

Я.М. Николайчук\*, В.Я. Піх\*\*, Т.О. Заведюк\*\*, Н.Я. Возна\*

\*Тернопільський національно-екномічний університет,

\*\*Івано-Франківський національний технічний університет нафти і газу

## МЕТОДИ СПЕКТРАЛЬНОГО КОСИНУСНОГО ПЕРЕТВОРЕННЯ ФУР'Є ДЛЯ РОЗПІЗНАВАННЯ СИГНАЛІВ У ХЕММІНГОВОМУ ПРОСТОРІ НА ОСНОВІ РІЗНИХ КОРЕЛЯЦІЙНИХ ФУНКЦІЙ ТА ТЕОРЕТИКО-ЧИСЛОВИХ БАЗИСІВ

© Николайчук Я.М., Піх В.Я., Заведюк Т.О., Возна Н.Я., 2013

Визначено перспективи застосування гармонічного аналізу для розпізнавання сигналів у хеммінговому просторі на основі різних кореляційних функцій та теоретико-числових базисів.

Запропоновано математичні засади та інформаційну технологію використання косинусного перетворення Фур'є для створення програмно-апаратного забезпечення системи розпізнавання технологічних станів об'єктів.

**Ключові слова:** розпізнавання, перетворення Фур'є, кореляційне опрацювання, спецпроцесор.

The work is dedicated to the future application of the formulas of harmonic analysis for the diagnosis of process facilities in the oil and gas industry on the basis of objective functions calculate the advisability of output process parameters.

The proposed mathematical model using the cosine transform , to create software for diagnostic equipment.

**Key words:** recognition, Fourier transformation, correlation processing, special processors.

### Вступ

Сучасні методи опрацювання сигналів ґрунтуються на різних теоретичних засадах оцінки параметрів гармонічних сигналів та різних способів їх перетворення. Аналіз періодичних сигналів найчастіше виконується на основі частотних та ортогональних перетворень. Широке застосування для розв'язання цього класу задач отримали дискретні перетворення у базисах ортогональних функцій Радемахера, Хаара, Уолша, Крестентсона та Галуа [1–3]. Серед названих перетворень найширше практичне застосування отримало дискретне комплексне перетворення Фур'є [4]. Потрібно зауважити, що під час аналізу неперіодичних сигналів вказані перетворення не є достатньо ефективними. Це зумовлено складністю аналітики та асимптотики алгоритмів, а також, як показано у [5], зниження рівнів чутливості інформаційних параметрів.

Теорія спектрального аналізу викладена у фундаментальних роботах Н. Вінера, О.О. Харкевича, А. М. Колмогорова, В.К. Задіраки та інших вчених. У той самий час реалізація програмно-апаратних засобів спектрального аналізу далека від досконалості і не повною мірою відповідає сучасним вимогам досягнення мінімальної апаратної та часової складності. Це пов'язано насамперед з великою обчислювальною складністю, реалізацією алгоритмів спектрального аналізу на основі відомого комплексного перетворення Фур'є та швидких перетворень Фур'є [6]. Використання косинусного перетворення Фур'є у практиці створення засобів спектрального аналізу набуло набагато меншого поширення у зв'язку з необхідністю послідовного обчислення автокореляційної та взаємокореляційної функцій, що потребує центрування та нормування вхідних сигналів, а також виконання множення та сумування добуток чисел з різними знаками. При цьому існуючий досвід побудови швидкодіючих процесорів та сучасної мікроелектронної елементної бази зумовлює актуальність створення процесорів косинусного перетворення Фур'є для спектрального аналізу та діагностування на його основі складних технологічних об'єктів.

### Аналіз останніх досліджень та публікації

У створення та розвиток теорії кореляційного аналізу сигналів на основі різних кореляційних функцій значний внесок зробили такі відомі учені: R. Kenefic, J. Varchak, A. Bell, D. DeFatta [7–9], E.C. Вентцель, Ф.Г. Ланге, Г.Я. Мірський, Е.І. Цветков, М. Г. Серебряніков, А.А. Первозванський, Я.М. Николайчук [10–15]. У роботах вказаних вчених розроблені теоретичні засади алгоритмів обчислення кореляційних функцій, характеристики впливу частоти дискретизації та квантування на точність обчислень, а також різні сфери застосування кореляційного аналізу. У той самий час недостатньо глибоко були досліджені характеристики цифрових процесорів, які реалізували визначення кореляційних функцій на основі різних аналітичних виразів, що стримувало можливості широкого застосування косинусного перетворення Фур'є для спектрального аналізу та розпізнавання образів.

Наявність операцій обчислення автокореляційних та взаємно кореляційних функцій у косинусному перетворенні Фур'є визначає сьогодні необхідність аналізу стану розроблення цифрових кореляторів. У [16–18] викладена систематизація аналітики та асимптотики різних алгоритмів обчислення автокореляційних та взаємно кореляційних функцій такого типу: знакова, релейна, коваріаційна, кореляційна, структурна, модульна та еквівалентності, а також базові структури відповідних спецпроцесорів. Особливістю таких спецпроцесорів є використання різних теоретико-числових базисів (ТЧБ) для представлення числових даних [1–3], а також глибокий рівень розпаралелення обчислювальних операцій, що приводить до регулярності структури та спрощення їх мікроелектронної реалізації.

Сучасні досягнення у створенні процесорів реалізації кореляційних функцій висвітлені у патентно-чистих структурах [19–22]. Аналіз архітектури цифрових кореляторів та їх мінімакських системних характеристик стосовно часової та апаратної складності створює основу для їх ефективного застосування за допомогою розширення функціональних можливостей для спектрального аналізу та реалізації процесорів дискретного косинусного перетворення Фур'є.

**Мета роботи** – розробити нові методи застосування спектрального косинусного перетворення Фур'є для розпізнавання сигналів у хеммінговому просторі на основі різних кореляційних функцій та теоретико-числових базисів, а також для створення програмно-апаратного забезпечення системи розпізнавання технологічних станів об'єктів.

### Виклад основного матеріалу

Фундаментальна теорія косинусного та синусного перетворення Фур'є ґрунтується на основі інтегральних оцінок спектральних амплітуд [5]:

$$a(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} f(t) \cos(\omega t) dt, \quad b(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} f(t) \sin(\omega t) dt, \quad (1)$$

де функція  $f(t)$  виражається через комплексну функцію  $F(j\omega)$ :

$$f(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} F(j\omega) e^{j\omega t} d\omega = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} F(j\omega) \exp(j\omega t) d\omega, \quad (2)$$

яка розраховується згідно з виразом:

$$F(j\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} f(t) e^{-j\omega t} dt = \int_{-\infty}^{\infty} f(t) \exp(-j\omega t) dt, \quad (3)$$

і має зміст спектральної густини.

Спектральна функція  $F(j\omega)$  виражається через парні  $a(\omega)$  і непарні  $b(\omega)$  гармонічні функції:

$$F(j\omega) = a(\omega) - jb(\omega), \quad (4)$$

звідки отримується вираз для функції спектрального перетворення:

$$f(t) = \frac{1}{\pi} \int_0^{\infty} [a(\omega) \cos(\omega t) - b(\omega) \sin(\omega t)] d\omega. \quad (5)$$

Причому, якщо функція  $f(t)$  є дійсною, то використання комплексної функції  $F(j\omega)$  є надлишковим і пряме та обернене перетворення Фур'є може здійснюватися лише над множиною дійсних чисел. Можливість реалізації косинусного перетворення Фур'є у вигляді операцій над дійсними "особливо цілими числами" та знаковими у перетворенні Хартлі визначає перспективу його застосування для побудови високопродуктивних спецпроцесорів спектрального опрацювання сигналів у мікроелектронному виконанні.

У теорії спектрального аналізу випадкових процесів визначено, що кореляційна функція і спектральна щільність становлять пару перетворень Фур'є, яка відома під назвою теореми Вінера-Хінчина [4]. Неперервний випадок:

$$S_{xx}(f) = \int_{-\infty}^{\infty} r_{xx}(\tau) e^{-j2\pi f\tau} d\tau, \quad r_{xx}(\tau) = E[x(t)x^*(t-\tau)] \quad (6)$$

та дискретний випадок:

$$S_{xx}(f) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} r_{xx}[k] e^{-j2\pi kf}, \quad r_{xx}[k] = E[x[n]x^*[n-k]], \quad (7)$$

де  $S_{xx}(f)$  – спектральна щільність потужності функції  $x(t)$  для неперервного випадку, а для дискретного – спектральна щільність потужності з дискретними значеннями  $x[n]$ . Необхідно зауважити, що автокореляційна функція  $r_{xx}$  визначена через математичне сподівання від добутку і що перетворення Фур'є від  $x(t)$  не існує в загальному випадку, оскільки стаціонарні випадкові функції не інтегровані у квадратичному просторі.

Формулу Вінера-Хінчина можна виразити через косинус-перетворення Фур'є. Легко показати, що коваріаційна функція і спектральна щільність симетричні:  $R_x(\tau) = R_x(-\tau)$  та  $R_x(s) = R_x(-s)$ .

Використовуючи формулу Ейлера, одержують [5]:

$$R_x(s) = \int_{-\infty}^{\infty} R_x(\tau) \cos \omega\tau dt = 2 \int_0^{\infty} R_x(\tau) \cos \omega\tau dt; \quad (8)$$

$$R_x(\tau) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} R_x(\omega) \cos \omega\tau d\omega = \frac{1}{\pi} \int_0^{\infty} R_x(\omega) \cos \omega\tau d\omega. \quad (9)$$

Можна також визначити спектральні щільності для стаціонарних випадкових послідовностей (випадкових процесів з дискретним часом). Для скалярної випадкової величини у стаціонарному випадку можна визначити

$$R_x(nT) = \Phi_s(kT, iT) = R_x(k - iT) = E\{x(kT)x^*(iT)\}, \quad (10)$$

де  $x(iT)$  приймає тільки цілі значення. Дискретну спектральну щільність визначають як дискретне перетворення Фур'є або подвійне перетворення коваріаційної функції випадкової послідовності.

Отже, дискретний варіант теореми Вінера-Хінчина можна записати у такому вигляді:

$$R_x(z) = T \sum_{n=-\infty}^{\infty} R_x(nT) z^{-n}, \quad (11)$$

де  $z^{-n}$  – одна з ортогональних функцій ТЧБ.

Ефективний спосіб розрахунку спектра ґрунтується на обчисленні коефіцієнта взаємної кореляції між нормованою функцією автокореляції досліджуваного процесу і базисною функцією конкретного ТЧБ.

Значні функціональні обмеження обчислювальних процесів перетворення Фур'є та слабка збіжність рядів Фур'є привели до розвитку та успішного застосування інших ТЧБ для обчислення

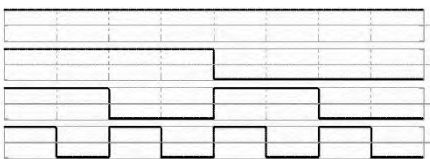
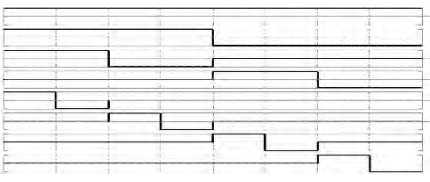
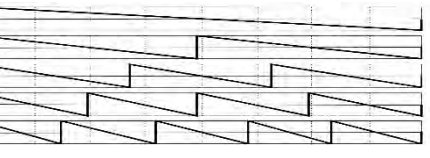
спектрів сигналів. При цьому для вдосконалення характеристик спецпроцесорів необхідно розв'язати задачу сумісного застосування теорії кореляційних функцій та базисних функцій різних ТЧБ шляхом адаптації базисних функцій до асимптотики кореляційних функцій досліджуваних сигналів. Крім того, виклад теорії кореляційних функцій у джерелах інформації стосується майже виключно мультиплікативної форми автокореляційної функції, яка серед інших формул не характеризується найкращими показниками у плані реалізації кореляційних спецпроцесорів з мінімаксними характеристиками.

Способи кодування даних визначаються теоретико-числовими базисами, які застосовуються для їх представлення. Найширше вживаними ТЧБ у сучасних комп'ютерних системах є ортогональні базиси Радемахера, Хаара, Крестенсона та Галуа, які породжують відповідні системи числення.

Зокрема, базисами для виконання дискретних ортогональних перетворень і дискретного подання одновимірної інформаційного потоку зі скінченною енергією, визначеного у просторі  $L_2[a,b]$  на основному інтервалі  $T=[a,b]$ , є відповідні повні ортонормовані системи функцій (табл. 1).

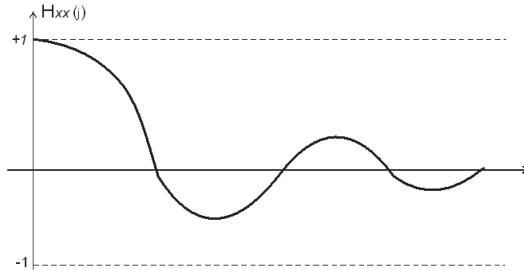
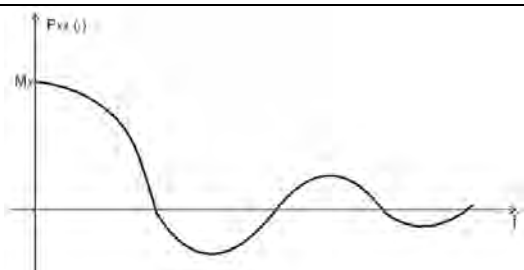
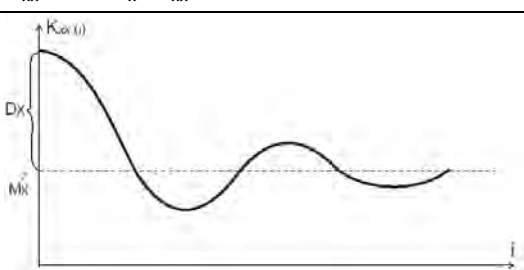
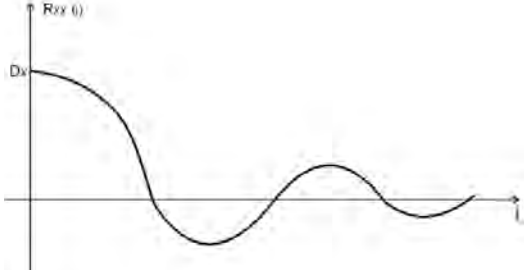
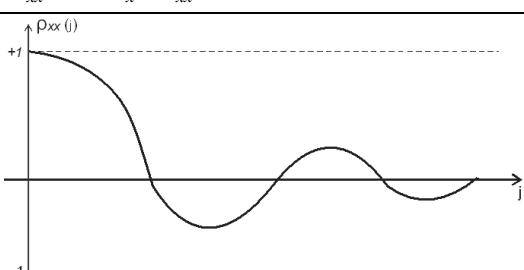
Таблиця 1

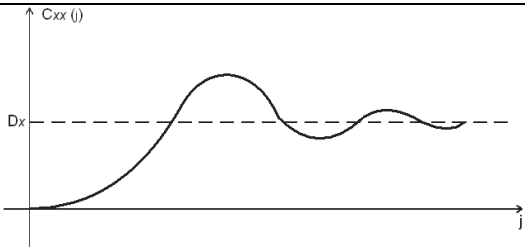
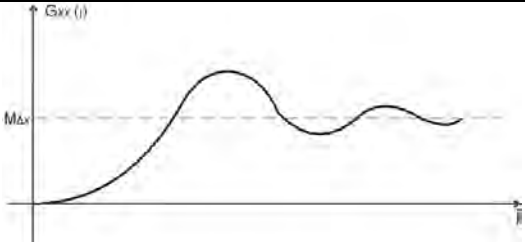

Системи ортогональних функцій та кодові матриці різних ТЧБ

№	ТЧБ	Структура функцій	Породжуюча кодова матриця
1	Радемахера		$Rad(0,\theta) \rightarrow 0\ 0\ 0\ 0\ 0\ 0\ 0\ 0$ $Rad(1,\theta) \rightarrow 0\ 0\ 0\ 0\ 1\ 1\ 1\ 1$ $Rad(2,\theta) \rightarrow 0\ 0\ 1\ 1\ 0\ 0\ 1\ 1$ $Rad(3,\theta) \rightarrow 0\ 1\ 0\ 1\ 0\ 1\ 0\ 1$ $s \rightarrow 0\ 1\ 2\ 3\ 4\ 5\ 6\ 7.$
	Аналітичний вираз функцій	$Rad(n,\theta) = Dyf(n,\theta,0) = sign(\sin(2^n \pi\theta))$	
2	Хаара		$0\ 0\ 0\ 0\ \dots\ 0\ 1$ $0\ 0\ 0\ 0\ \dots\ 1\ 0$ $0\ 1\ 0\ 0\ \dots\ 0\ 0$ $1\ 0\ 0\ 0\ \dots\ 0\ 0$
	Аналітичний вираз функцій	$Har(n,\theta,j) = \begin{cases} 2^{-\frac{n-1}{2}} sign(\sin 2^n \pi\theta), & \frac{j}{2^{n-1}} \leq \theta < \frac{j+1}{2^{n-1}}, \\ 0 & \text{при інших } \theta \in [0,1), \end{cases}$ де $n = 0,1,\dots,\log_2 N$ ; $j = 0,1,\dots,2^{n-1} - 1$ , ( $j = 0$ при $n = 0$ ), $0 \leq \theta < 1$ .	
3	Крестенсона		$Cr(2,\theta) \ 0\ 1\ 0\ 1\ 0\ 1$ $Cr(3,\theta) \ 0\ 1\ 2\ 0\ 1\ 2$ $Cr(4,\theta) \ 0\ 1\ 2\ 3\ 0\ 1$ $Cr(5,\theta) \ 0\ 1\ 2\ 3\ 4\ 0$ $\dots \ \dots \ \dots \ \dots \ \dots \ \dots$ $s \ 0\ 1\ 2\ 3\ 4\ \dots$
	Аналітичний вираз функцій	$\chi_\omega^{(p)}(p) = \exp\left(j \frac{2\pi}{p} \sum_{i=0}^{m-1} \omega^{(m-1-i)} z^{(i)}\right),$ де $j = \sqrt{-1}$ ; $\omega^{(i)}, z^{(i)} \in [0,1,\dots,p-1]$	

У табл. 2 наведені аналітика та асимптотика відомих дискретних автокореляційних функцій.

## Аналітика та асимптотика відомих дискретних автокореляційних функцій

№ з/п	Кореляційна функція	Графічне зображення та асимптотика	Аналітичний вираз
1	2	3	4
1	знакова	 <p><math>H_{xx}(0) = +1, H_{xx}(\infty) = 0</math></p>	$H_{xx}(j) = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n \text{sign } x_i^o \cdot \text{sign } x_{i+j}^o,$ $\text{sign } x_i^o = \begin{cases} +1, & x_i^o \geq 0 \\ -1, & x_i^o < 0 \end{cases}$
2	релейна	 <p><math>P_{xx}(0) = M_x, P_{xx}(\infty) = 0</math></p>	$P_{xx}(j) = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n x_i^o \cdot \text{sign } x_{i+j}^o$
3	коваріаційна	 <p><math>K_{xx}(0) = D_x + M_x^2, K_{xx}(\infty) = M_x^2</math></p>	$K_{xx}(j) = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n x_i \cdot x_{i+j}$
4	кореляційна	 <p><math>R_{xx}(0) = D_x, R_{xx}(\infty) = 0</math></p>	$R_{xx}(j) = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n x_i^o \cdot x_{i+j}^o$
5	нормована кореляційна	 <p><math>\rho_{xx}(0) = +1, \rho_{xx}(\infty) = 0</math></p>	$\rho_{xx}(j) = \frac{R_{xx}(j)}{D_x},$ $D_x = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n (x_i - M_x)^2$

1	2	3	4
6	структурна	 <p><math>C_{xx}(0) = 0, C_{xx}(\infty) = D_x</math></p>	$C_{xx}(j) = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n (x_i - x_{i+j})^2$
7	модульна	 <p><math>G_{xx}(0) = 0, G_{xx}(\infty) = M_x</math></p>	$G_{xx}(j) = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n  x_i - x_{i+j} $
8	еквівалентність i	 <p><math>F_{xx}(0) = M_x, F_{xx}(\infty) = 0</math></p>	$F_{xx}(j) = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n Z_{xx}^{\vee}$ $Z_{xx}^{\vee} = \begin{cases} x_i, & x_i < x_{i+j} \\ x_{i+j}, & x_i \geq x_{i+j} \end{cases}$

З табл. 2 зрозуміло, що найменшою алгоритмічною складністю характеризується функція еквівалентності  $F_{xx}(j)$ , в якій базисна операція згортки виконується порівнянням модульних значень  $x_i, \dots, x_{i+j}$  та сумуванням менших з них.

Наявність різних аналітичних виразів для обчислення кореляційних функцій, а також відомі аналітичні зв'язки між ними створює відповідну теоретичну базу для побудови нового класу дискретних перетворень Фур'є на основі комбінації типів кореляційної функції і різних типів ТЧБ, що представлено таблицею базисних функцій (табл. 3).

Таблиця 3

Базисні функції для розрахунку спектрів на основі різних кореляційних функцій та ТЧБ

	Fr	Har
1	2	3
$H_{xx}$	$S(w) = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n \text{sign}(H_{xx}(j)) \times \text{sign}(fr(j))$	$S(w) = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n \text{sign}(H_{xx}(j)) \times \text{sign}(har(j))$
$P_{xx}$	$S(w) = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n P_{xx} \times \text{sign}(fr(j))$	$S(w) = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n P_{xx} \times \text{sign}(har(j))$
$K_{xx}$	$S(w) = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n K_{xx}(j) \times fr(j)$	$S(w) = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n K_{xx}(j) \times har(j)$
$R_{xx}$	$S(w) = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n R_{xx}(j) \times fr(j)$	$S(w) = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n R_{xx}(j) \times har(j)$
$P_{xx}$	$S(w) = \frac{P_{xx}(j)}{D_x}, fr(j)$	$S(w) = \frac{P_{xx}(j)}{D_x}, har(j)$

1	2	3
$C_{xx}$	$S(w) = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n (C_{xx}(j) - fr(j))^2$	$S(w) = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n (C_{xx}(j) - har(j))^2$
$G_{xx}$	$S(w) = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n  G_{xx}(j) - fr(j) $	$S(w) = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n  G_{xx}(j) - har(j) $
$F_{xx}$	$S(w) = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n \check{Z}_{xx} \frac{F_{xx}}{M_{xx}}, fr(j)$	$S(w) = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n \check{Z}_{xx} \frac{F_{xx}}{M_{xx}}, har(j)$
	Rad	Cr
$H_{xx}$	$S(w) = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n sign(\overset{\circ}{H}_{xx}(j)) \times sign(\overset{\circ}{rad}(j))$	$S(w) = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n sign(\overset{\circ}{H}_{xx}(j)) \times sign(\overset{\circ}{cr}(j))$
$P_{xx}$	$S(w) = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n P_{xx} \times sign(\overset{\circ}{rad}(j))$	$S(w) = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n P_{xx} \times sign(\overset{\circ}{cr}(j))$
$K_{xx}$	$S(w) = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n K_{xx}(j) \times rad(j)$	$S(w) = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n K_{xx}(j) \times cr(j)$
$R_{xx}$	$S(w) = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n R_{xx}(j) \times rad(j)$	$S(w) = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n R_{xx}(j) \times cr(j)$
$P_{xx}$	$S(w) = \frac{P_{xx}(j)}{D_x}, har(j)$	$S(w) = \frac{P_{xx}(j)}{D_x}, cr(j)$
$C_{xx}$	$S(w) = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n (C_{xx}(j) - rad(j))^2$	$S(w) = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n (C_{xx}(j) - cr(j))^2$
$G_{xx}$	$S(w) = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n  G_{xx}(j) - rad(j) $	$S(w) = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n  G_{xx}(j) - cr(j) $
$F_{xx}$	$S(w) = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n \check{Z}_{xx} \frac{F_{xx}}{M_{xx}}, rad(j)$	$S(w) = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n \check{Z}_{xx} \frac{F_{xx}}{M_{xx}}, cr(j)$

Дослідження обчислювальної складності розрахунку спектрів на основі наведених у табл. 3 виразів, а також побудова відповідних спецпроцесорів та оцінка їх системних характеристик є фундаментальним завданням, яке загалом потребує глибоких теоретичних та системних досліджень. Виконання цього завдання відкриває базові можливості вдосконалення алгоритмів та процесів розпізнавання образів у хеммінговому просторі, аналітика яких наведена у табл. 4, де аббревіатура назви перетворення включає тип кореляційної функції та ТЧБ,  $w_l$  – еталонна модель образу,  $e_l$  – ваговий коефіцієнт хеммінгової віддалі,  $x_l$  – випадкова модель образу, який розпізнається (реалізація випадкової моделі).

Кореляційний аналіз сигналів може виконуватись на основі інших авто- та взаємно кореляційних функцій, проте найвищою швидкістю та найменшою апаратною складністю характеризуються кореляційні спецпроцесори визначення знакової функції у ТЧБ Хаара [20].

Відомі пристрої [23, 24], які, крім апаратної складності, характеризуються функціональними обмеженнями, суть яких полягає у тому, що спецпроцесори такого класу виконують тільки обчислення значень автокореляційних функцій та не забезпечують ідентифікацію їх новизни та реєстрацію нових сигналів, які можуть відображати відхилення норм якості або передаварійні та аварійні ситуації на об'єкті.

**Аналитичні вирази оцінок хеммінгової віддалі на основі коефіцієнтів взаємкореляцій,  
синтезованих різними кореляційними функціями**

$$\begin{array}{l}
 XKK = \frac{1}{N-1} \sum_{l=0}^{N-1} w_l \cdot e_l \cdot x_l \quad X\check{F}^2C = \frac{1}{N-1} \sum_{l=0}^{N-1} (w_l - \check{z}^2(e_l, x_l))^2 \quad XGG = \frac{1}{N-1} \sum_{l=0}^{N-1} |w_l - |e_l - x_l|| \\
 XCK = \frac{1}{N-1} \sum_{l=0}^{N-1} w_l \cdot (e_l - x_l)^2 \quad X\check{F}^2C = \frac{1}{N-1} \sum_{l=0}^{N-1} (w_l - \check{z}^2(e_l - x_l))^2 \quad XGF\check{F} = \frac{1}{N-1} \sum_{l=0}^{N-1} \check{z}(w_l, |e_l - x_l|) \\
 X\check{F}K = \frac{1}{N-1} \sum_{l=0}^{N-1} w_l \cdot \check{z}(e_l, x_l) \quad XKG = \frac{1}{N-1} \sum_{l=0}^{N-1} |w_l - e_l \cdot x_l| \quad XK\check{F} = \frac{1}{N-1} \sum_{l=0}^{N-1} \check{z}(w_l, e_l \cdot x_l) \\
 X\check{F}K = \frac{1}{N-1} \sum_{l=0}^{N-1} w_l \cdot \hat{z}(e_l, x_l) \quad XCG = \frac{1}{N-1} \sum_{l=0}^{N-1} |w_l - (e_l - x_l)^2| \quad XCF\check{F} = \frac{1}{N-1} \sum_{l=0}^{N-1} \check{z}(w_l, (e_l - x_l)^2) \\
 X\check{F}^2K = \frac{1}{N-1} \sum_{l=0}^{N-1} w_l \cdot \check{z}^2(e_l, x_l) \quad X\check{F}G = \frac{1}{N-1} \sum_{l=0}^{N-1} |w_l - \check{z}(e_l, x_l)| \quad X\check{F}\check{F} = \frac{1}{N-1} \sum_{l=0}^{N-1} \check{z}(w_l, \check{z}(e_l, x_l)) \\
 X\check{F}^2K = \frac{1}{N-1} \sum_{l=0}^{N-1} w_l \cdot \hat{z}^2(e_l - x_l) \quad X\check{F}G = \frac{1}{N-1} \sum_{l=0}^{N-1} |w_l - \hat{z}(e_l, x_l)| \quad X\check{F}\check{F} = \frac{1}{N-1} \sum_{l=0}^{N-1} \check{z}(w_l, \hat{z}(e_l, x_l)) \\
 XKG = \frac{1}{N-1} \sum_{l=0}^{N-1} |w_l - e_l \cdot x_l| \quad X\check{F}^2G = \frac{1}{N-1} \sum_{l=0}^{N-1} |w_l - \check{z}^2(e_l, x_l)| \quad X\check{F}^2\check{F} = \frac{1}{N-1} \sum_{l=0}^{N-1} \check{z}(w_l, \check{z}^2(e_l, x_l))
 \end{array}$$

З метою розширення функціональних можливостей спецпроцесорів кореляційного розпізнавання сигналів розроблена функціональна структура головного компонента процесорів такого класу – асоціативної пам'яті, приклад реалізації якої на мікроелектронних компонентах показано на рис. 1. Ця реалізація дає змогу аналізувати, розпізнавати та запам'ятовувати коди вхідних сигналів, які ще не містяться у пам'яті.

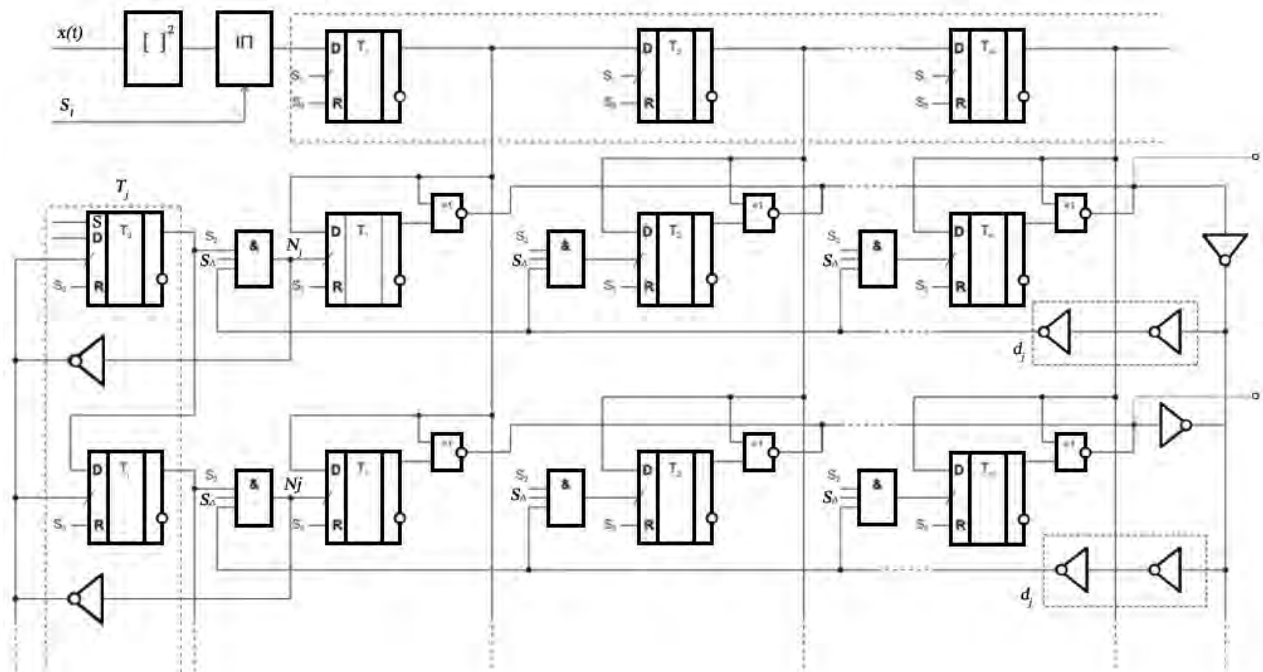


Рис. 1. Реалізація кореляційного спецпроцесора для розпізнавання гармонічних сигналів та запам'ятовування кодів вхідних сигналів, які ще не містяться у пам'яті



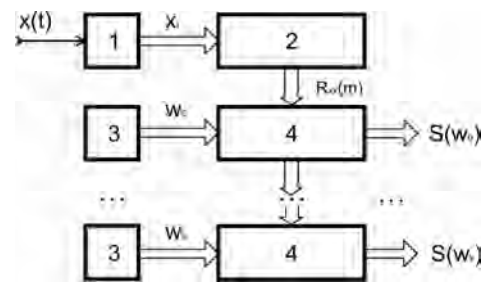
Запропонований пристрій працює так. Перед початком роботи пристрою на R-входи усіх тригерів подається сигнал S0 і вони встановлюються у нульовий стан, а тригер T0 першого регістра пам'яті по S-входу встановлюється у стан "одиниця", що уможливило запис інформації у перший регістр пам'яті. Після цього з виходу імпульсного перетворювача з тактовою частотою S1 в інформаційний регістр зсуву записується біт-орієнтований код вхідної інформації  $x(t)$ . При цьому відбувається одночасне порівняння коду інформації інформаційного регістра з усіма кодами, записаними у регістрах пам'яті у попередніх циклах шляхом їх порівняння на елементах "Виключаюче АБО".

Якщо інформація в інформаційному регістрі не збігається з інформацією, яка записана в  $j$ -му регістрі пам'яті, то на виході  $j$ -го інвертора виникає сигнал  $d_j=1$ , який уможливило запис інформації з інформаційного регістра в  $j$ -й регістр пам'яті за дозволом прямого виходу T $j$ -го тригера. У кінці запису коду інформації в інформаційний регістр формується сигнал S $\Delta$ , який поступає на треті входи логічних елементів "І" усіх регістрів пам'яті і у відповідний регістр  $j$ -го каналу записується нерозпізнана інформація. Якщо інформація розпізнана в одному з  $j$ -х каналів, то на шині запису формується сигнал "0", який забороняє запис інформації в будь-який регістр пам'яті, а в регістрі результату пошуку реєструється біт ознаки розпізнаного сигналу.

У наступних циклах сигнал дозволу нарощення обсягу пам'яті, який виникає на виході  $j$ -го логічного елемента "І", дає змогу записувати інформацію в  $j$ -й регістр і через інвертор формує "0" на шині дозволу нарощення обсягу пам'яті N $j$ , по фронту наростання якого відбувається зсув "одиниці" у комутаційному регістрі T $j$ . При цьому готується дозвіл на нарощення пам'яті пристрою і можливості запису нової нерозпізнаної інформації в T $j+1$ -й регістр пам'яті.

Викладена інформаційна технологія застосування теорії косинусного перетворення Фур'є на основі різних аналітичних виразів автокореляційних функцій та ортогональних базисних функцій ТЧБ Радемахера, Хаара та Крестенсона створює основу розробки та побудови спецпроцесорів, функціональну архітектуру яких показано на рис. 2.

Рис. 2. Функціональна структура спецпроцесора косинусного перетворення Фур'є паралельного типу:  
 1 – аналого-цифровий перетворювач; 2 – спецпроцесор обчислення точок автокореляційної функції; 3 – генератор цифрових значень базисної ортогональної функції у відповідному ТЧБ; 4 – обчислювач коефіцієнта взаємкореляції;  $x(t)$  – вхідний аналоговий сигнал;  $x_i$  – цифрові коди у різних ТЧБ;  $R_{xx}(m)$  – цифрові коди точок відповідної автокореляційної функції;  $w_0, w_1, \dots, w_k$  – цифрові коди базисних ортогональних функцій ТЧБ;  $S(w_0), S(w_1), \dots, S(w_k)$  – цифрові коди спектра сигналу у відповідному ТЧБ



На рис. 3 показано функціональну структуру спектрального спецпроцесора косинусного перетворення Фур'є послідовного типу.

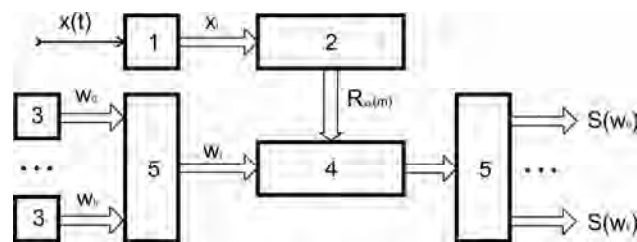


Рис. 3. Функціональна структура спецпроцесора косинусного перетворення Фур'є послідовного типу, де 5 – синхронізовані комутатори

Очевидно, що реалізація спектральних спецпроцесорів згідно з функціональними схемами паралельного та послідовного типу, а також використання аналітики різних автокореляційних функцій та базисних ортогональних функцій різних ТЧБ забезпечить різні оцінки апаратної та часової складності цього класу процесорів, що залежатиме від різних цільових функцій та критеріїв проблемної адаптації спектральних аналізаторів до конкретних задач спектрального аналізу.

## Висновки

Важлива властивість спектрального аналізу полягає у тому, що не існує жодного, єдино правильного спектра будь-якого сигналу. Спектр можна обчислювати із застосуванням різних вагових вікон. Для кожної конкретної задачі спектрального аналізу можна використовувати різні способи.

Ще одна важлива властивість полягає у тому, що під час розкладання у спектр, визначаються не ті синусоїдальні складові, з яких складався вихідний сигнал, а лише ті, з якими амплітудами потрібно взяти певні кратні чи некрлатні частоти, щоб отримати вихідний сигнал. Проте зазвичай (особливо під час використання вагових вікон) цього майже не помітно за графіком спектра, тобто графік спектра доволі адекватно відображає саме частоти вихідного сигналу.

1. Бебих Н. В., Денисов А. И. *Взаимная спектрально-корреляционная обработка сигналов в различных ортогональных базисах* // Изв. вузов. Сер. Радиоэлектроника. – 1983. – Т. 26, № 3. – С. 54–60.
2. Коди поля Галуа: теорія та застосування | Коди поля Галуа: теорія та застосування [Текст]: монографія / за ред. Я. М. Николайчука. — Тернопіль : ТзОВ «Тернограф», 2012. – 392 с.
3. Залманзон Л.А. *Преобразования Фурье, Уолша и Хаара*. – М., 1980.
4. Харкевич А.А. *Спектры и анализ*. – М.: Физматгиз, 1980. – 246 с.
5. Наконечний А. Й. *Цифрова обробка сигналів: навч. посіб.* / А.Й. Наконечний, Р.А. Наконечний, В.А. Павлиш. – Львів: Видавництво Львівської політехніки, 2010. – 368 с.
6. Мельник А.О., Мельник В.А. *Персональні суперкомп'ютери*. – Львів: Видавництво Національного університету "Львівська політехніка", 2012. – 600 с.
7. Kenefic R.J. *Exact Detection Performance for Broadband Correlators* / R.J. Kenefic, J.E. Barchak // *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems* (AES-19), Mar. 1983. – P. 320–322.
8. Bell A.J. *An information-maximisation approach to blind separation and blinddeconvolution* / A.J.Bell, T.J.Sejnowski // *Neural Computation*. – 1995. – №7. – P. 1129–1159.
9. DeFatta D.J. *Digital Signal Processing: A System Design Approach* / D.J. DeFatta, J.G. Lucas, W.S. Hodgkiss. – New York: Wiley, 1988. – P. 306.
10. Венцель Е.С., Овчаров Л.А. *Теория вероятностей и ее инженерные приложения*. – М.: Высш. шк., 2007.
11. Ланге Ф.Г. *Корреляционная электроника* / Ф.Г. Ланге. – Л.: Судпромгиз, 1963. – 448 с.
12. Мирский Г.Я. *Аппаратурное определение характеристик случайных процессов* / Г.Я. Мирский. – М.: Энергия, 1972. – 456 с.
13. Цветков Э.И. *Основы теории статистических измерений* / Э.И. Цветков. – Л.: Энергоатомиздат, 1986. – 256 с.
14. Серебряников М.Г. *Выявления скрытых периодичностей* / М.Г. Серебряников, А.А. Первозванский. – М.: Наука, 1965. – 244 с.
15. Николайчук Я.М. *Теорія джерел інформації*. – Тернопіль, ТНЕУ, 2008. – 536 с.
16. Албанський І.Б., Заведюк Т.О. *Спецпроцесори кореляційної обробки сигналів* // Пр. Міжнар. симпозіуму "Питання оптимізації обчислень". – 24–29 вересня 2009 р. – Крим, Велика Ялта, смт Кацівелі. – С.8–13.
17. Tetyana Zavedyuk, Yaroslav Nykolaychuk. *The method of detection of transients in power systems based on neural processor square-pulse conversion of harmonic signals*. (Із матер. конф. у Львові 2013).
18. Заведюк Т.О. *Методи опрацювання гармонічних сигналів на основі спецпроцесорів з нейроподібними компонентами*. – Львів, 2012.
19. Николайчук Я.М., Ищеряков С.М., Ластовецкий А.Д. *Многоканальное устройство для вычисления модульной корреляционной функции* // А.С. № 1686433. – Бюллетень №39. – 1991.
20. *Багатоканальний пристрій для обчислення знакової функції*. Патент №70338 від 11.06.2012 / Николайчук Я.М., Заведюк Т.О., Воронич А.Р., Албанський І.Б. МПК G06F 15/00. Заявка № и 2011 12976 від 04.11.2011.
21. Патент на корисну модель № 76622 МПК G 06F 17/15 Опубл. 10.01.2013. Бюл. №1 / Николайчук Я.М., Албанський І.Б., Волинський О.І. / Цифровий автокорелятор.
22. Патент на корисну модель №73320 Україна. МПК G 06F 17/15. *Багатоканальний цифровий корелятор* / Я.М. Николайчук, І.Б. Албанський. – Опубл. 25.09.2012, Бюл. №18.
23. *Асоціативний запам'ятовуючий пристрій: авт. свідоцтво СРСР №900315, кл. G 11 C 15/00*.
24. *Асоціативний запам'ятовуючий пристрій: авт. свідоцтво СРСР №978196, кл. G 11 C 15/00*.