

Надійшла до редакції
22.2.2013 р.

УДК 551.501.793

В.П. РОЙЗМАН, І.І. ЧЕСАНОВСЬКИЙ, М.М. ЩЕЦЯК

Хмельницький національний університет

**ПІДВИЩЕННЯ ОБЧИСЛЮВАЛЬНОЇ ЕФЕКТИВНОСТІ ЦИФРОВИХ ФІЛЬТРІВ
НА ОСНОВІ БАГАТОКАНАЛЬНИХ МЕТОДІВ ЦИФРОВОЇ ФІЛЬТРАЦІЇ**

Розглянуто основні принципи побудови багатоканальних цифрових фільтрів на основі багато каскадних поєднаних альтернуючих та доповнюючих фільтрів. Показано, що застосування таких підходів дає змогу значно підвищити обчислювальну ефективність алгоритмів цифрової фільтрації за умови ідентичності окремих частотних каналів, що є актуальним в багатоканальних системах з частотним розділенням каналів.

Ключові слова: цифровий фільтр, багато каналні системи, частотне розділення, альтернуючий фільтр, доповнюючий фільтр.

The basic principles of multi-channel digital filters based on the cascading many combinations alternating and complementing filters. It is shown that the application of such approaches enables significantly improve computational efficiency of digital filtering algorithms provided identity separate frequency channels that are important in multichannel systems with frequency division multiplexing. Keywords: digital filter, many channel systems, frequency division, alternating filter complementary filtering.

Keywords: digital filter, many channel systems, frequency division, dividing filter complementary filter.

Не зважаючи на значні досягнення в галузі цифрової техніки, зокрема в цифровій елементній базі, питання розробки оптимальних за критерієм обчислювальних затрат, математичних методів обробки сигналів залишаються актуальними. Особливо гостро це питання стоїть в частині синтезу та реалізації цифрових фільтрів, оскільки в основі їх реалізації покладено, як правило операції згортки, які є дуже високо затратними з обчислювальної (операційної) точки зору [1-3]. В результаті цього реалізація навіть найпростіших фільтрів вимагає високих обчислювальних затрат, що не завжди може бути можливим.

В даній роботі розглядається багатоканальний метод реалізації цифрових фільтрів (ЦФ), які за своєю операційною складністю є більш ефективними за одно каналні [2]. Ефективність, в даному випадку, оцінюється по сумарному скороченню кількості обчислювальних операцій в алгоритмі фільтрації. Дане скорочення, може бути досягнуте за рахунок певної декомпозиції передавальних функцій окремих смугових цифрових фільтрів з подальшим групуванням операцій, що повторюються.

Розглянемо ефективну реалізацію багатоканального лінійно-фазового нерекурсивного цифрового фільтру (ЛФНЦФ), що розділяє вхідний сигнал $u(n)$ на M каналів на прикладі пристрою трьохканального частотного розділення (ПТКР), що складається з альтернуючого фільтра (АФ) і доповнюючого фільтра (ДФ).

Якщо $H_q(z)$ – передавальна функція деякого цифрового фільтру (ЦФ) доповнює $H(z)$ – передавальну функцію даного ЦФ в сумі до характеристики всепропускного типу, то говорять, що фільтри утворюють взаємодоповнюючу (комплементарну) пару, а цей ЦФ називають доповнюючим ЦФ (ДФ).

Існує дзеркальна відповідність між характеристиками смуги пропускання ДФ і смуги затримки даного ЦФ [3].

Припустимо, що N – парне число і передавальну функцію ЛФНЦФ можна записати:

$$H(z) = \sum_{n=0}^N h(n)z^{-n} = z^{-N/2} H_0(z), \quad (1)$$

де $H_0(z)$ – дійсна функція.

Тоді H_q має вигляд:

$$H_q(z) = z^{-N/2} - H(z) = z^{-N/2} (1 - H_0(z)) \quad (2)$$

Поведінку частотних характеристик комплементарної пари ілюструє рис. 1. Коли даний ЦФ реалізований, для побудови ДФ великих витрат не потрібно, досить додати лише один суматор.

Якщо в (2) виконати заміну z на $-z$, то отримана передавальна функція $H_a(z)$ буде відповідати альтернуючому ЦФ (АФ):

$$H_a(z) = H(-z) = \sum_{n=0}^N (-1)^n h(n)z^{-n} = z^{-N/2} H_0(-z). \quad (3)$$

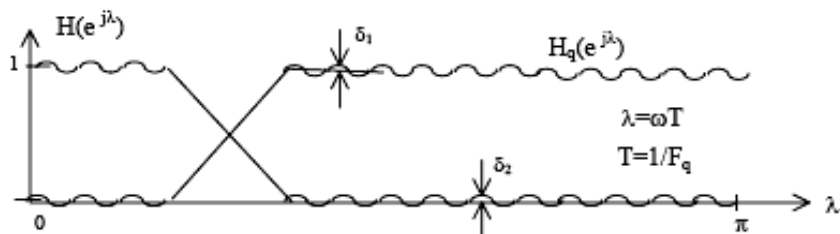


Рис. 1. Частотні характеристики комплементарної пари

Перетворення (3) використовують при синтезі фільтрів верхніх частот по заданому низькочастотному прототипові. Типовий вигляд частотних характеристик вихідного ЦФ і АФ показаний на рис. 2. Як видно з рисунку, $H_a(z)$ має дзеркальнівластивості по відношенню до $H(z)$ відносно лінійсиметрії, що проходить через відповідну точку $\pi/2$ одиничного кола – площини.



Рис. 2. Частотні характеристики вихідного ЦФ і АФ

Представимо (2) у вигляді суми парних і непарних доданків:

$$H(z) = H_{II}(z^2) + H_H(z^2) = \sum_{2n=0}^N h(2n)z^{-2n} + \sum_{2n-1=0}^N h(2n+1)z^{-(2n-1)}.$$

Тоді:

$$H_a(z) = H_{II}(z^2) - H_H(z^2) = \sum_{2n=0}^N h(2n)z^{-2n} + \sum_{2n-1=0}^N h(2n-1)z^{-(2n-1)}. \quad (4)$$

Легко побачити, що в порівнянні з (3) реалізація АФ по (4) вимагає тільки зміни знака при $H_H(z)$. Відзначимо також, що $H_{II}(z^2)$ і $H_H(z)$ зберігають свої властивості лінійності фазової характеристики: якщо $N/2$ – парне число, то $H_{II}(z^2)$ – передавальна функція ЛФНЦФ I-го типу, а $H_H(z^2)$ – передавальна функція ЛФНЦФ 2-го типу, якщо $N/2$ – непарне число, то навпаки.

У матричному виді z – перетворення ПТКР можна представити в наступному вигляді:

$$\begin{Bmatrix} Y_1(z) \\ Y_2(z) \\ Y_3(z) \end{Bmatrix} = \begin{Bmatrix} 1 & -2 & 0 \\ 0 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & -1 \end{Bmatrix} \times \begin{Bmatrix} z^{N/2} \\ H_{II}(z^2) \\ H_H(z^2) \end{Bmatrix} \times Y(z), \quad (5)$$

де $\{ \}$ – символічне позначення матриці; $Y(z)$ – перетворення вхідного сигналу; $Y_i(z)$ – перетворення вихідного сигналу i -го каналу для $i=1,2,3$.

В більш компактній формі (5) можна записати наступним чином:

$$\{Y_i\} = \{R\} \times \{H_i\} \times Y. \quad (6)$$

З (5) видно, що оскільки матриця $\{R\}$ для своєї реалізації не вимагає виконання додаткових операцій множення, то отримана реалізація буде значно ефективнішою за показником обчислювальних витрат. Типовий вид еквівалентних передавальних функцій показаний на рис. 3. Структурна схема, що реалізує (5), приведена на рис. 4.

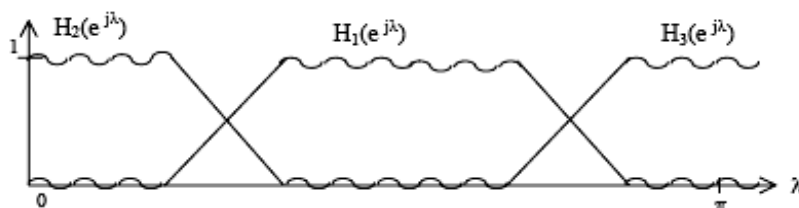


Рис. 3. Еквівалентні передавальні функції

Лінії затримки окремих компонентів матриці-стовпця $\{H_i\}$ у силу паралельності включення можуть бути об'єднані, тому найбільш економічною для ПТКР виявляється пряма форма реалізації ЛФНЦФ. Якщо

$H_{II}(z)$ і $H_H(z)$ виконуються за каскадною схемою, то в якості загальної можна використовувати лінію затримки першого каскаду.

Вибравши для конкретності $M=7$ розглянемо можливу структуру багатоканального ЦФ, що виконує розділення на ідентичні канали. Найпростіший варіант виходить при об'єднанні ПТКР у трансверсальну структуру, як це показано при об'єднанні на рис. 5. Відповідні спектральні діаграми приведені на рис. 6.

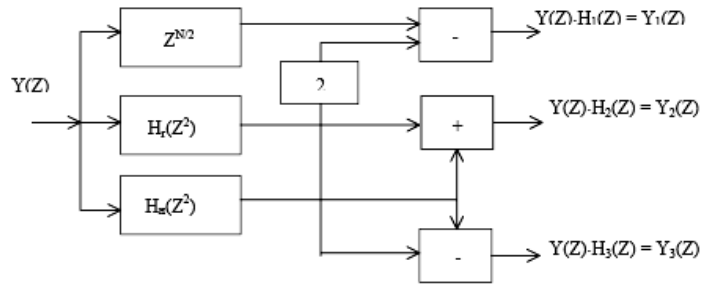


Рис. 4. Структурна схема, що реалізує операції відповідно виразу (5)

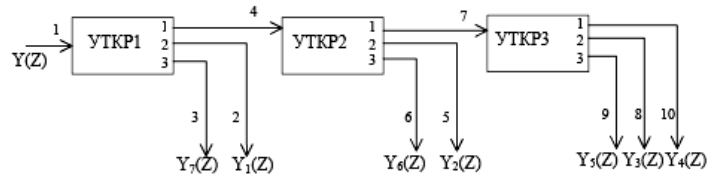


Рис. 5. Трансверсальна структура ПТКР

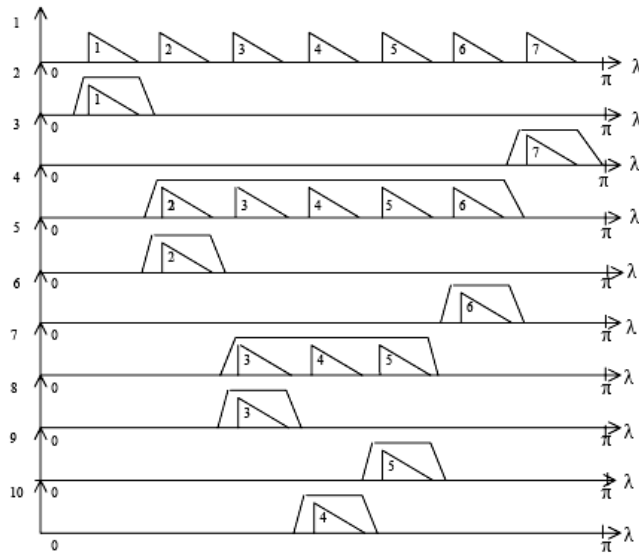


Рис. 5. Спектральні діаграми ПТКР

З інших варіантів, варто згадати багатоканальний ЦФ деревоподібної структури, у якому за рахунок ускладнення взаємозв'язків між окремими блоками можна домогтися зменшення N_y в окремих ПТКР.

Таким чином, застосування багатоканальних цифрових фільтрів значно спрощує загальну математичну схему їх побудови, що дає змогу досягти значного зменшення обчислювальних затрат при їх реалізації. Проте, застосування таких фільтрів передбачає повну ідентичність частотних каналів, що розділяються, оскільки при розділенні каналів ряд операцій над окремими каналами виконуються сумісно. Очевидно, що за рахунок цього досягається значний виграв в обчислювальних затратах, проте проявляються обмеження на застосування.

Література

1. Стемковський А.Л., Корнилов А.Н., Семенов М.Ю. Особенности реализации устройств цифровой обработки сигналов в интегральном исполнении с применением модулярной арифметики // Инфокоммуникационные технологии. – 2004. – № 2. – С. 2-9.
2. Цифровая обработка сигналов: Справочник / Под ред. Л.М. Гольденберга. – М.: Радио и связь, 1985. – 312 с.
3. Цифровая обработка сигналов на ПЛИС Xilinx. – Воронеж, ScanEngineeringTelecom, 1998. – 19 с.

Надійшла до редакції
22.2.2013 р.