

УДК 004.383.3, 004.932.4

ДОСЛІДЖЕННЯ АПАРАТНО-ОРІЄНТОВАНОГО МЕТОДУ РОЗРАХУНКУ ВИСОКОЧАСТОТНИХ ЦИФРОВИХ НІХ ФІЛЬТРІВ

М. В. Олексів

Національний університет «Львівська політехніка»

вул. С. Бандери, 12, м. Львів, 79013, Україна. E-mail: maxoleksiv@gmail.com

Розглядається дослідження характеристик коефіцієнтів рекурсії високочастотних рекурсивних фільтрів, що одержані за допомогою вдосконаленого ітераційного методу розрахунку високочастотних цифрових фільтрів із нескінченною імпульсною характеристикою. Проблемою використання відомих методів розрахунку цифрових фільтрів із нескінченною імпульсною характеристикою при проектуванні апаратних цифрових рекурсивних фільтрів є неврахування ними специфіки елементної бази, за допомогою якої вони реалізовуватимуться. Удосконалений метод дозволяє усунути цей недолік і проводити розрахунок коефіцієнтів рекурсії для високочастотних фільтрів із нескінченною імпульсною характеристикою з урахуванням їх розрядності. Завдяки цьому з'являється змога визначити, значення яких коефіцієнтів не можуть бути представлені розрядною сіткою цільових апаратних засобів; проводити подальші розрахунки з урахуванням цього факту одержуючи точніше відтворення АЧХ фільтру; економити в подальшому апаратні ресурси; оцінювати саму можливість проектування необхідного високочастотного фільтру за умов наявних для цього апаратних ресурсів.

Ключові слова: НІХ фільтр, цифрове опрацювання сигналів.

ИССЛЕДОВАНИЕ АПАРАТНО-ОРИЕНТИРОВАННОГО МЕТОДА РАСЧЕТА ВИСОКОЧАСТОТНЫХ ЦИФРОВЫХ БИХ ФИЛЬТРОВ

М. В. Олексив

Национальный университет «Львовская политехника»

ул. С. Бандеры, 12, г. Львов, 79013, Украина. E-mail: maxoleksiv@gmail.com

Рассматривается исследование характеристик коэффициентов рекурсии высокочастотных рекурсивных фильтров, полученных с помощью усовершенствованного итерационного метода расчета высокочастотных цифровых фильтров с бесконечной импульсной характеристикой. Проблемой использования известных методов расчета цифровых фильтров с бесконечной импульсной характеристикой при проектировании аппаратных цифровых рекурсивных фильтров является учет ими специфики элементной базы, с помощью которой они будут реализовываться. Усовершенствованный метод позволяет устранить этот недостаток и производить расчет коэффициентов рекурсии для высокочастотных фильтров с бесконечной импульсной характеристикой с учетом их разрядности. Благодаря этому появляется возможность определить, значения каких коэффициентов не могут быть представлены разрядной сеткой целевых аппаратных средств; проводить дальнейшие расчеты с учетом этого факта, получая более точное воспроизведение АЧХ фильтра; экономить в дальнейшем аппаратные ресурсы; оценивать саму возможность проектирования необходимого высокочастотного фильтра в условиях имеющихся для этого аппаратных ресурсов.

Ключевые слова: БИХ фильтр, цифровая обработка сигналов.

АКТУАЛЬНІСТЬ РОБОТИ. Класичними методами опрацювання сигналів засобами електронної обчислювальної техніки з метою вилучення, виділення або підсилення складових сигналів є використання цифрових фільтрів зі скінченною (СІХ) або нескінченною (НІХ) імпульсною характеристикою. Кожен з класів фільтрів має свої сфери застосування, свої переваги і недоліки. Беззаперечною перевагою НІХ фільтрів є швидкодія, оскільки для їх реалізації не використовується операція згортки, яка вимагає багато обчислювальних затрат. Проте розрахунок НІХ фільтрів є складнішим, ніж СІХ фільтрів. При цьому існує мало методів, що орієнтовані на апаратну реалізацію цих фільтрів, а існуючі – орієнтовані на фазу апаратної реалізації, а не на фазу розрахунку коефіцієнтів. Отже, актуальним є розробка методу розрахунку коефіцієнтів НІХ фільтрів, який дозволить зменшити кількість задіяної елементної бази для реалізації НІХ фільтрів порівняно з існуючими методами. При цьому зберігається їх точність і швидкодія на високому рівні.

Аналіз літературних джерел. Класичні методи проектування цифрових фільтрів із нескінченною імпульсною характеристикою можна класифікувати наступним чином: ітеративні, в просторовій області, в частотній області, в z-області з використанням S-області, спеціальні методи проектування каскадних фільтрів, з використанням штучних нейронних мереж [1–11]. Популярними і простими у використанні при проектуванні НІХ фільтрів є ітеративні методи, підмножиною яких є градієнтні методи. До їх переваг відносять:

- простота реалізації;
- можливість реалізації частотної характеристики з довільною кількістю полюсів та нулів;
- відсутність багатьох обмежень і труднощів у розрахунках, що існують в розроблених аналітичних методах обчислення коефіцієнтів НІХ фільтрів.

Градієнтний підхід також використовують у технологіях штучного інтелекту. Існує кілька алгоритмів навчання штучних нейронних мереж (ШНМ), що мають у своїй основі градієнтний підхід до обчислення величини зміни ваг нейронів ШНМ [12].

Об'єднання елементів математичного апарату ШНМ і проектування НХ фільтрів дозволяє розробляти нові методи проектування НХ фільтрів [2].

Недоліками розглянутих методів розрахунку НХ фільтрів зокрема і розглянутого у [3] є їх неефективність з точки зору використання розрахованих коефіцієнтів при апаратній реалізації НХ фільтрів. Неefективність пояснюється тим, що відомі методи не гарантують що серед усіх розрахованих коефіцієнтів фільтру є такі, що дорівнюють нулю або кратні ступеню числа два, або більші за мінімальне можливе представлення в цільовій розрядній сітці проектового апаратного НХ фільтра.

Наявність нульових коефіцієнтів дозволяє збільшити точність обчислень шляхом зменшення накопичуваної похибки квантування, зменшити кількість апаратних помножувачів і зв'язків між елементами затримки і суматорами, спростити структуру суматорів або зменшити їх кількість, оскільки результат множення числа на нуль дорівнює нулю. Наявність коефіцієнтів, що кратні ступеню числа два дозволяє спростити апаратні помножувачі, оскільки в цьому випадку операцію множення можна замінити операцією арифметичного зсуву. Зменшення кількості задіяних елементів призводить до зменшення накопичуваної похибки квантування, збільшення надійності, швидкості функціонування, здешевлення апаратних НХ фільтрів, а також збільшення їх максимальної кількості на кристалі ПЛІС і на друкованій платі.

Таким чином розраховані коефіцієнти за допомогою відомих методів [1–11] є непридатними для ефективної реалізації апаратних НХ фільтрів.

Тож метою роботи є апаратно-орієнтований метод розрахунку цифрових НХ фільтрів в частині розрахунку високочастотних фільтрів, і дослідження його застосування для розрахунку коефіцієнтів високочастотних фільтрів.

МАТЕРІАЛ І РЕЗУЛЬТАТИ ДОСЛІДЖЕНЬ. Для усунення зазначених недоліків ставиться завдання розробити метод розрахунку високочастотних цифрових фільтрів з нескінченною імпульсною характеристикою, при якому множина розрахованих методом коефіцієнтів НХ фільтру характеризується:

- присутністю коефіцієнтів, які кратні ступеню числа два;
- всі коефіцієнти більші, ніж мінімально можливе представлення розрядною сіткою регістрів коефіцієнтів цільового апаратного НХ фільтра;
- достатньою для коректного функціонування НХ фільтра точністю апроксимації амплітудної складової АЧХ.

Також необхідно дослідити характеристики коефіцієнтів рекурсії для розрахованих за допомогою вдосконаленого методу високочастотних фільтрів.

Базовий метод розрахунку коефіцієнтів НХ фільтрів. Для вирішення поставленої задачі як базовий використано ітераційний метод розрахунку коефіцієнтів НХ фільтрів, що реалізується за три кроки [3]. На першому кроці обчислюється градієнт похибок у частотній області для кожного зі значень

коефіцієнтів біля нулів фільтра A_{i-1} , де i – лічильник ітерацій (у початковий момент $i = 0$, на першій ітерації $i = 1$, i_{\max} – максимальна кількість ітерацій методу). Для цього значенню $A_{i-1}[j]$ (лічильник елементів $j = 0$ на початку виконання першого кроку, $j \in [0; NP]$, NP – кількість полюсів фільтра) надається малий приріст d :

$$A_{i-1}[j] = A_{i-1}[j] + d.$$

При граничних умовах A_0 рівне:

$$A_0[j] = \begin{cases} 0, & j \in [1; NP] \\ 1, & j = 0 \end{cases}.$$

Для $A_{i-1}[j]$ обчислюється імпульсна характеристика НХ фільтра (h) подачею на його вхід зміщеного в часі на $NP+4$ одиничного імпульсу:

$$h[k] = \begin{cases} \sum_{p=0}^{NP} (A_{i-1}[p]\delta[k - NP - 4] + B_{i-1}[p]h[k - p]), & k \in [NP + 4; N - 1] \\ 0, & k \in [0; NP + 3] \end{cases}$$

де $\delta[k - NP - 4]$ – зміщений на $NP+4$ відліків одиничний імпульс, B_i – значення коефіцієнтів біля полюсів фільтра розраховані на i -й ітерації, N – кількість відліків сигналу. Обчислюється амплітудна складова АЧХ НХ фільтра (H):

$$H[k] = \left| \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} h[n] e^{-i2\pi kn/N} \right|.$$

Обчислюється середньоквадратична похибка (ERA) між розрахованою (H) і очікуваною амплітудною складовою АЧХ НХ фільтра (O):

$$ERA = \frac{\sqrt{\sum_{k=0}^{N/2} (H[k] - O[k])^2}}{(N/2 + 1)}.$$

Обчислюється градієнт похибки:

$$SA[j] = (ERA - ER_{i-1}) / d,$$

де ER_i – значення середньо-квадратичної похибки на i -й ітерації, $ER_0 = 0$. Після чого відновлюється початкове значення $A_{i-1}[j]$:

$$A_{i-1}[j] = A_{i-1}[j] - d,$$

змінюється лічильник елементів $j = j + 1$ і повторюється перший крок поки $j \leq NP$.

На другому кроці обчислюється градієнт похибок у частотній області для кожного зі значень коефіцієнтів біля полюсів фільтра B_{i-1} . Для цього значенню $B_{i-1}[j]$ ($j = 1$ на початку виконання другого кроку, $j \in [1; NP]$) надається малий приріст d :

$$B_{i-1}[j] = B_{i-1}[j] + d.$$

При граничних умовах B_0 рівне:

$$B_0[j] = 0, j \in [0; NP];$$

Обчислюється імпульсна характеристика НІХ фільтра (h) для зміненого значення $B_{i-1}[j]$ подачею на його вхід зміщеного в часі на $NP+4$ одиничного імпульсу:

$$h[k] = \begin{cases} \sum_{p=0}^{NP} (A_{i-1}[p]\delta[k - NP - 4] + B_{i-1}[p]h[k - p]), & k \in [NP + 4; N - 1] \\ 0, & k \in [0; NP + 3] \end{cases}$$

Обчислюється амплітудна складова АЧХ НІХ фільтра:

$$H[k] = \left| \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} h[n] e^{-i2\pi kn/N} \right|$$

Обчислюється середньоквадратична похибка (ERB) між розрахованою (H) і очікуваною амплітудною складовою АЧХ НІХ фільтра (O):

$$ERB = \frac{\sqrt{\sum_{k=0}^{N/2} (H[k] - O[k])^2}}{(N/2 + 1)}$$

Обчислюється градієнт похибки:

$$SB[j] = (ERB - ER_{i-1})/d$$

Після чого відновлюється початкове значення $B_{i-1}[j]$:

$$B_{i-1}[j] = B_{i-1}[j] - d$$

Змінюється лічильник елементів $j = j + 1$ і повторюється другий крок поки $j \leq NP$.

На третьому кроці здійснюється модифікація значень A_i і B_i :

$$A_i[j] = A_{i-1}[j] - SA[j]MU_{i-1}, j \in [0; NP];$$

$$B_i[j] = B_{i-1}[j] - SB[j]MU_{i-1}, j \in [0; NP],$$

де MU_i – змінний розмір кроку ітерації. Обчислюється імпульсна характеристика НІХ фільтра (h) для A_i і B_i подачею на його вхід зміщеного в часі на $NP+4$ одиничного імпульсу:

$$h[k] = \begin{cases} \sum_{p=0}^{NP} (A_i[p]\delta[k - NP - 4] + B_i[p]h[k - p]), & k \in [NP + 4; N - 1] \\ 0, & k \in [0; NP + 3] \end{cases}$$

Обчислюється амплітудна складова АЧХ НІХ фільтра:

$$H[k] = \left| \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} h[n] e^{-i2\pi kn/N} \right|$$

Обчислюється середньоквадратична похибка на i -й ітерації (ER_i) між розрахованою (H) і очікуваною амплітудною складовою АЧХ НІХ фільтра (O):

$$ER_i = \frac{\sqrt{\sum_{k=0}^{N/2} (H[k] - O[k])^2}}{(N/2 + 1)}$$

Обчислюється зміна кроку ітерації:

$$MU_i = \begin{cases} MU_{i-1}/2, ER_i > ER_{i-1} \\ MU_{i-1}, ER_i \leq ER_{i-1} \end{cases}$$

Збільшується лічильник ітерацій: $i = i + 1$. Якщо $i \neq i_{\max}$, то здійснюється перехід до першого кроку, інакше – завершується обрахунок коефіцієнтів.

Модифікований метод розрахунку коефіцієнтів НІХ фільтрів. Для усунення недоліків базового методу і розв'язання поставленої задачі пропонується модифікувати граничні умови та здійснити модифікацію третього кроку базового методу. Модифікацію граничних умов пропонується здійснити наступним чином:

$$A_0[j] = \begin{cases} 0, j \in [1; NP] \\ 0.125, j = 0 \end{cases}$$

$$B_0[j] = 0, j \in [0; NP].$$

При індексації коефіцієнтів А з одиниці в процесі обчислень гарантується, що перший коефіцієнт буде рівним 0,125, що є степеню числа 2 ($2^{-3} = 0,125$). Отже, вузол множення множеного на 0,125 можна замінити вузлом арифметичного зсуву множеного на 3 розряди праворуч при використанні цілочисельної арифметики.

Модифікацію коефіцієнтів А на третьому кроці пропонується здійснювати за виразом:

$$A_i[j] = \begin{cases} A_{i-1}[j] - SA[j]MU_{i-1}, & |A_{i-1}[j] - SA[j]MU_{i-1}| \geq mval \\ j \in [1; NP] \\ 0, & |A_{i-1}[j] - SA[j]MU_{i-1}| < mval, j \in [1; NP] \\ A_{i-1}[j], & j = 0 \end{cases}$$

Така форма модифікації коефіцієнтів А гарантує, що перший коефіцієнт А буде рівним 0,125 тоді як решта коефіцієнтів можуть бути додатними і від'ємними числами. Модифікацію коефіцієнтів В пропонується здійснювати за виразом:

$$B_i[j] = \begin{cases} B_{i-1}[j] - SB[j]MU_{i-1}, & |B_{i-1}[j] - SB[j]MU_{i-1}| \geq mval \\ j \in [1; NP] \\ 0, & |B_{i-1}[j] - SB[j]MU_{i-1}| < mval, j \in [1; NP] \\ B_{i-1}[j], & j = 0 \end{cases}$$

Порівняння поточних значень розрахованих коефіцієнтів з величиною $mval$ робить розрахунки залежними від розрядної сітки цільового апаратного

НІХ фільтру. Таким чином, якщо розраховане значення коефіцієнту виходить за границі розрядної сітки регістрів коефіцієнтів цільового НІХ фільтру, то такий коефіцієнт прирівнюється до нуля. Завдяки цьому відбувається зменшення накопичуваної похибки квантування цільового апаратного НІХ фільтру, оскільки значущі коефіцієнти будуть розраховані з врахуванням переповнення. У випадку, коли деяка кількість коефіцієнтів буде рівною нулю, відбудеться зменшення числа необхідних для реалізації НІХ фільтру апаратних помножувачів, суматорів і зв'язків між апаратними компонентами фільтру. А це, в свою чергу, призведе до зменшення накопичуваної похибки квантування при обчисленнях та потенційно може призвести до пришвидшення обчислень.

Оскільки метод базується на алгоритмі навчання ШНМ методом найшвидшого спуску зі змінним параметром навчання, то умови їх сходимості однакові. Такою умовою є мале значення параметра MU. При цьому при малих значеннях MU метод працює повільно, а траєкторія зміни значень є гладкою. При великих значеннях MU метод працює швидше, а траєкторія зміни значень стає зигзагоподібною. При деякому критичному значенні MU метод стає нестабільним (розходиться) [4].

Реалізація модифікованого методу. Для реалізації модифікованого методу необхідно задати початкові значення константи d в межах $0 < d < 1$ і змінному розміру кроку ітерації MU_0 в діапазоні $0 < MU_0 < 1$ таким чином, щоб при виконанні спосіб сходився, наприклад, $d=0,00001$, $MU_0 = 0,01$. Задати кількість полюсів проєктованого фільтру NP ($NP \in [2; +\infty)$); кількість точок ДПФ (N); кількість ітерацій i_{max} . Встановити початкове значення лічильника ітерацій $i = 1$. Задати очікувану амплітудну складову АЧХ НІХ фільтру (O) на проміжку нормованих частот $[0; 0,5]$, що задаються значеннями на проміжку відліків $[0; N/2]$. Даний проміжок вибраний зважаючи на те, що отримана за допомогою перетворення Фур'є амплітудна складова АЧХ є симетричною. Ініціалізувати A і B згідно з граничними умовами для високочастотного фільтру. Задати мінімальне значення $mval$, яке рівне мінімальному числу, що можна представити розрядною сіткою регістрів коефіцієнтів цільового НІХ фільтру. Значення $mval$ розраховується відповідно до технічного завдання на проєктування апаратного НІХ фільтру. Розпочати виконання модифікованого методу. Після завершення виконання методу A і B міститимуть розраховані коефіцієнти нулів і полюсів НІХ фільтру. Використовуючи ці коефіцієнти реалізують згідно математичної моделі (форма 1 або 2) апаратний чи програмний НІХ фільтр (табл. 1).

Таблиця 1 – Результати досліджень коефіцієнтів високочастотних НІХ фільтрів, розрахованих модифікованим методом

Нормована частота зрізу	Кількість полюсів (одн.)	СКП (%)	Кількість нульових коефіцієнтів (одн.)	Всі коефіцієнти додатні
1	2	3	4	5
0,05	2	2,02	0	Ні
0,1	2	2,18	0	Ні
0,2	2	1,73	0	Ні
0,3	2	1,11	0	Ні
0,4	2	0,65	0	Ні
0,5	2	0,54	0	Ні
0,05	4	1,85	0	Ні
0,1	4	1,57	0	Ні
0,2	4	3,12	0	Ні
0,3	4	0,3	0	Ні
0,4	4	0,25	0	Ні
0,5	4	0,3	1	Ні
0,05	6	1,52	0	Ні
0,1	6	0,04	0	Ні
1	2	3	4	5
0,2	6	0,06	0	Ні
0,3	6	0,12	0	Ні
0,4	6	0,15	0	Ні
0,5	6	0,22	1	Ні
0,05	8	0,34	0	Ні
0,1	8	0,02	0	Ні
0,2	8	0,06	0	Ні
0,3	8	0,08	2	Ні
0,4	8	0,11	1	Ні
0,5	8	0,2	2	Ні
0,05	10	0,02	0	Ні
0,1	10	0,02	1	Ні
0,2	10	0,05	2	Ні
0,3	10	0,08	3	Ні
0,4	10	0,1	3	Ні
0,5	10	0,19	3	Ні

Дослідження модифікованого методу. Дослідження модифікованого методу проводилися для високочастотних НІХ фільтрів Баттерворта з кількістю полюсів від 2 до 10 з кроком 2, оскільки фільтри з більшою кількістю полюсів часто є нестабільними [2]. Та нормованими частотами зрізу 0,05, та від 0,1 до 0,5 з кроком 0,1. Для даних фільтрів досліджувалися середньоквадратична похибка $ER_{i_{max}}$ (СКП) між бажаною (ідеальною) і одержаними АЧХ фільтрів, кількість нульових і наявність додатних коефіцієнтів. Дослідження проводилися за таких умов: використовувався універсальний комп'ютер з тактовою частотою 3,3ГГц; кількість ітерацій методу $i = 5\ 000$; очікувана амплітудна складова АЧХ (O) задана 2049 точками, що відповідають нормованим частотам $[0; 0,5]$, $d = 0,00001$, $MU_0 = 0,01$, $mval =$

0,000015258, що відповідає значенню 2^{-16} з точністю до 9-го знаку після коми.

Аналізуючи отримані результати досліджень з табл. 1, видно, що для апаратної реалізації 16 розрядних досліджених високочастотних фільтрів розрахованих за запропонованим способом гарантується, що всі коефіцієнти рекурсії є більшими по модулю за мінімально можливе представлення розрядною сіткою цільового апаратного НІХ фільтру. Множення точки сигналу на коефіцієнт $A[0]$ можна реалізувати за допомогою регістру зсуву. Проте, для решти коефіцієнтів все ж необхідно використовувати повнофункціональні помножувачі і знакову арифметику. Ціною за зменшення апаратних затрат є незначне спотворення отриманої амплітудної складової АЧХ фільтру.

ВИСНОВКИ. Розглянуто та досліджено вдосконалений метод розрахунку високочастотних НІХ фільтрів, що на відміну від відомих є апаратно-орієнтованим завдяки врахуванню характеристик цільових апаратних засобів на етапі розрахунку коефіцієнтів рекурсії НІХ фільтрів.

Як слідує з результатів дослідження коефіцієнтів, що одержані за його допомогою, метод здатний забезпечити зменшення апаратних витрат при розробці апаратних високочастотних НІХ фільтрів ціною невеликого збільшення похибки між очікуваною і отриманою амплітудною складовою АЧХ фільтру.

ЛІТЕРАТУРА

1. Кестер У. Проектирование систем цифровой и смешанной обработки сигналов. – М.: Техносфера, 2010. – 328 с.
2. Смит С. Цифровая обработка сигналов. Практическое руководство для инженеров и научных работников (+CD) / Пер. с англ. А.Ю. Линовича, С.В. Витязева, И.С. Гусиньского. – М.: Додэка-XXI, 2008. – 720 с. (Серия «Схемотехника»).
3. Смит С. Цифровая обработка сигналов. Практическое руководство для инженеров и научных работников (+CD) / Пер. с англ. А.Ю. Линовича,

С.В. Витязева, И.С. Гусиньского. – М.: Додэка-XXI, 2008. – С. 528–533. (Серия «Схемотехника»).

4. Chen Yen-Liang, Chen Chun-Yu, Jheng Kai-Yuan, Wu An-Yeu. A universal look-ahead algorithm for pipelining IIR filters // IEEE International Symposium on VLSI Design, Automation and Test, 2008. – PP. 259–262.

5. Dudgeon D.E., Russell M. M. Multidimensional Digital Signal Processing. – Prentice Hall, 1990. – 448 p.

6. Edmonson W.W., Srinivasan K. A Simplified Global Least Mean Square Algorithm for Adaptive IIR Filtering // Proceedings of 1996 IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing (ICASSP-96). – Vol. 3. – PP. 1822–1825.

7. Jackson L.B. Frequency-domain Steiglitz-McBride method for least-squares IIR filter design, ARMA modeling, and periodogram smoothing // Signal Processing Letters, IEEE. – 2008. – Vol. 15. – PP. 49–52.

8. Konopacki J., Moscinska K. A Simplified Method for IIR Filter Design with Quasi-Equiripple Passband and Least-Squares Stopband // Proceedings of the 14th IEEE International Conference on Electronics, Circuits and Systems, 2007. – PP. 302–305.

9. Kwan, H.K., Tao, L. Adaptive IIR Digital Filtering Using an Analog Neural Network // Proceedings of the 1999 IEEE Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering, Shaw Conference Center, Edmonton, Alberta, Canada, May 9–12 1999. – Vol. 2. – PP. 827–830.

50. Ran Yang, Shiyang Qiu, Guoli Wang. Periodic Look Ahead Filter Design for Pipelining 2-D IIR Digital Filters. // 2007 IEEE International Conference on Control and Automation, Guangzhou, CHINA – May 30 to June 1, 2007. – PP. 308–312.

11. Vargas R.A., Burrus C.S. Iterative Design of Ip FIR and IIR Digital Filters // IEEE 13th Digital Signal Processing Workshop and 5th IEEE Signal Processing Education Workshop, 2009. – PP. 468–473.

12. Хайкин С. Нейронные сети: полный курс / Пер. с англ. – М.: Издательский дом «Вильямс», 2006. – 1104 с.

THE RESEARCH OF THE HARDWARE-ORIENTED METHOD OF HIGH FREQUENCY DIGITAL IIR FILTERS CALCULATION

M. Oleksiv

Lviv Polytechnic National University

vul. S. Bandery 12, Lviv, 79013, Ukraine. E-mail: maxoleksiv@gmail.com

The paper is devoted to the research characteristics of high-frequency infinite impulse response (IIR) filters' recursion coefficients, obtained by the improved iterative method of the high-frequency IIR digital filters calculation. The problem of IIR digital filters' coefficients calculation using well-known methods during hardware digital IIR filters designing is their neglect of features of the hardware on which they will be implemented. The improved method solves this problem by taking into consideration IIR hardware filter's coefficients registers bit width during target high-pass IIR filter's recursion coefficients calculation. This improvement makes it possible: to determine the coefficients' values that cannot be represented using target hardware's coefficients registers bit width; to carry out further calculations taking into consideration this fact, which provides an opportunity to get more accurate reproduction of the filter's frequency response and to save hardware resources on the next stages of hardware filter designing; to evaluate a possibility of hardware high-pass IIR filter designing using target hardware resources.

Key words: IIR filter, digital signal processing.

REFERENCES

1. Kester, W. (2010), *Proektirovanie sistem cifrovoj i smeshannoj obrabotki signalov* [Mixed-Signal and DSP Design Techniques], Tehnosfera, Moscow, Russia.
2. Smith, S.W. (2008), *Cifrovaja obrabotka signalov. Prakticheskoe rukovodstvo dlja inzhenerov i nauchnyh rabotnikov (+CD)* [Digital Signal Processing: A Practical Guide for Engineers and Scientists (+CD)], Dodjeka-XXI, Moscow, Russia.
3. Smith, S.W. (2008), *Cifrovaja obrabotka signalov. Prakticheskoe rukovodstvo dlja inzhenerov i nauchnyh rabotnikov (+CD)* [Digital Signal Processing: A Practical Guide for Engineers and Scientists (+CD)], pp. 528–533, Dodjeka-XXI, Moscow, Russia.
4. Chen Yen-Liang, Chen Chun-Yu, Jheng Kai-Yuan, Wu An-Yeu (2008), “A universal look-ahead algorithm for pipelining IIR filters”, *IEEE Int. Symp. On VLSI Design, Automation and Test*, pp. 259–262.
5. Dudgeon, D.E., Russell, M.M. (1990), *Multi-dimensional Digital Signal Processing*. Prentice Hall, New Jersey, U.S.A.
6. Edmonson, W.W., Srinivasan, K. (1996), “A Simplified Global Least Mean Square Algorithm for Adaptive IIR Filtering”, *Proc. Of 1996 IEEE Int. Conf. on Acoustics, Speech, and Signal Processing (ICASSP-96)*, vol. 3, pp. 1822–1825.
7. Jackson, L.B. (2008), “Frequency-domain Steiglitz-McBride method for least-squares IIR filter design, ARMA modeling, and periodogram smoothing”, *Signal Processing Letters, IEEE*, vol. 15, pp. 49–52.
8. Konopacki, J., Moscinska, K. (2007), “A Simplified Method for IIR Filter Design with Quasi-Equiripple Passband and Least-Squares Stopband”, *Proc. 14th IEEE Int. Conf. on Electronics, Circuits and Systems*, pp. 302–305.
9. Kwan, H.K., Tao, L. (1999), “Adaptive IIR Digital Filtering Using an Analog Neural Network”, *Proc. 1999 IEEE Canadian Conf. on Electrical and Computer Engineering*, Shaw Conference Center, Edmonton, Alberta, Canada, May 9–12, vol. 2, pp. 827–830.
10. Ran Yang, Shiyang Qiu, Guoli Wang (2007), “Periodic Look Ahead Filter Design for Pipelining 2-D IIR Digital Filters”, *2007 IEEE Int. Conf. Control and Automation*, Guangzhou, CHINA, May 30–June 1, pp. 308–312.
11. Vargas, R.A., Burrus, C.S. (2009), “Iterative Design of lp FIR and IIR Digital Filters”, *IEEE 13th Digital Signal Processing Workshop and 5th IEEE Signal Processing Education Workshop*, pp. 468–473.
12. Haykin, S. (2006), *Nejronnie seti: polnyj kurs* [Neural Networks: A Comprehensive Foundation], 2nd ed., Williams publishing, Moscow, Russia.

Стаття надійшла 30.01.2014.