = 0.9991189; A_{33} = 1.0202318; A_{34} = 0.9909259; \\ A_{35} &= 0.9670579; A_{36} = 0.3258511. \end{aligned}$$

При заданих значеннях $d_{д}$ і m легко обчислюються коефіцієнти b_2, t, b_{1k} .

Розглянемо, як виконується квантування. При проведенні квантування коефіцієнтів ПФ (1) ЦФ шляхом усічення необхідно враховувати величину різниці початкового десяткового значення і перетвореного з двійкового назад в десяткове. Це дозволить зменшити помилки квантування коефіцієнтів.

Наприклад: $m = 160$; $A_{28} = 0.9518838$.

Перетворимо коефіцієнт A_{28} з десяткової системи в двійкову і обмежимо дванадцятьма розрядами після коми:

$$0.9518838_{10} \rightarrow 0.111100111010_2.$$

Зробимо зворотне перетворення отриманого значення з двійкової системи в десяткову:

$$0.111100111010_2 \rightarrow 0.95166015625_{10}.$$

Визначимо похибку у вигляді різниці:

$$\Delta_{28,10} = 0.9518838_{10} - 0.95166015625_{10} = 2.23644 \times 10^{-4}_{10}.$$

Величина половини кроку між рівнями дискретизації при $d_{д} = 12$ визначається:

$$\frac{\Delta}{2} = \frac{2^{-12}}{2} = 1.2207 \times 10^{-4}_{10}.$$

Очевидно, що: $\Delta_{28.1} > \frac{\Delta}{2}$.

Отже, помилка квантування коефіцієнта буде менше якщо застосувати двійкове значення на один рівень вище.

Перевіримо це: $0.111100111011_2 \rightarrow 0.951904296875_{10}$;

$$\Delta_{28.2} = 0.9518838_{10} - 0.951904296875_{10} = -2.04969 \times 10^{-5}_{10}.$$

Порівняємо: $|-2.04969 \times 10^{-5}_{10}| < 1.2207 \times 10^{-4}_{10} < 2.23644 \times 10^{-4}_{10}$;

$$|\Delta_{28.2}| < \frac{\Delta}{2} < |\Delta_{28.1}|.$$

Очевидно, що доцільно застосувати: $A_{28} = 0.9518838_{10} \rightarrow 0.111100111011_2$.

Аналогічно виконується квантування всіх коефіцієнтів ПФ (1). Далі за формулою (2) розраховується ЧХЗ та проводиться її аналіз щодо виконання заданих вимог. Якщо вони внаслідок квантування не виконуються, то збільшується величина дробової частини розрядної сітки d_d і процес повторюється.

Алгоритм реалізації наведений на рис. 4 у вигляді блок-схеми.

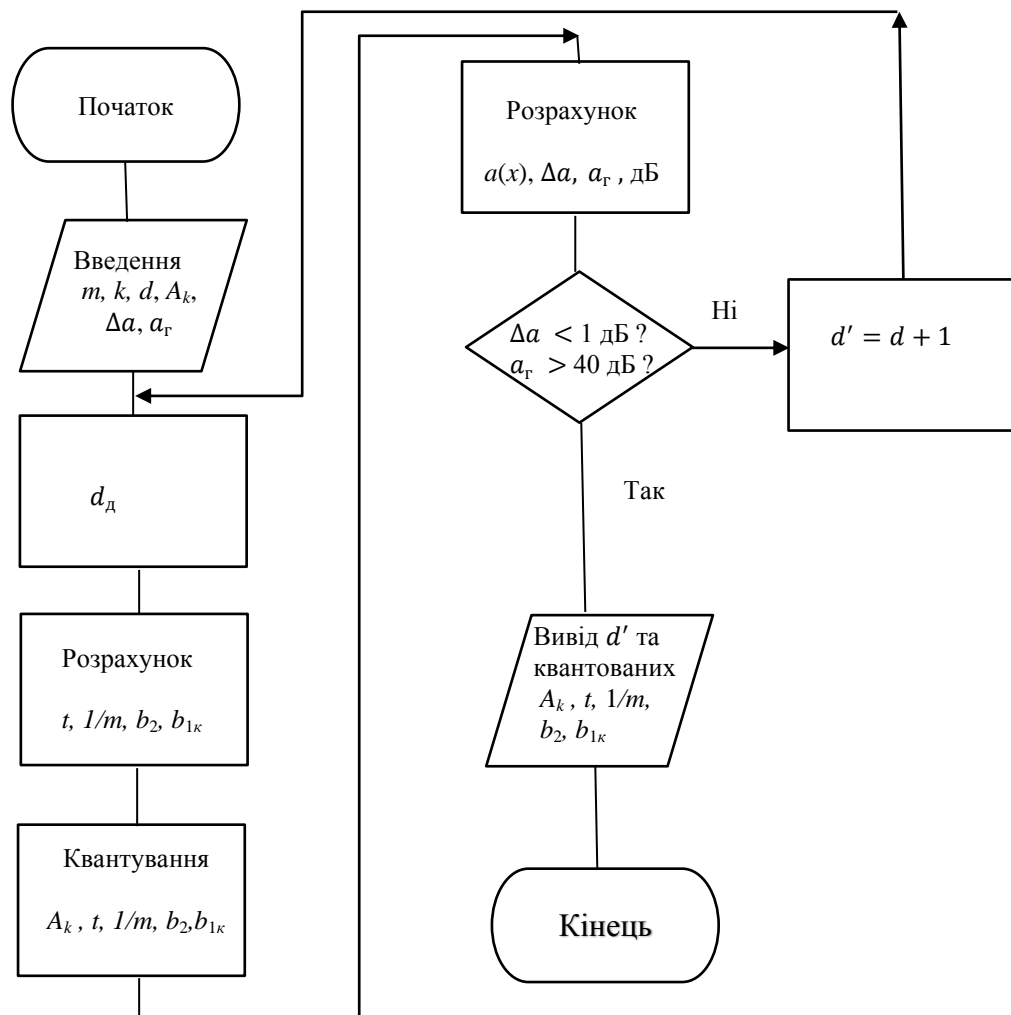


Рис. 4 Блок-схема алгоритму реалізації методики квантування коефіцієнтів цифрових ФОЧВ на основі визначення достатньої розрядності процесора

Приклад використання

Дано:

- 1) порядок фільтра $m = 160$;
- 2) номери вузлів інтерполяції $k = 27 \div 36$;
- 3) розрядність процесора $d = 16$;
- 4) неквантовані значення коефіцієнтів A_k наведені у табл.1;
- 5) вимоги до ХЗ: $\Delta a < 1$ дБ; $a_T > 40$ дБ.

Таблиця 1.

Неквантовані коефіцієнти A_k та b_{1k}		
k	A_k	b_{1k}
27	0.3087219	-0.9772126594650102
28	0.9518838	-0.9079532896751815
29	0.9965412	-0.8372939217224409
30	1.0146074	-0.7653435072306783
31	1.0050653	-0.6180151275615561
32	0.9991189	-0.6180151275615561
33	1.0202318	-0.5428643320670722
34	0.9909259	-0.4668764791201326
35	0.9670579	-0.3901687364822719
36	0.3258511	-0.3128593819327498

З формули (9) для 16-розрядного СП визначаємо $d_d = 14$. Розрахунок інших коефіцієнтів ПФ (1) дає наступні результати: $b_2 = 0.99993896484375$; $t = 0.9951289407582505$; $\frac{1}{m} = 0.00625$; коефіцієнти b_{1k} наведені у табл. 1.

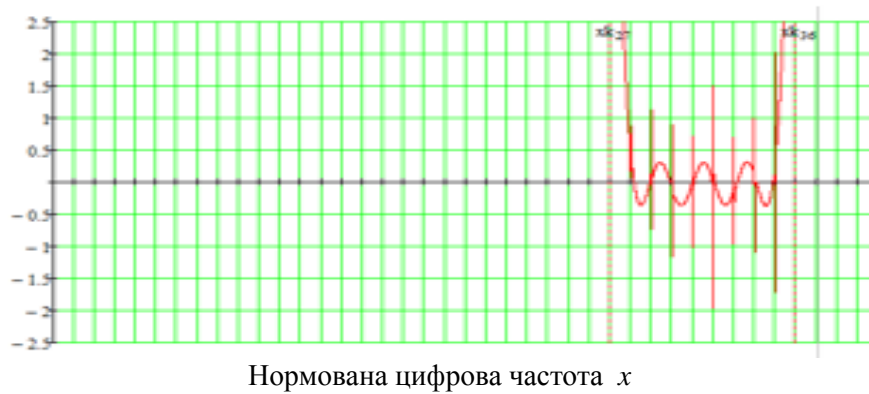
При таких значеннях коефіцієнтів ХЗ ФОЧВ наведена на рис.3 і забезпечує виконання заданих вимог.

Після квантування з урахуванням розрядності отримаємо наступні значення коефіцієнтів: $t = 0.9951171875$; $\frac{1}{m} = 0.0062255859375$; коефіцієнти A_k та b_{1k} наведені у табл.2.

Таблиця 2.

Квантовані коефіцієнти A_k та b_{1k} для $d_d = 14$		
k	A_k	b_{1k}
27	0.3087158203125	-0.9772126594650102
28	0.951904296875	-0.9079532896751815
29	0.99652099609375	-0.8372939217224409
30	1.01458740234375	-0.7653435072306783
31	1.00506591796875	-0.6180151275615561
32	0.9991455078125	-0.6180151275615561
33	1.02020263671875	-0.5428643320670722
34	0.99090576171875	-0.4668764791201326
35	0.967041015625	-0.3901687364822719
36	0.32586669921875	-0.3128593819327498

На рис. 5 наведена ХЗ ФОЧВ у смузі пропускання при використанні квантованих коефіцієнтів ($d_d = 14$). Аналіз показує, що у смузі пропускання ХЗ має вузькосмугові викиди на частотах особливих точок і нерівномірність досягає значень $\Delta a = 3.5$ дБ, що значно не відповідає вимогам.

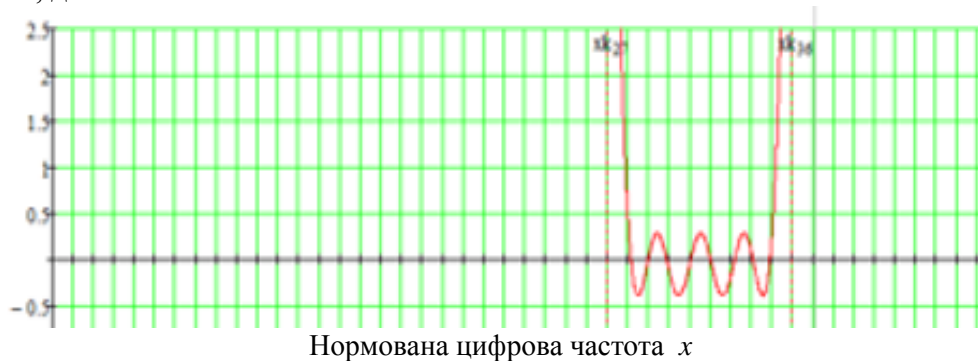
Загасання a , дБРис. 5. ХЗ ФОЧВ у смузі пропускання при використанні квантованих коефіцієнтів ($d_d = 14$)

У відповідності з запропонованою методикою було проведено подальші розрахунки шляхом збільшення кількості розрядів дробової частини розрядної сітки процесора. Для $d_d = 22$ отримані значення: $t = 0.9999809265136719$; $\frac{1}{m} = 0.00624990463256836$; коефіцієнти A_k та b_{1k} наведені в табл.3.

Таблиця 3. Квантовані коефіцієнти A_k та b_{1k} для $d_d = 22$

k	A_k	b_{1k}
27	0.30872201919555664	-0.977242697875977
28	0.9518837928771973	-0.9079809188842773
29	0.9965412616729736	-0.8373193740844727
30	1.0146074295043945	-0.765366792678833
31	1.0050652027130127	-0.69223340393066406
32	0.9991188049316406	-0.6180338859558105
33	1.0202317237854004	-0.5428807735443115
34	0.9909257888793945	-0.4668905735015869
35	0.96705794334411162	-0.3901805877685547
36	0.3258512020111084	-0.3128688335418701

На рис. 6 наведена ХЗ ФОЧВ у смузі пропускання при використанні квантованих коефіцієнтів для $d_d = 22$.

Загасання a , дБРис. 6. ХЗ ФОЧВ у смузі пропускання при використанні квантованих коефіцієнтів ($d_d = 22$)

Аналіз показує, що у смузі пропускання ХЗ практично немає викидів на частотах особливих точок і нерівномірність $\Delta a = 0.6$ дБ. Вимоги до величини гарантованого загасання у смугах затримки фільтра при квантуванні практично не погіршуються і виконуються.

Таким чином, при розрядності процесора $d' \geq 24$ квантування коефіцієнтів за допомогою запропонованої методики не призведе до спотворень ЧХ на етапі реалізації.

Оцінка ефективності

Критерієм ефективності розробленої методики є виконання на етапі апроксимації заданих вимог до ЧХ цифрових ФОЧВ при використанні визначеної достатньої розмірності розрядної сітки процесора. Наведені приклади показали (рис. 5 та рис. 6), що при застосуванні 16-розрядного процесора квантування коефіцієнтів ПФ (1) призводить до значного порушення вимог до нерівномірності загасання фільтра у смузі пропускання (збільшується до $\Delta a = 3.5$ дБ при заданому $\Delta a < 1$ дБ). При використанні на дробову частину 22 розрядів нерівномірність загасання фільтра у смузі пропускання $\Delta a = 0.6$ дБ, що відповідає вимогам.

Висновки

1. У статті проведено аналіз величин абсолютних значень коефіцієнтів модифікованої передаточної функції цифрових ФОЧВ. Він показує, що для вираження знаку коефіцієнта та його цілої частини потрібно по одному розряду, а всі інші слід використовувати для вираження його дробової частини.

2. Розглянуто спосіб перетворення коефіцієнтів з десятковою форми у двійкову з простим усіченням та подальшим корегуванням для зменшення помилки квантування коефіцієнтів.

3. Зроблено розрахунок ХЗ цифрового ФОЧВ для різної розрядності дробової частини d_d . Збільшення розрядності d_d дозволяє зменшити відхилення ХЗ від заданої.

4. Розроблено алгоритм реалізації методики квантування коефіцієнтів цифрових ФОЧВ на основі визначення достатньої розрядності процесора.

5. В результаті наведених у статті матеріалів, можна констатувати, що ключові процеси етапу реалізації доцільно враховувати вже на етапі апроксимації з метою мінімізації помилок квантування коефіцієнтів передаточної функції при синтезі ЦФ методом частотної вибірки.

Напрямок подальших досліджень є розробка повної методики вирішення задачі апроксимації цифрових ФОЧВ з використанням оптимізаційних процедур, що дозволить найкращим чином виконати вимоги до ЧХ, і реалізація отриманих передаточних функцій на сигнальних процесорах.

ЛІТЕРАТУРА

1. Рабинер Л. Теория и применение цифровой обработки сигналов: пер. с англ. / Рабинер Л., Гоулд Б. – М.: Мир, 1978. – 848 с.
2. Оппенгейм А.В. Цифровая обработка сигналов: пер. с англ. / А.В. Оппенгейм, Р.В. Шафер; [под ред. Шаца С.Я.]. – М.: Связь, 1979. – 416 с.
3. Рыбка С.В., Мансуров С.Н. Рекурсивные цифровые фильтры с линейной фазо-частотной характеристикой. – Киев: Известия ВУЗов. Радиоэлектроника. – Т. 37, № 11, 1994. – С.37 – 42.
4. Лайонс Р. Цифровая обработка сигналов: Второе издание. Пер. с англ. – М.: ООО „Бином-Пресс”, 2006 г. – 656с.
5. Рыбка С.В., Дробик А.В. Сравнительный анализ эффективности цифровых фильтровых систем обработки многочастотных сигналов. – Київ: Наукові записки УНДІЗ, № 4 (20), 2011. – С. 20 – 27.