

# КОМП'ЮТЕРНІ ЗАСОБИ, МЕРЕЖІ ТА СИСТЕМИ

*B.M. Shevchuk, A.F. Potapenko,  
N.F. Chumakova*

## **EFFECTIVE METHODS OF THE SIGNALS AND IMAGES FILTRATION AND COMPACTION IN THE PROBLEMS/TASKS OF IDENTIFYING INFORMATIONAL STATES OF THE LONG-TERM MONITORING OBJECTS**

*The effective method of filtration-compression of signals and images is offered on accuracy and speed. The method considers input signal to noise ratio information.*

*На основі аналізу вимог отримання достовірних даних та дослідження характерних похибок відомих методів фільтрації сигналів та зображень запропонований ефективний метод фільтрації-стиску сигналів, який враховує інформацію про вхідне співвідношення сигнал/шум.*

© Б.М. Шевчук, А.Ф. Потапенко,  
Н.Ф. Чумакова, 2007

УДК 621.377

Б.М. ШЕВЧУК, А.Ф. ПОТАПЕНКО,  
Н.Ф. ЧУМАКОВА

## **ЕФЕКТИВНІ МЕТОДИ ФІЛЬТРАЦІЇ- СТИСКУ СИГНАЛІВ І ЗОБРАЖЕНЬ У ЗАДАЧАХ ВИЗНАЧЕННЯ ІНФОРМАЦІЙНИХ СТАНІВ ОБ'ЄКТІВ ТРИВАЛОГО МОНІТОРИНГУ**

**Вступ.** Для широкого використання засобів дистанційного моніторингу станів об'єктів різної природи актуальною проблемою є розробка оптимізованих за точністю і швидкістю методів фільтрації і стиску сигналів та зображень, які орієнтовані на використання сигнальних процесорів, ПЛІС, мікроконтролерів. При побудові об'єктових терміналів і абонентських систем мережі дистанційного моніторингу станів об'єктів важливо з мінімальними спотвореннями організувати відбір інформативних сигналів та організувати оперативну обробку аналогових даних для їх компактного кодування і передачі по мережах зв'язку. Серед методів оперативної фільтрації і стиску сигналів та зображень широке розповсюдження отримала обробка даних на основі вейвлет- та Фур'є-перетворень [1–5], цифрова фільтрація [6, 7], фільтрації і стиск з використанням швидких методів спектрального відображення сигналів [8], медіанна фільтрація [9–11], сплайн-фільтрація і стиск [12–14]. Внаслідок фільтрації аналогових сигналів отримуємо вихідний сигнал, огинаюча якого має відновлюватись з максимальною точністю після операцій стиску, зберігання і передачі інформації та відновлення двійкових відліків відфільтрованого сигналу. При цьому коефіцієнт стиску даних суттєво залежить від динамічних характеристик огинаючої сигналу, тому операції фільтрації і стиску сигналів доцільно розглядати як спільний процес "фільтрації-стиску".

На практиці при виконанні фільтрації сигналів виникають спотворення огинаючої вихідного сигналу і на ділянках з завадами ці спотворення переважно є неконтрольованими. Оскільки сигнали є первинним інформаційним відображенням станів об'єктів тривалого моніторингу (ОТМ), особливо коли об'єкти перебувають у критичних та динамічних станах, значні спотворення ділянок сигналів можуть трактуватись дослідниками як інформативні зміни станів об'єктів. Тому в роботі, на основі аналізу умов отримання достовірних даних в процесі відбору інформації від ОТМ, а також шляхом дослідження функціональних характеристик, швидкодії і похибок відомих методів фільтрації і стиску сигналів та зображень запропонований новий ефективний адаптивний метод фільтрації-стиску сигналів, який враховує інформацію про вхідне співвідношення сигнал/шум  $[c/ш]_{вх}$  та поточні динамічні характеристики відрізків сигналів.

**Вимоги до способів отримання достовірних даних.** Ефективне функціонування моніторингових мереж досягається за рахунок оптимізації формування первинних інформаційних потоків безпосередньо в місцях їх виникнення. Внаслідок дотримання умов відбору інформативних даних та організації оперативної обробки сигналів та зображень безпосередньо на об'єктах здійснюється завантаження каналів зв'язку та засобів накопичення даних пристроїв і систем достовірною і компактною інформацією. У роботі [15] показано, що первинні інформаційні потоки суттєво залежать від вимог до метрологічних характеристик апаратури підсилення, аналогової фільтрації і аналого-кодового перетворення сигналів. Зменшення інформаційних потоків без втрат за точністю відновлення огинаючої кривої сигналів вимагає використання складних та дорогих ФНЧ, АЦП та ускладнених методів цифрової фільтрації, стиску інформації та апроксимації відліків сигналів. Це пов'язано з тим, що частота опиту сигналів є функцією багатьох параметрів. Для багатоканального пристрою введення і перетворення інформації можна записати такий вираз:

$$f_{on}^k = f(k, f_{max}^m, K_{\phi}^m, P^m, n^m, A_{max}^m, A_{min}^m, q_{max}^m, \delta_s^m),$$

де  $f_{on}^k$  – частота опиту  $k$ -канального АЦП;  $f_{max}^m$  – максимальна частота  $m$ -го сигналу з найбільш високочастотною складовою;  $K_{\phi}^m$  – коефіцієнт степеня підвищення частоти дискретизації  $m$ -го сигналу в залежності від типу  $P^m$  і порядку  $n^m$  ФНЧ, значення розмаху пульсацій  $A_{max}^m$  у смузі пропускання ФНЧ та значення подавлення  $A_{min}^m$  сигналу в смузі подавлення ФНЧ;  $q_{max}^m$  – максимальна кількість двійкових біт при кодуванні  $m$ -го сигналу;  $\delta_s^m \approx \delta_{ni}^m + \delta_n^m + \delta_{ФНЧ}^m + \delta_{АЦП}^m + \delta_a^m$ ,  $\delta_s^m$  – сумарна відносна похибка всього тракту введення та обробки інформації  $m$ -го каналу;  $\delta_{ni}^m$  – похибка первинного перетворювача інформації  $m$ -го каналу;  $\delta_n^m$  – похибка засобів підсилення  $m$ -го сигналу;  $\delta_{ФНЧ}^m$  – похибка ФНЧ;  $\delta_{АЦП}^m$  – похибка АЦП;  $\delta_a^m$  – похибка способу апроксимації у процесі відновлення огинаючої  $m$ -го сигналу.

Таким чином за точну і достовірну інформацію про амплітудо-частотні та фазові характеристики сигналів, які підлягають тривалому контролю, необхідно "платити" формуванням суттєво підвищених інформаційних потоків, точними та складними первинними апаратними засобами. Дослідження показали, що в порівнянні з частотою дискретизації по Котельникову, коли  $f_{on} = 2f_{max}$ , на практиці величину  $f_{on}$  необхідно вибрати в  $K_\phi$  разів більшою, де  $K_\phi > 8$  [15].

З метою виявлення, класифікації та відображення ділянок сигналів з різним  $[c/\mu]_{вх}$  в процесі фільтрації і стиску сигналів доцільно визначати та компактно кодувати ділянки сигналів з різним рівнем високочастотних шумів. Опосередковано якість введених даних, степінь їх "зашумленості" можливо проконтролювати за рівнем високочастотних шумів та дрейфу ізольованості. При цьому на ділянках де спостерігаються великі шуми, після фільтрації слід очікувати спотворення форми кривої. Тому на цих ділянках доцільно використовувати спрощені та швидкодіючі методи фільтрації, а для зменшення інформаційних потоків відліки вихідного сигналу доцільно кодувати більш стисло, тобто меншою кількістю біт. Найпростішим і швидким способом визначення степені зашумленості ділянок сигналів є обчислення поточної різниці  $\Delta X_i^{u1} = |X_i^{u1} - X_{i-1}^{u1}|$  між сусідніми відліками вхідного (зашумленого) сигналу, а шляхом порівняння величини  $\Delta X_i^{u1}$  з відповідними пороговими величинами  $P_1, P_2, \dots, P_s$  визначається поточний стан зашумленості ділянки сигналу, де  $s$  – кількість станів. Більш точніше степінь зашумленості відліків сигналів визначається шляхом порівняння величини  $\Delta X_i^{u2} = |X_i^{u2} - X_i^\phi|$  з відносними величинами відфільтрованого відліку  $X_i^\phi$ . Прикладом класифікації станів зашумленості сигналів є визначення таких чотирьох станів: "11" – суттєво зашумлена ділянка ( $\Delta X_i^{u2} \geq P_1, P_1 = X_i^\phi/4$ ); "10" – зашумлена ділянка ( $P_2 \leq \Delta X_i^{u2} < P_1, P_2 = X_i^\phi/8$ ); "01" – менш зашумлена ділянка ( $P_3 \leq \Delta X_i^{u2} < P_2, P_3 = X_i^\phi/16$ ); "00" – практично чиста ділянка ( $P_4 \leq \Delta X_i^{u2} < P_3, P_4 = X_i^\phi/32$ ).

Таким чином на етапі введення і первинної фільтрації сигналів визначаються ділянки, які кодуються різною достовірною кількістю біт  $q_d = f([c/\mu]_{вх})$ . У наведеному прикладі відліки ділянки з кодом  $[c/\mu]_{вх}$  "11" кодуються з  $q_d = 7 - 8$  біт; ділянці з кодом "10" – відповідають  $q_d = 8 - 9$  біт; ділянці з кодом "01" – відповідають  $q_d = 9 - 10$  біт; ділянці з кодом "00" –  $q_d = 11 - 12$  біт.

Проаналізуємо цифрову фільтрацію сигналів і зображень з єдиних позицій, тобто з урахуванням відновлення огинаючої аналогового сигналу (АС) з мінімальними спотвореннями.

**Дослідження та розробка ефективних методів фільтрації-стиску сигналів і зображень.** Аналіз умов отримання достовірних даних моніторингу показує, що операції фільтрації і стиску відліків АС є взаємозалежними і виконуються шляхом реалізації базових перетворень інформації. Прикладами таких процедур є методи фільтрації і стиску АС на основі узагальнених ортогональних

Фур'є- і вейвлет-перетворень [4, 5]. Загальноприйняті методи цифрової фільтрації ґрунтуються на накопиченні групи відліків та виконанні обробки на рівні отриманої групи відліків. Завданням фільтрації є зменшення випадкової складової, яка накладена на детермінований сигнал.

Проаналізуємо функціональні характеристики поширених методів фільтрації-стиску АС, які можна взяти за основу оперативної обробки в процесі моніторингу станів об'єктів, та порівняємо ці методи при обробці сигналів з наперед відомими корисними та шумовими складовими. Для виявлення характерних спотворень, які виникають при використанні поширених методів фільтрації сигналів і зображень проаналізуємо алгоритми фільтрації на основі ковзкого усереднення, медіанної фільтрації та фільтрації на основі ортогональних перетворень. Порівняємо результати фільтрації з ковзким усередненням відліків АС з використанням дискретно-косинусного перетворення [4, 16] і вейвлет-перетворень [1–3, 9, 16, 17] на основі вейвлетів Хаара, Добеші 6 та Добеші 8.

Фільтрація відліків АС в режимі обчислення ковзкого середнього – простий та швидкодіючий спосіб отримання відліків відфільтрованого сигналу, але результат обробки суттєво залежить від вибору величини вікна  $l$  усереднення, причому  $l_{opt} = f(K_{\phi}, \Delta_{\phi}^{cp})$ ,  $l_{opt}$  – оптимальне значення величини вікна усереднення, при якій похибки фільтрації АС мінімальні,  $\Delta_{\phi}^{cp}$  – середнє значення приростів фільтрованого сигналу на ділянці між опорними відліками, до яких належать екстремуми і точки зміни опуклості АС. Тому суттєвим недоліком методу фільтрації з ковзким усередненням, окрім необхідності забезпечення адаптивного вибору величини вікна усереднення у залежності від динамічних характеристик поточної ділянки сигналу, є факт усереднення спотворених (зашумлених) відліків сигналу. Це призводить до появи в вихідному сигналі хибних амплітудних значень локальних екстремумів та ділянок зміни опуклості огинаючої кривої. Враховуючи простоту обробки даних ковзке згладжування сигналів доцільно організовувати на практично чистих ділянках та ділянках з шумами для приблизного визначення місцезнаходження екстремумів і динамічних показників ділянок між екстремумами відфільтрованого сигналу.

Медіанна фільтрація (МФ) ґрунтується на операції упорядкування відліків у вікні, наприклад, за наростанням амплітудних значень. Відфільтрованим відліком  $X_{\phi}$  призначається центральний відлік. Аналіз роботи медіанного фільтра показує його ефективність, особливо при адаптивному виборі вікна упорядкування відліків сигналу. Проте в околиці екстремумів спостерігається спотворення форми огинаючої, тому для зменшення спотворень доцільно забезпечити більш точне обчислення амплітудно-часових характеристик екстремумів, які знаходяться в шумах.

При використанні дискретно-косинусного перетворення (ДКП), згідно [17], для розрахунку спектральних коефіцієнтів з використанням швидкого алгоритму перетворення при довжині вибірки сигналу  $N = 2^m$  необхідно виконати

$\mu_m = 2^{m-1} \cdot m$  операцій дійсних множень і  $\alpha_m = 2^{m-1}(3m-2)+1$  операцій додавань. Позитивною рисою ДКП є якісне відновлення амплітудних значень відліків сигналів і зображень при реалізації операцій фільтрації-стиску шляхом відкидання високочастотних та низькорівневих коефіцієнтів перетворення. Слід підкреслити, що спектральні коефіцієнти ДКП представляють косинусоїди, визначені на всьому інтервалі обробки і їхня сума відтворює огинаючу сигналу. Тому для фрагментів сигналу, де присутні різні зміни частотних компонент, при відновленні огинаючої сигналу з використанням ДКП, спостерігаються характерні спотворення форми кривої.

У порівнянні з ДКП більш ефективним є вейвлет-перетворення, які дозволяють точно відтворювати локальні зміни сигналів. Кількість операцій множення та додавання, які необхідні для розрахунку  $N$  спектральних вейвлет-коефіцієнтів залежить від  $Q$  коефіцієнтів імпульсної характеристики фільтра, що реалізує задане вейвлет-перетворення, і визначається відповідно за формулами  $\mu_m = 2Q2^m$ ,  $\alpha_m = 2(Q-1) \cdot 2^m$  [17]. Серед дискретних вейвлет-перетворень (ДВП) найбільш швидкодіючим є перетворення з використанням вейвлета Хаара ( $Q = 2$ ), яке реалізується на основі операцій додавань, кількість яких  $\alpha_m = 2(2^m - 1)$ . Вигляд вейвлет-функції Хаара показано на рис. 1, а. Оскільки да-на функція є дворівневою, то очевидно, що для точного відновлення сигналів необхідно значно підвищувати частоту дискретизації АС. Для більш точного відновлення огинаючої кривої АС при збереженні мінімальних інформаційних потоків доцільно використовувати більш складніші вейвлети, наприклад, Добеші 6 ( $Q = 6$ ), Добеші 8 ( $Q = 8$ ), біортогональні вейвлети 9/7 [9] та інші. Вигляд вейвлет-функцій Добеші 6 та Добеші 8 показано на рис. 1, б, в. Слід зазначити, що в основі вейвлет-перетворення сигналів, як і інших ортогональних перетворень, лежить представлення сигналів за допомогою наперед заданих базисних функцій, водночас коли реальні сигнали є нестационарними і хаотичними та складаються з різних нетипових складових. Тому найбільш оптимальною обробкою сигналів є використання вейвлет-перетворень, базисні функції яких максимально подібні до сигналу [2], що вимагає підбору вейвлет-перетворень на заданих ділянках сигналу.

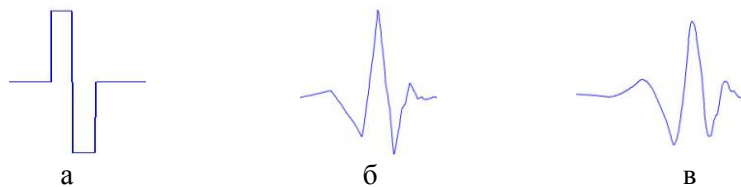


РИС. 1

На рис. 2, а показано теоретичний сигнал з відомими інформативними та шумовими складовими, де верхня крива – сигнал з шумами, середня крива –

сигнал без шумів, нижня крива – шумова складова сигналу, при цьому частота опиту вибрана з  $K_\phi = 10$ . На рис. 2, б – ж показано теоретичний сигнал без шумів, вихідний сигнал відповідного методу фільтрації та складова різниці між чистим теоретичним та вихідним сигналом таких методів фільтрації: рис. 2, б – з ковзним середнім з вікном 5 відліків; рис. 2, в – МФ з вікном 5 відліків; рис. 2, г – адаптивна МФ; рис. 2, д – фільтрація на основі ДКП; рис. 2, е, є, ж – фільтрація на основі вейвлет-перетворень Хаара, Добеші 6 та Добеші 8 відповідно. На відміну від МФ в адаптивній версії МФ (рис. 2, г) у ковзному режимі здійснюється визначення та класифікація степені зашумленості ділянок сигналів а відфільтрований відлік є середнім значенням трьох упорядкованих відліків з п'яти. Дослідження вихідних сигналів поширених методів фільтрації показують, що кожен з методів вносить відповідні характерні спотворення, які суттєво залежать від величини  $[с/ш]_{ex}$ . З рис. 2 видно, що найменші похибки фільтрації виникають при використанні ДКП, проте на ділянці стикування різних частотних компонент теоретичного сигналу виникають суттєві спотворення огинаючої сигналу. Оскільки реальні сигнали складаються з різних періодичних та хаотичних компонент, то таких спотворень при використанні ДКП може бути багато. Тому пропонується оптимізований за точністю і швидкодією ефективний метод фільтрації, побудований на основі адаптивної МФ. На першому етапі фільтрації сигналів здійснюється згладжування сигналу з мінімальним вікном 3 – 4 (4 – 5) відліки і після визначення місцезнаходження екстремумів, середніх приростів  $\Delta_\phi^{cp}$  і орієнтовних значень  $[с/ш]_{ex}$  виявляються послідовності ділянок, які підлягають більш точній адаптивній фільтрації. У залежності від поточної величини  $\Delta_\phi^{cp} \leq \Delta_{дон}$  для реалізації адаптивної фільтрації доцільно підбирати величину  $l_{онт}$  вікна усереднення, де  $\Delta_{дон} = f(f_{он}, q_{max})$  – допустима максимальна різниця між відліками сигналу. Наприклад, від поточної динаміки кривої огинаючої сигналу вибираємо вікно серед велечин 3 – 4 (4 – 5), 7 – 8 (8 – 9), 15 – 16 (16 – 17), 31 – 32 (32 – 33) відліків. Вибір величини вікна, що дорівнює степені 2, забезпечує швидко реалізацію усереднення відповідних відліків сигналів.

Пошук координат екстремумів здійснюється на виявленій ковзним усередненням ділянці, мінімальна тривалість якої  $l_e = 2l_{он}^{kc}$  з центральним відліком, яким є попередньо визначений екстремум, а величина  $l_{он}^{kc}$  вибирається з урахуванням більшого приросту  $\Delta_\phi^{kc}$  в околиці екстремуму в режимі обчислення ковзкого середнього. Таким чином поза межами ділянки  $l_e$  здійснюється медіанна фільтрація, а в її межах визначається місцезнаходження екстремуму наступним чином: на основі результатів медіанної фільтрації визначаються прирости  $\Delta_\phi^m$ , які знаходяться по обидві межі ділянки  $l_e$ ; шляхом порівняння модульних величин  $|\Delta_\phi^m|$  визначаємо меншу величину (тобто знаходимо більш полого сторону

в околиці екстремуму) і на інтервалі  $l_e$  здійснюємо додавання меншого приросту до вже відомого відліку, тобто знаходимо амплітуди відліків більш пологої кривої; аналогічно обчислюємо відліки менш пологої кривої до точки перетину зазначених кривих. Параметри даної точки є амплітудно-часовою характеристикою шуканого екстремуму.

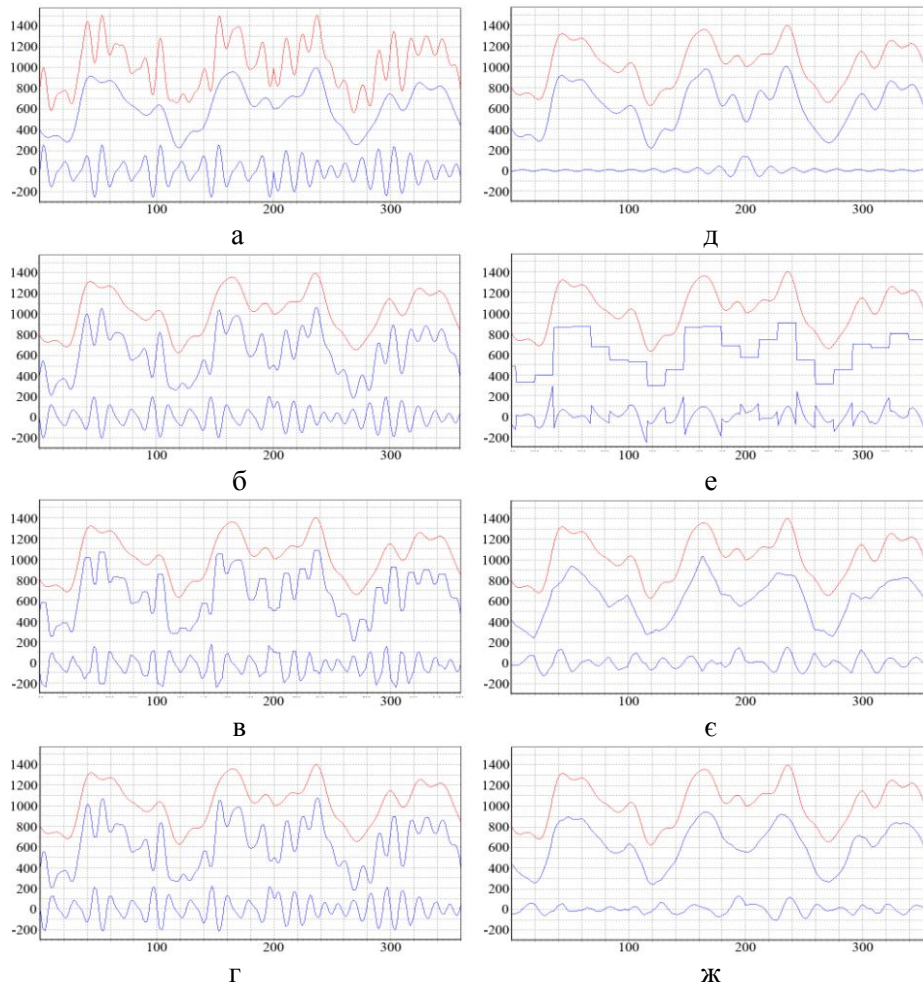


РИС. 2

Стиск відфільтрованих відліків  $X_i^\phi$  здійснюється шляхом визначення і кодування суттєвих відліків  $X_i^{cm}$ , до яких відносяться екстремуми та групи відліків на ділянці зміни опуклості кривої, а також несуттєвих відліків. Суттєві відліки кодуються кодом  $T_i\{X_i^{cn}\}\{X_i\}$ , де  $T_i = 1$  – біт ознаки суттєвості відліку,  $\{X_i^{cn}\}$  –

службові дані про вхідне співвідношення сигнал/шум та вид кодування суттєвих відліків (повнорозрядний, різницевий або компактний код), а несуттєві відліки кодуються одним бітом  $T_i = 0$ . Відрізки АС з різною динамікою супроводжуються службовою інформацією про вибрані  $f_{on}$  і довжину відрізка  $L_i$ . Отримані потоки бітів додатково стискаються арифметичним кодуванням.

1. Уэлстрид С. Фракталы и вейвлеты для сжатия изображений в действии. – М.: Триумф, 2003. – 320 с.
2. Наконечний А.Й. Теорія малохвильового WAVELET перетворення та її застосування. – Львів: Фенікс, 2001. – 278 с.
3. Дьяконов В.П. Вейвлеты. От теории к практике. – М.: СОЛОН – Р, 2002. – 448 с.
4. Иванов В.Г., Любарский М.Г., Ломоносов Ю.В. Фурье – и вейвлет – анализ изображений в плоскости JPEG – технологий // Проблемы управления и информатики. – 2004. – № 5. – С. 111–124.
5. Файнзильберг Л.С. Частотно – избирательная фильтрация в информационных технологиях обработки сигналов // УСиМ. – 2002. – № 2. – С. 54–59.
6. Серуенко А.Б. Цифровая обработка сигналов. – СПб.: Питер, 2002. – 608 с.
7. Гольденберг Л.М., Матюшкин Б.Д., Поляк М.Н. Цифровая обработка сигналов: Справочник. – М.: Радио и связь, 1985. – 312 с.
8. Проектирование специализированных информационно-вычислительных систем / Ю.М. Смирнов, Г.Н. Воробьев, Е.С. Потапов, В.В. Сюезев; Под ред. Ю.М. Смирнова. – М.: Высш. шк., 1984. – 359 с.
9. Цмоць І.Г. Інформаційні технології та спеціалізовані засоби обробки сигналів і зображень у реальному часі. – Львів: Видавництво УАД, 2005. – 228 с.
10. Нгуен Т.Ф. Простой и эффективный метод обнаружения и устранения полос импульсного шума на изображениях // Проблемы управления и информатики. – 2004. – № 5. – С. 125–130.
11. Нгуен Т.Ф., Шелестов А.Ю. Параллельная реализация алгоритмов фильтрации космических изображений // Проблемы управления и информатики. – 2005. – № 2. – С. 121–132.
12. Турчак В.В., Шелевицький І.В., Шутко В.М. Неогмежені сплайни в задачах фільтрації та стиснення даних // Вісник КМУЦА. – 1998. – № 1. – С. 275–279.
13. Шелевицький І.В. Методи та засоби спайн – технології обробки сигналів складної форми. – Кривий Ріг, Європейський ун-т, 2002. – 304 с.
14. Старков В.Н. Конструктивные методы вычислительной физики в задачах интерпретации. – К.: Наук. думка, 2002. – 264 с.
15. Шевчук Б.М. Методи визначення та відображення показників інформаційних станів об'єктів тривалого моніторингу // Комп'ютерні засоби, мережі та системи. – 2005. – № 4. – С. 78–85.
16. Дьяконов В., Абраменкова Н. МАТЛАВ. Обработка сигналов и изображений. Специальный справочник. – СПб.: Питер, 2002. – 608 с.
17. Яцимирський М.М. Швидкі алгоритми ортогональних тригонометричних перетворень. – Львів: Академічний експрес, 1997. – 219 с.

Отримано 02.07.2007