

УДК 681.325

І.Д. ПРОКОПОВ^а, В.М. КРАВЧЕНКО^а, О. І. ПРОКОПОВ^б

ЦИФРОВІ ФІЛЬТРИ ОБРОБКИ ІНТЕРФЕРЕНЦІЙНИХ СИГНАЛІВ

^а *Вінницький національний технічний університет,
вул. Хмельницьке шосе, 95, м. Вінниця, Україна*

^б *Київський національний університет ім. Т.Г. Шевченка,
вул. Володимирська, 64, м. Київ, Україна*

Анотація. Представлена ефективна структура цифрового фільтра обробки інтерференційних сигналів для ПЛІС - технології, яка дає можливість в 5,5 разів зменшити кількість елементів в структурі ПЛІС на один канал.

Аннотация. Представлена эффективная структура цифрового фильтра на ПЛИС – технологии, которая в 5,5 раз уменьшает количество элементов в ПЛИС для одного канала.

Abstract. We present an efficient structure of digital filter on PLIC–technology, wich in 5,5 loss structure state in PLIC on channel.

Ключові слова: децимація, ПЛІС, модуляція, зсув спектру, фільтр, імпульсна характеристика, сигнал.

ВСТУП

Цифрові структури дають можливість підвищити якісні характеристики інтерференційних приладів реалізації безконтактного контролю об'єктів в сучасних високих технологіях. Інтерференційні методи вимірювання основані на кількісній оцінці форми зондуючого хвильового фронту є основними при контролі форми поверхні матеріалів [1]. Обробка інтерференційних сигналів хвильового фронту проводиться багатоканальними цифровими фільтрами, частотні характеристики яких необхідно змінювати при аналізі визначення значень інтерференційних екстремумів на оптико-електронних вимірювальних - обчислювальних комплексах. Основними факторами, що обмежують побудову цифрових структур багатоканальних фільтрів за ПЛІС – технологією є велика кількість арифметично-логічних блоків виконання обчислювальних операцій. ПЛІС - технологія дає можливість проектувати апаратуру, яка суттєво орієнтована на алгоритм і є перспективною для майбутніх технологій обчислень і зменшення кількості блоків в структурах фільтрів [2]. Перехід до апаратури закордонного виробництва потребує багато коштів.

Тому метою роботи є пошук ефективного методу скорочення кількості обчислювальних операцій і відповідно арифметично-логічних блоків в структурі цифрового фільтра для реалізації його за ПЛІС-технологією в системах обробки інтерференційних сигналів.

ПОСТАНОВКА ЗАДАЧІ

Пропонується розглянути методу скорочення кількості обчислювальних операцій для виконання частотного аналізу. Побудова структури такого фільтра орієнтована на скорочення кількості арифметично-логічних блоків відносно одного каналу, ґрунтується на декомпозиції імпульсних характеристик цифрового фільтра і можливості групування однотипних операцій множення та додавання парних добутків. Скоротити кількість обчислювальних операцій можливо за рахунок використання метода половинного ділення частоти, який дає можливість за рахунок децимації (проріджування) і послідовного зсуву спектра по частоті виконувати спектральний аналіз одним фільтром нижніх частот (ФНЧ). Використовуючи цей метод, а також властивості коефіцієнтів фільтра і позицій однакових значень імпульсної характеристики можливо побудувати структури багатоканальних фільтрів з скороченою кількістю обчислювальних структур відносно одного каналу, які зменшують апаратні витрати і дають можливість використовувати ПЛІС – технології.

ТЕХНІЧНА СУТНІСТЬ

Цифровий нерекурсивний фільтр має симетричну імпульсну характеристику, що дає можливість згрупувати його коефіцієнти і отримати залежність вихідного сигналу $y(n)$ від вхідного $x(n)$ у вигляді:

$$y(n) = \sum_{k=0}^M h_k (x_{n-k} + x_{n-2M+k}) + \dots + h_M x_{n-M} \quad (1)$$

де $M = \frac{N-1}{2}$, N - порядок фільтру.

Перепишемо вираз (1) і згрупуємо парні та непарні значення коефіцієнтів:

$$y(n) = \sum_{k=2l}^{\frac{M}{2}} h_k (x_{n-k} + x_{n-2M+k}) + \dots + \sum_{k=2l+1}^{\frac{M}{2}} h_k (x_{n-k} + x_{n-2M+k}) + \dots + h_M x_{n-M} \quad (2)$$

де $l=0,1,2,3,\dots$

Вираз зсуву спектра сигналу по методу половинного ділення [3] має вигляд:

$$X_{3C}(n) = X(n)(-1)^n \quad (3)$$

де $X_{3C}(n)$ - дискретний сигнал із зміненим знаком кожного другого відліку.

Враховуючи, що кожний другий відлік є парним відліком, а у виразі (2) згруповані парні значення добутків коефіцієнтів:

$$\sum_{k=2l+1}^{\frac{M}{2}} h_k (x_{n-k} + x_{n-2M+k}) + \dots + h_M x_{n-M} (\pm 1)^M \quad (4)$$

то вираз суми $h_M x_{n-M} (\pm 1)^M$ може мати від'ємне (для високочастотних складових і $(-1)^M h^M x_{n-M}$), чи додатне значення (для низькочастотних складових і $(+1)^M h_M x_n$).

Коли вираз (4) має додатне значення, то вираз (2) представляє результат фільтрації низькочастотної половини смуги, а коли вираз (4) має від'ємне значення, то результатом фільтрації є аналіз високочастотної половини смуги спектра сигналу. Використовуючи програму розрахунків коефіцієнтів ФНЧ [3], знаходять коефіцієнти низькочастотного фільтра в смузі $[0; \pi/3]$ яка ділить смугу на три частини (рис.1).

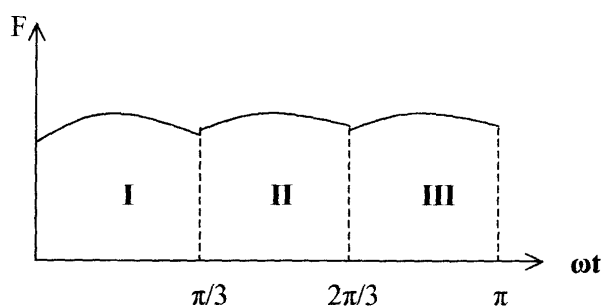


Рис.1. Спектр сигналу $X(n)$

Якість цієї фільтрації у смузі залежить від сукупності трьох параметрів амплітудно-частотних характеристик: δ_1 і δ_2 - пульсації відповідно в смузі пропускання і затримки; ΔF — ширина нормованої перехідної смуги.

Згідно [4] оптимальним є порядок фільтра: $N \approx 2/3 \lg 10 \delta_1 \delta_2 / \Delta F$.

Для того щоб побудувати структуру триканального фільтра за допомогою фільтра ФНЧ і фільтра ФВЧ в який перетворюється фільтр ФНЧ, після зміни знаку кожного другого відліку на протилежний, потрібно від відліків вхідного сигналу $y(n)$ відняти відліки сигналу, які проходять через ФНЧ та ФВЧ. Ці операції здійснюються на пристроях додавання та віднімання відліків цифрових значень. Проводячи ці операції можна отримати розподіл сигналу за частотами на три смуги – триканальний фільтр. Структурна схема трьох каналів

цифрового фільтра представлена на рис. 2.

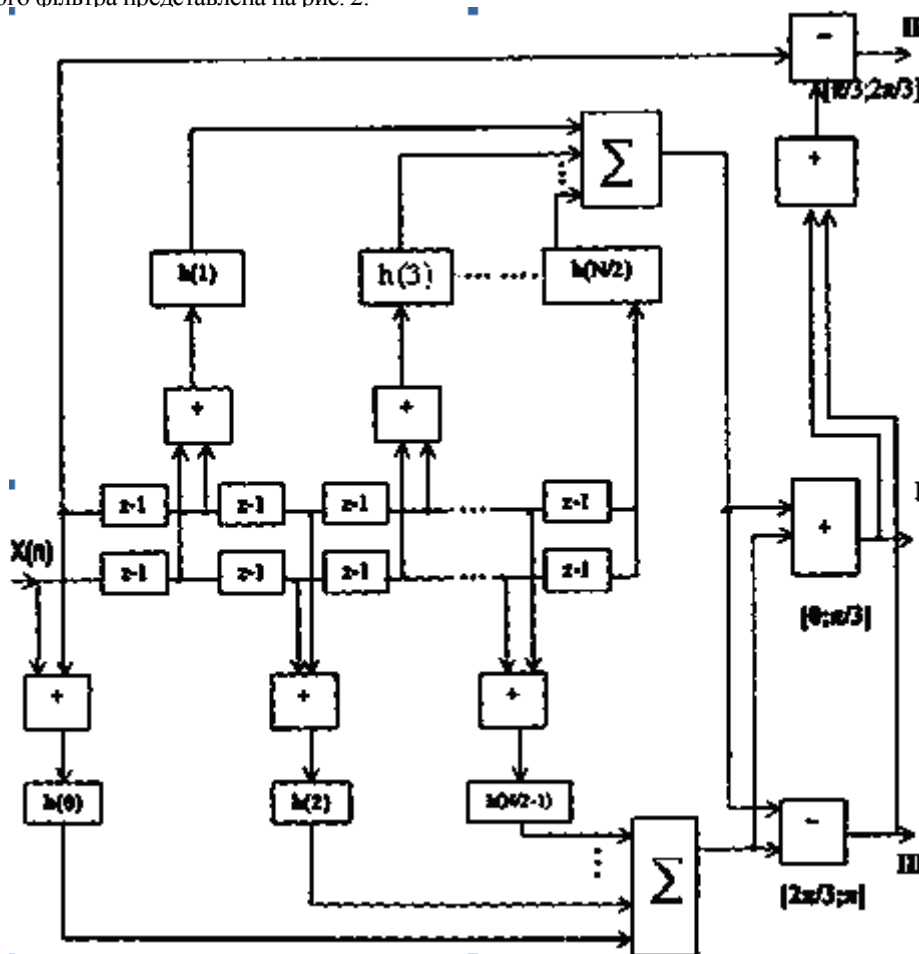


Рис. 2. Структурна схема трьох каналів цифрового фільтра

Парні та непарні значення добутків коефіцієнтів $h(0), h(2), \dots, h(N/2 - 1)$ і $h(1), h(3), \dots, h(N/2)$ на вхідні відліки сигналу, які проходять через елементи затримки $1/z$ та додаються в багатовходових додавачах – накопичувачах (Σ). На основі структурної схеми була вибрана ПЛІС фірми Altera

сімейства Stratix II, які мають 114140 логічних елементів [7]. Привабливістю ПЛІС сімейства Stratix у порівнянні із ПЛІС інших фірм є наявність спеціалізованих блоків цифрової обробки сигналів, які мають апаратні помножувачі для реалізації цифрового фільтра розділення сигналу за каналами.

Розглянемо загальну складність (С) [2] кількості вентилів функціональних блоків фільтрів з 11 та 41 коефіцієнтами фільтра, які є основою розділення сигналу за каналами в ПЛІС. Кількість коефіцієнтів визначає кількість блоків множення в ПЛІС. Фільтри, які представлені в [2] і [6] також мають багатовходовий додавач - накопичувач. Припустимо, що розміщення додавача - накопичувача на кристалі приблизно дорівнює вузлу, який обчислює добуток відліків на коефіцієнт. Загальну складність такої схеми (С) приблизно можна визначити кількістю вузлів, які розміщуються на кристалі: $C = N + 1$. Структура за виразами (2) і (4) має в два рази менше блоків множення, але додатково має $N/2$ додавачів і один додатковий суматор - накопичувач. Складність блока множення приблизно на порядок більше за складність додавача, а додатковий додавач - накопичувач за складністю дорівнює блоку, що обчислює добуток. Тому отримана загальна складність (C_n) згідно зі структурними виразами (2) і (4) буде дорівнювати $N/2 + 2 + N/20$. Не враховуючи величину $N/20$, можливо отримати $C_n \approx 2 + N/2$. Коефіцієнт зменшення загальної складності $K_c = C/C_n = 2(N+1)/(4+N)$. Якщо $N_1=11, K_c=1,7; N_2=41, K_c=1,9$. Таким чином K_c наближається до 2 зі збільшенням порядку фільтра. Запропонована структурна схема триканального фільтра має коефіцієнт зменшення загальної складності відповідно до одного каналу (K_{c1}) в три рази вищий, і дорівнює $K_{c1}=3K_c$. Якщо значення $N_1=11, K_{c1}=5,1; N_2=41, K_{c1}=5,7$.

ВИСНОВКИ

1. Наведена структура триканального фільтра дає можливість приблизно в 5,5 разів зменшити кількість блоків множення на один канал, що зменшує в шість разів кількість елементів в ПЛІС – структурі порівняно з трьома окремими каналами.

2. Реалізація запропонованої структури має приблизно в 5,5 разів менший коефіцієнт загальної складності, що є підставою реалізації таких фільтрів у вигляді ПЛІС – структур для використання їх в системах цифрової обробки характеристик інтерференційних приладів

СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. Васильев В.Н. Компьютерная обработка сигналов в приложении к интерферометрическим системам / В.Н. Васильев, И.П. Гуров. – СПб: Сант-петербург, 1998. – 240с.
2. Гун С. Сверхбольшие интегральные схемы и современная обработка сигналов: [Под редакцией Гуна С.] / Гун С., Уайтхаус Х., Кайлат Т. –а М.: Радио и связь, 1989. – 472 с.
3. Капелини В. Цифровые фильтры и их применение / В. Капелини, А. Дж. Константинович, П. Эмилиани. – М.: Энергоиздат, 1983. – 360с.
4. Оппенгейм А. В. Цифровая обработка сигналов / А. В. Оппенгейм, Р. В. Шафер. – М.:Связь, 1979. – 416с.
5. Рабинер Л. Теория и применение цифровой обработки сигналов / Л. Рабинер, Б. Гоулд. – М.: Мир, 1978. – 848 с.
6. Романюк Ю.А. Основы цифровой обработки сигналов. Свойство и преобразование дискретных сигналов : [Учебное пособие в 3-х частях] / Ю.А. Романюк. – Ч.1. – М.: ФТИ, 2005. – 332с.
7. Стешенко В.Б. ПЛИС Altera: элементная база, система проектирования и языки описания аппаратуры / В.Б. Стешенко. – М.: Додэка, 2002. – 221с.

Надійшла до редакції 15.10.2010р.

ПРОКОПОВ ІГОР ДМИТРОВИЧ – доцент кафедри електроніки, Вінницький національний технічний університет, Вінниця, Україна

КРАВЧЕНКО ВЛАДИСЛАВ МИКОЛАЙОВИЧ – доцент кафедри фізики, Вінницький національний технічний університет, , Вінниця, Україна.

ПРОКОПОВ ОЛЕКСАНДР ІГОРОВИЧ – студент, Київський національний університет ім.Т.Г. Шевченка, Київ, Україна.