

РАДІОЕЛЕКТРОНІКА ТА РАДІОЕЛЕКТРОННЕ АПАРАТОБУДУВАННЯ

УДК 681.325

О. І. Прокопов, студ.

АЛГОРИТМ ФІЛЬТРАЦІЇ ТА АПРОКСИМАЦІЇ СИГНАЛУ З ЛІНІЙКИ ПАРАЛЕЛЬНИХ АЦП ЗА ПЛІС-ТЕХНОЛОГІЄЮ

Запропоновано алгоритм фільтрації та апроксимації вимірювального сигналу з лінійки паралельних АЦП з послідовною затримкою строб-імпульсу запуску для підвищення роздільної здатності вимірювання сигналів швидкоплинних фізичних процесів. За рахунок зменшення точності обчислення в 1,2 рази можна вилучити операції множення і реалізувати алгоритм фільтрації та апроксимації в структурі ПЛІС-схем без блоків множення.

Вступ

Процеси ланцюгових реакцій крекінга, горіння, полімеризації і низка процесів в теплоенергетиці є вельми швидкоплинними. Такі процеси можна якісно досліджувати методами цифрової обробки сигналів, які дозволяють підвищити точність визначення спектральних характеристик вказаних процесів. Цифрова обробка сигналів швидкоплинних процесів потребує визначення спектральних складових швидким перетворенням Фур'є (ШПФ) [1, 2]. Частота дискретизації сигналів швидкоплинних процесів обмежена швидкодією існуючих аналого-цифрових перетворювачів (АЦП). Існує метод паралельного процесу аналого-цифрового перетворення лінійкою паралельних АЦП з послідовною затримкою строб-імпульсу запуску для підвищення частоти дискретизації існуючих АЦП [3]. Підвищення частоти дискретизації вхідного сигналу лінійкою паралельних АЦП збільшує роздільну здатність спектральних оцінок [2–4]. Структура з лінійок паралельних АЦП дає можливість збільшити частоту дискретизації пропорційно кількості паралельних АЦП₁...АЦП_L, де L – кількість однакових послідовно працюючих паралельних АЦП в лінійці. Керування такою лінійкою проводиться за допомогою строб-імпульсів запуску з затримкою на $1/F_d \cdot L$ в блоках затримки БЗ1...БЗL, де F_d – частота дискретизації. Інформація про фазовий зсув надходить до АЦП1...АЦПL з відповідних блоків затримки БЗ1...БЗL. В [5] наведені модулі АЦП–9КМ та АЦП–18К з частотою дискретизації 105/125 МГц та цифровим способом керування запуском кожного наступного АЦП лінійки через блоки затримки БЗ1...БЗL з кроком 10 пс. Ці модулі конфігуруються за типом програмованої логічної матриці (ПЛІС). Вихідні сигнали швидкоплинних фізичних процесів з лінійки паралельних АЦП в системах реального часу потребують проведення попередньої фільтрації та апроксимації які можливо реалізовувати в ПЛІС-структурах. Для проведення фільтрації потрібно реалізувати блоки множення, які займають багато місця в структурі існуючих ПЛІС-схем, що обмежує їх використання.

Постановка задачі

Підвищення роздільної здатності (ПРЗ) спектральних оцінок швидкоплинних фізичних процесів потребує підвищення частоти дискретизації сигналів швидкоплинних процесів. При ПРЗ частоти сигналів можуть бути визначені, хоч як близько вони не знаходились і якими би слабкими (відносно фонового шуму) вони не були [2, 4]. Підвищення частоти дискретизації вхідного сигналу проводиться лінійкою паралельних АЦП за ПЛІС-технологією [5]. Підвищення частоти дискретизації структурою з лінійок паралельних АЦП потребує проведення фільтрації та апроксимації які можливо реалізовувати в ПЛІС-структурах. Для апаратної реалізації фільтрації та апроксимації (ФАД) потрібні блоки множення, які займають багато

місця в структурі існуючих ПЛІС-схем і це обмежує їх використання.

Тому метою роботи є пошук алгоритму фільтрації та апроксимації в якому за рахунок невеликого зменшення точності можливо усунути операції множення і реалізувати апаратно його у вигляді блоку ФАД без помножувачів в структурі ПЛІС обчислювача спектральних складових.

Отримані результати

Для підвищення точності вимірювань швидкоплинних фізичних процесів пропонується використовувати лінійку з L паралельних АЦП [3]. Структура обчислювача спектральних складових за ПЛІС-технологією показана на рис. 1.

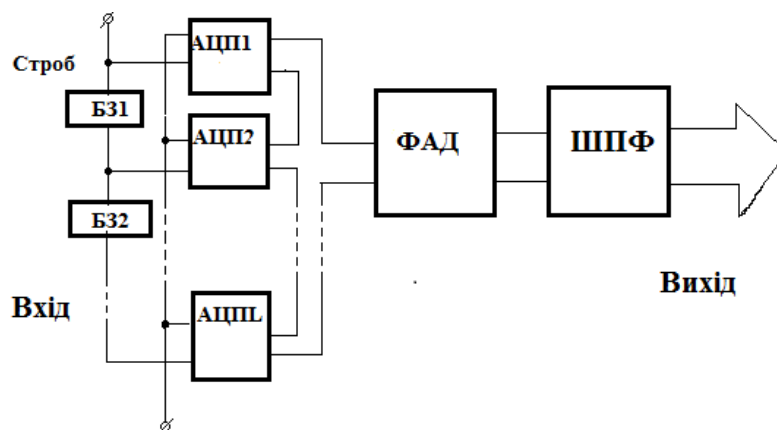


Рис. 1. Структура обчислювача спектральних складових за ПЛІС-технологією

Вихідний дискретний сигнал структури паралельних АЦП показаний на рис. 2.

Цифрову обробку такого сигналу вимірювань швидкоплинного процесу можна проводити на проміжках більших T_0 як фільтрацію, а на проміжках менших T_0 як апроксимацію [2]. Відомо, що лінійна система не спотворює сигнал, який подано на його вхід, змінюється тільки амплітуда і фаза [6].

Розглянемо фільтрацію та апроксимацію вихідних відліків з структур паралельних АЦП, коли час кореляції похибки τ_0 менший за T_0 [7]. Вихідний сигнал можна представити у вигляді лінійної функції [2]. На часовому інтервалі T_0 сигнал з завадою апроксимується поліномом першого степеня і коефіцієнти a і b знаходяться за методом найменших квадратів [6]

$$F(a, b) = \int_0^{T_0} (y(t) - at - b)^2 dt, \quad (1)$$

де $y(t)$ — сигнал із завадою.

Прирівнявши часткові похідні:

$$\frac{\partial F}{\partial a} = 0 \quad \text{і} \quad \frac{\partial F}{\partial b} = 0, \quad \text{та розв'язавши рівняння [6], отримаємо:}$$

$$a = \frac{6}{T_0^2} \left(\frac{2}{T_0} \int_0^{T_0} t \cdot y(t) dt - \int_0^{T_0} y(t) dt \right); \quad (2)$$

$$b = \frac{6}{T_0^2} \left(\frac{2}{3} T_0 \int_0^{T_0} y(t) dt - \int_0^{T_0} t \cdot y(t) dt \right). \quad (3)$$

У кінці інтервалу $(0, T_0)$ вихідний сигнал

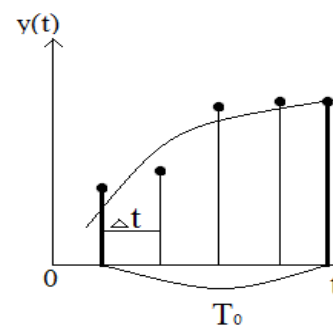


Рис. 2. Вихідний дискретний сигнал структури паралельних АЦП

$$y_{\text{вих}} = \frac{6}{T_0} \left(\frac{1}{T_0} \int_0^{T_0} t \cdot y(t) dt - \frac{1}{3} \int_0^{T_0} y(t) dt \right). \quad (4)$$

Проводячи зсув інтервалу $(0, T_0)$ на Δt , обчисливши коефіцієнти a і b і провівши фільтрацію, у кінці інтервалу $(\Delta t, T_0 + \Delta t)$ отримуємо значення вихідного сигналу

$$y_{\text{вихфа}} = \frac{6}{T_0} \left(\frac{1}{T_0} \int_0^{T_0} t \cdot y(t + \Delta t) dt - \frac{1}{3} \int_0^{T_0} y(t + \Delta t) dt \right), \quad (5)$$

де $y_{\text{вихфа}}$ — вихідний сигнал з аналогового фільтра.

Для цифрового фільтра на інтервалі довжиною T_0 , береться L_0 відліків $L_0 = L + 1$, де L — кількість паралельних АЦП в лінійці.

За методом найменших квадратів знайдемо:

$$a = \frac{6}{L_0(L_0 - 1)} \left(\frac{2}{L_0 + 1} \sum_{l=1}^{L_0} l \cdot y_l - \sum_{l=1}^{L_0} y_l \right); \quad (6)$$

$$b = \frac{6}{L_0(L_0 - 1)} \left(\frac{2L_0 + 1}{3} \sum_{l=1}^{L_0} l \cdot y_l - \sum_{l=1}^{L_0} y_l \right); \quad (7)$$

$$y_{\text{вихфц}} = aL_0 + b = \frac{6}{L_0} \left(\frac{1}{L_0 + 1} \sum_{l=1}^{L_0} l \cdot y_l - \frac{1}{3} \sum_{l=1}^{L_0} y_l \right). \quad (8)$$

Провівши зсув інтервалу $(0, L_0)$, отримуємо значення вихідного дискретного фільтрованого сигналу:

$$y_{\text{вихфц}}(L_0 + i) = \frac{6}{L_0} \left(\frac{1}{L_0 + 1} \sum_{l=1}^{L_0} l \cdot y_{l+i} - \frac{1}{3} \sum_{l=1}^{L_0} y_{l+i} \right). \quad (9)$$

У вираз (9) входять суми: $C_i^1 = \sum_{l=1}^{L_0} y_{l+i}$ та $C_i^2 = \sum_{l=1}^{L_0} l \cdot y_{l+i}$.

Суми C_i^1 і C_i^2 можна обчислювати тільки на одному кроці, а далі використовувати рекурентні співвідношення

$$C_{i+1}^1 = C_i^1 + y_{L_0+i+1} + y_{1+i}; \quad (10)$$

$$C_{i+1}^2 = C_i^2 + L_0 \cdot y_{L_0+i+1} - C_i^2. \quad (11)$$

У виразі (11) присутня операція множення, яку дуже просто реалізувати в ПЛІС структурах, коли $L_0 = 2, 4, 8, 16$. Такі помножувачі представляють регістри зсуву на 1, 2, 3, 4 розрядів і просто реалізуються у ПЛІС-схемі, тому що не потребують блоку множення, який складніший і займає більшу площину в кристалі ПЛІС. Можливою реалізацією є структура з регістрами зсуву і спільним суматором.

У виразі (11) можна перейти тільки до операцій додавання за рахунок невеликого погіршення точності обчислень.

Для цього будемо шукати значення a і b таким чином, щоб відхилення інтегралу $y(t)$ від полінома першого степеня $at + b$ розглядалось тільки на інтервалах $\left(0, \frac{T_0}{2}\right)$ і $\left(\frac{T_0}{2}, T_0\right)$ і дорівнювало нулю.

$$\int_0^{\frac{T_0}{2}} (y(t) - at - b) dt = 0; \quad \int_{\frac{T_0}{2}}^{T_0} (y(t) - at - b) dt = 0. \quad (12)$$

$$\text{Знайдемо } a \text{ і } b: a = \frac{4}{T_0^2} \left(\int_{\frac{T_0}{2}}^{T_0} y(t) dt - \int_0^{\frac{T_0}{2}} y(t) dt \right); \quad b = \frac{1}{T_0} \left(3 \cdot \int_0^{\frac{T_0}{2}} y(t) dt - \int_{\frac{T_0}{2}}^{T_0} y(t) dt \right).$$

Вихідний сигнал аналогового фільтра-апроксиматора

$$y_{\text{вихФАА}} = aT_0 + b = \frac{1}{T_0} \left(3 \int_{\frac{T_0}{2}}^{T_0} y(t) dt - \int_0^{\frac{T_0}{2}} y(t) dt \right). \quad (13)$$

Проводячи зсув інтервалу $(0, T_0)$ на Δt і обчислюючи коефіцієнти a і b , отримуємо вихідний фільтрований сигнал:

$$y_{\text{вихФАА}} = \frac{1}{T_0} \left(3 \cdot \int_{\frac{T_0}{2}}^{T_0} y(t + \Delta t) dt - \int_0^{\frac{T_0}{2}} y(t + \Delta t) dt \right). \quad (14)$$

В дискретному вигляді вирази (13) і (14) з дискретними коефіцієнтами a і b будуть мати вигляд

$$a_d = \frac{4}{L_0^2} \left(\sum_{l=\frac{L_0}{2}+1}^{L_0} y_l - \sum_{l=1}^{\frac{L_0}{2}} y_l \right); \quad b_d = \frac{1}{L_0^2} \left((3L_0 - 2) \cdot \sum_{l=1}^{\frac{L_0}{2}} y_l - (L_0 + 2) \sum_{l=\frac{L_0}{2}+1}^{L_0} y_l \right); \quad (15)$$

$$y_{\text{вихфад}}(L_0 + i) = \frac{1}{L_0^2} \left((3L_0 - 2) \sum_{l=\frac{L_0}{2}+1}^{L_0} y_{l+i} - (L_0 - 1) \sum_{l=1}^{\frac{L_0}{2}} y_{l+i} \right). \quad (16)$$

У вираз (16) входять суми

$$C_i^1 = \sum_{l=1}^{\frac{L_0}{2}} y_{l+i}; \quad C_i^2 = \sum_{l=\frac{L_0}{2}+1}^{L_0} y_{l+i},$$

які можна розрахувати за рекурентними формулами

$$C_{i+1}^1 = C_i^1 + y_{\frac{L_0}{2}+i} - y_{i+1}; \quad (17)$$

$$C_{i+1}^2 = C_i^2 + y_{L_0+i+1} - y_{\frac{L_0}{2}+i+1}. \quad (18)$$

У виразах (17) та (18) немає операцій множення і тому вони більше підходять для реалізації у ПЛІС-структурах без блоків множення.

За рахунок невеликого зменшення точності обчислення за виразом (12) можна розробляти ПЛІС-структури без помножувачів не тільки для значень $L_0 = 2, 4, 8, 16$, а і для всіх інших значень. Невелике зменшення точності обчислення є допустимим при вимірюванні спектральних характеристик швидкоплинних фізичних процесів в реальному часі.

Порівняємо точність обчислення за виразами (4) і (13). Розглянемо сигнал з похибкою, яка є стаціонарним центровим випадковим процесом з прямокутною кореляційною характеристикою, де τ_0 — час кореляції похибки, σ^2 — дисперсія похибки $n(t)$ [6, 7].

Знайдемо відхилення сигналу $y(t) = a_0 t + b_0 + n(t)$ від

$$y_{\text{вих}} = \frac{6}{T_0} \left(\frac{1}{T_0} \int_0^{T_0} t \cdot y(t) dt - \frac{1}{3} \int_0^{T_0} y(t) dt \right). \quad (19)$$

Отримаємо $\Delta y_{\text{вих}} = \frac{6}{T_0} \left(\frac{1}{T_0} \int_0^{T_0} t \cdot n(t) \cdot dt - \frac{1}{3} \int_0^{T_0} n(t) \cdot dt \right)$. Враховуючи, що відношення $\frac{\tau_0}{T_0}$ менше

одиниці [6, 7], обчислимо дисперсію $D[(\Delta y_{\text{вих}})] = \frac{8\tau_0\sigma^2}{T_0} \left(1 - \frac{5}{4} \frac{\tau_0}{T_0} + \frac{3}{8} \left(\frac{\tau_0}{T_0} \right)^3 \right) \approx \frac{8\tau_0\sigma^2}{T_0}$.

Для другого процесу обчислення за виразом (13) знайдемо відхилення

$$y(t) = a_0 t + b_0 + n(t) \quad \text{від} \quad y_{\text{вихФЛА}} = aT_0 + b = \frac{1}{T_0} \left(3 \int_{\frac{T_0}{2}}^{T_0} y(t) dt - \int_0^{\frac{T_0}{2}} y(t) dt \right).$$

Отримаємо $\Delta y_{\text{вихФЛА}} = \frac{1}{T_0} \left(3 \int_{\frac{T_0}{2}}^{T_0} n(t) dt - \int_0^{\frac{T_0}{2}} n(t) dt \right)$.

Оскільки відношення $\frac{\tau_0}{T_0}$ менше одиниці [6, 7], отримуємо дисперсію

$$D[\Delta y_{\text{вихФЛА}}] = \frac{10\tau_0\sigma^2}{T_0} \left(1 - \frac{\tau_0}{T_0} \right) \approx \frac{10\tau_0\sigma^2}{T_0}.$$

Відношення дисперсій: $\frac{D[\Delta y_{\text{вихФЛА}}]}{D[\Delta y_{\text{вих}}]} \approx 1,2$.

Таким чином, за рахунок зменшення точності в 1,2 рази другий процес обчислення за виразом (16) можна використовувати для розробки в ПЛІС-структурі блока ФАД (фільтрації та апроксимації) без помножувачів не тільки для значень $L_0 = 2, 4, 8, 16$, де ці операції реалізуються точно, як зсув в регістрі, а і для всіх інших значень L_0 кількості паралельних АЦП в структурі обчислювача.

Висновки

Запропонований алгоритм фільтрації та апроксимації вимірювального сигналу з лінійки паралельних АЦП з послідовною затримкою строб-імпульсу запуску для підвищення частоти дискретизації сигналів швидкоплинних фізичних процесів. За рахунок зменшення точності в 1,2 рази можна виключити операції множення і реалізувати запропонований алгоритм фільтрації та апроксимації в ПЛІС-структурах без блоків множення.

СПИСОК ВИКОРИСТАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ

1. Васильев В. Н. Компьютерная обработка сигналов в приложении к интерферометрическим системам / В. Н. Васильев, И. П. Гуров. — СПб. : Санкт-Петербург. — 1998. — 240 с.
2. Романюк Ю. А. Основы цифровой обработки сигналов. В 3 ч. / Ю. А. Романюк. — М. : МФТИ, 2005.
3. Свойство и преобразование дискретных сигналов : учеб. пос. — М. : МФТИ, 2005. — 332 с.
4. Бортник Г. Г. Швидкодіючий аналого-цифровий перетворювач підвищеної точності / Г. Г. Бортник // Вісник Вінницького політехнічного інституту. — 2002. — № 5. — С. 47—50.
5. Бортник Г. Г. Спектральний метод оцінювання джитеру в телекомунікаційних системах / Г. Г. Бортник, М. В. Васильківський, В. А. Челоян // Вісник Вінницького політехнічного інституту — № 2. — 2010. — С. 109—114.
6. ООО ПФК«ЭЛКОС». [Електронний ресурс]. — Режим доступу : <http://www.elkos.com.ua>.
7. Киричков В. Н. Идентификация объектов систем управления технологическими процессами. Кн. 2 / В. Н. Киричков. — К. : Выща школа, 1990. — 236 с.
7. Дж. Купер, К. Макгилом. Вероятностные методы анализа сигналов и систем / Дж. Купер, К. Макгилом ; пер. с англ. — М. : Мир, 1989. — 376 с.

Рекомендована кафедрою обчислювальної техніки

Стаття надійшла до редакції 13.09.11
Рекомендована до друку 22.02.12

Прокопов Олександр Ігорович — студент фізичного факультету.

Київський національний університет імені Тараса Шевченка, Київ