

Ю, В. Куц, О. В. Монченко, І. М. Бистра, Ю. А. Олійник

# ФАЗОВИЙ МЕТОД УЛЬТРАЗВУКОВОЇ ЛУНАІМПУЛЬСНОЇ ТОВЩИНОМЕТРІЇ ВИРОБІВ З КОНСТРУКЦІЙНИХ МАТЕРІАЛІВ



НАЦІОНАЛЬНИЙ ТЕХНІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ УКРАЇНИ  
“Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського”

**ФАЗОВИЙ МЕТОД УЛЬТРАЗВУКОВОЇ ЛУНАІМПУЛЬСНОЇ  
ТОВЩИНОМЕТРІЇ ВИРОБІВ З КОНСТРУКЦІЙНИХ МАТЕРІАЛІВ**

Монографія

Київ  
Інтерсервіс  
2019

УДК 620.179.16:621.376.4:620.168(02)  
Ф166

Автори:  
Ю.В. Куц, О.В. Монченко,  
І.М. Бистра, Ю.А. Олійник

Рецензенти:  
В.Ю. Кучерук, д-р техн. наук, проф.,  
Вінницький національний технічний університет;  
М.В. Мислович, д-р техн. наук, проф.,  
Інститут електродинаміки НАН України

*Рекомендовано до друку вченою радою  
Національного технічного університету України  
“Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського”*

Ф166 Фазовий метод ультразвукової лунаїмпульсної товщинометрії виробів з конструкційних матеріалів: Монографія /Ю.В. Куц, О.В. Монченко, І.М. Бистра, та ін. / – К.: Інтерсервіс, 2019. – 192 с.

ISBN 978-617-696-894-8

В монографії розглянуті сучасні методи і засоби ультразвукової лунаїмпульсної товщинометрії виробів з конструкційних матеріалів, які використовуються в різних галузях науково-промислового комплексу України. Розглянуто методологію опрацювання інформаційних сигналів фазової лунаїмпульсної ультразвукової товщинометрії, моделі сигналів, методи отримання та статистичного опрацювання їх фазових та амплітудних характеристик. Проаналізовано можливості засобів фазової ультразвукової товщинометрії на прикладах вимірювання товщини виробів з багатошарових матеріалів, композиційних матеріалів, викладені основні результати експериментальних досліджень запропонованих методів вимірювання товщини.

Для наукових співробітників, інженерів, викладачів, аспірантів і студентів вищих навчальних закладів, що займаються проблемами контролю та діагностики технічних об'єктів ультразвуковими методами.

УДК 620.179.16:621.376.4:620.168(02)

ISBN 978-617-696-894-8

© В Ю.В. Куц, О.В. Монченко,  
І.М. Бистра, Ю.А. Олійник, 2019  
©Національний технічний університет України  
“Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського”, 2019

## ЗМІСТ

ПЕРЕДМОВА.....	5
Список основних скорочень та позначень .....	7
Розділ 1 АНАЛІЗ СУЧАСНОГО СТАНУ І ТЕНДЕНЦІЙ РОЗВИТКУ ЛУНАІМПУЛЬСНОЇ УЗТ .....	9
1.1 Об'єкти досліджень УЗТ.....	9
1.2 Методи УЗТ виробів з конструкційних матеріалів.....	18
1.3 Формування інформаційних сигналів лунаїмппульсної УЗТ .....	25
1.4 Сучасний стан розвитку засобів лунаїмппульсної УЗТ .....	27
Література до розділу 1 .....	34
Розділ 2.....	39
МЕТОДОЛОГІЯ ОПРАЦЮВАННЯ СИГНАЛІВ ФАЗОВОЇ ЛУНАІМПУЛЬСНОЇ УЗТ.....	39
2.1 Дискретне перетворення Гільберта як методологічна основа статистичного опрацювання характеристик сигналів .....	39
2.2 Аналіз ефективності віконного опрацювання сигналів УЗТ .....	50
2.3 Обґрунтування параметрів досліджуваних сигналів та отримання експериментальних даних.....	59
2.4 Застосування кругових статистик в фазовій УЗТ .....	63
Література до розділу 2 .....	70
Розділ 3 ФАЗОВИЙ МЕТОД ЛУНАІМПУЛЬСНОЇ УЗТ ОБ'ЄКТІВ З БАГАТОШАРОВИХ МАТЕРІАЛІВ.....	73
3.1 Формування вимірювальних сигналів в акустичному тракті ультразвукових лунаїмппульсних товщиномірів.....	73
3.2 Особливості використання фазової характеристики сигналів лунаїмппульсної УЗТ .....	82
3.3 Вплив параметрів сигналів лунаїмппульсної УЗТ на величину стрибка значень їх фазової характеристики .....	93
3.4 Передавання сигналів зі стрибками значень ФХС в електро- акустичному тракті лунаїмппульсних товщиномірів .....	98
Література до розділу 3 .....	104
Розділ 4 ПРЕЦИЗІЙНІ СПОСОБИ ФАЗОВОЇ ЛУНА- ІМПУЛЬСНОЇ УЗТ .....	107
4.1 Фазоманіпульовані сигнали та їх проходження через резонансні кола .....	107
4.2 Спосіб визначення затримки сигналів лунаїмппульсної УЗТ за характеристиками фазоманіпульованих сигналів .....	110
4.3 Двошкальний спосіб визначення затримки сигналів лунаїмппульсної УЗТ за їх фазовою характеристикою.....	115

4.4 Спосіб визначення затримки сигналів лунаїмпульсної УЗТ в матеріалах зі значним загасанням за $r$ -статистикою .....	125
Література до розділу 4 .....	140
<b>Розділ 5 АНАЛІЗ ВІРОГІДНОСТІ ВИЯВЛЕННЯ СИГНАЛІВ ЛУНАІМПУЛЬСНОЇ УЗТ ЗА <math>r</math>-СТАТИСТИКОЮ .....</b>	<b>143</b>
5.1 Обґрунтування щільності розподілу кругової $r$ -статистики.....	143
5.2 Перевірка гіпотези про бета-розподіл $r$ -статистики, отриманої для сигналів лунаїмпульсної УЗТ .....	146
5.3 Обґрунтування порогу виявлення лунаісигналів за $r$ -статистикою та оцінювання помилок 1-го і 2-го роду .....	152
Література до розділу 5 .....	160
<b>Розділ 6 ЕКСПЕРИМЕНТАЛЬНІ ДОСЛІДЖЕННЯ ФАЗОВОГО МЕТОДУ ЛУНАІМПУЛЬСНОЇ УЗТ .....</b>	<b>163</b>
6.1 Отримання та опрацювання лунаісигналів УЗТ з використанням $r$ -статистики.....	163
6.2 Аналіз похибки вимірювання товщини виробів способами лунаїмпульсної УЗТ .....	175
6.3 Експериментальні дослідження фазового способу УЗТ виробів з багатошарових матеріалів .....	181
6.4 Експериментальні дослідження процесу поширення фазоманіпульованого сигналу в ЕАТ товщиноміра .....	183
Література до розділу 6 .....	189

## ПЕРЕДМОВА

Значна частина завдань ультразвукового неруйнівного контролю пов'язана з визначенням геометричних розмірів (товщини, довжини) об'єктів контролю (ОК). Традиційним методом ультразвукової товщинометрії (УЗТ) є лунаїмпульсний метод, який ґрунтується на визначенні часу проходження ультразвукових коливань в ОК. Початково цей метод був розроблений для контролю металевих конструкцій. Саме фізико-механічні властивості металів визначили основні напрями розвитку цього методу, зокрема розроблення різних типів перетворювачів ультразвукових коливань, удосконалення апаратурної реалізації та способів вимірювання параметрів і характеристик сигналів. Значний внесок в розвиток УЗТ зробили відомі українські та закордонні вчені: Альошин Н. П., Білокур І. П., Гурвіч А. К., Доммаркас В. І., Ермолов І. М., Кажис Р-І. Ю., Карпаш О. М., Карпельсон А. Є., Кисіль І. С., Ключев В. В., Корольов М. В., Крауткремер Г., Крауткремер Й., Луценко Г. Г., Мозговий О. В., Сухоруков В. В., Троїцький В. О. та ін.

Останнім часом широкого поширення набувають нові конструкційні матеріали, номенклатура яких стрімко зростає. До таких матеріалів належать композиційні матеріали, багат шарові матеріали і т.і. Останні порівняно з металами характеризуються більшим загасанням ультразвукових коливань та розкидом фізико-механічних характеристик. Визначення товщини ОК з таких матеріалів відомими способами в ряді випадків ускладнюється суттєвим зменшенням відношення сигнал/шум, що перешкоджає досягненню високих метрологічних характеристик – чутливості, роздільної здатності, похибки вимірювання тощо. Процес визначення товщини ОК з багат шаровою структурою ускладнюється ще й за рахунок суміщення в часі відбитих від меж шарів сигналів.

Відзначені особливості завдань контролю товщини виробів із нових конструкційних матеріалів висувають підвищені вимоги до методів та засобів опрацювання інформаційних сигналів УЗТ. В більшості лунаїмпульсних товщиномірів методологія опрацювання сигналів ґрунтується на використанні їх амплітудних характеристик. Натомість інформація, що міститься в фазових характеристиках сигналів не береться до уваги. В монографії викладено оригінальні ідеї щодо використання у практиці УЗТ методів дискретної та статистичної фазометрії, спрямованих на покращення метрологічних характеристик засобів лунаїмпульсної УЗТ та їх функціональних можливостей.

Монографія складається з шести розділів.

У першому розділі наведено стислу характеристику об'єктів та матеріалів для УЗТ, подано огляд методів та засобів сучасної УЗТ.

У розділі 2 викладено основні положення методології опрацювання сигналів фазової УЗТ на основі поєднання можливостей дискретного перетворення Гільберта сигналів та методів статистичного опрацювання випадкових фазових зсувів сигналів.

У розділі 3 розглянуто фазовий метод УЗТ багатошарових об'єктів.

Розділ 4 присвячено розробленню способів прецизійної УЗТ на основі використання фазоманіпульованих сигналів-носіїв. Представлено завадостійкий метод УЗТ, що ґрунтується на оцінюванні значень часових інтервалів за  $r$ -статистикою, отриманою за результатами опрацювання значень фазової характеристики сигналу.

У розділі 5 проаналізовано вірогідність виявлення сигналів УЗТ за їх  $r$ -статистикою в умовах понижених відношень сигнал/шум.

У розділі 6 наведено результати експериментальних досліджень розроблених способів фазової лунаїмпульсної УЗТ.

Автори висловлюють щире подяку рецензентам – д. т. н., проф. В.Ю. Кучеруку (Вінницький національний технічний університет) та д. т. н., проф. М.В. Мисловичу (Інститут електродинаміки НАН України), а також д.т.н., проф. Щербаку Л.М. та к.т.н., с.н.с. Бондаренку О.Г. за зауваження, рекомендації та допомогу у формуванні рукопису.

***Київ, осінь 2019***

***Від авторів***

## Список основних скорочень та позначень

АХС – амплітудна характеристика сигналів  
АЦП – аналогово-цифровий перетворювач  
АЧХ – амплітудно-частотна характеристика  
ВРДВ – вибіркова результуюча довжина вектора  
ЕАТ – електро-акустичний тракт  
ДПГ – дискретне перетворення Гільберта  
КМ – композиційні матеріали  
ЛЧМ – лінійна частотна модуляція  
НК – неруйнівний контроль  
ОК – об'єкт контролю  
ОФ – оптимальний фільтр  
ПЕП – п'єзоелектричний перетворювач  
с/ш – сигнал/шум  
УЗТ – ультразвукова товщинометрія  
УЗНК – ультразвуковий неруйнівний контроль  
УФ – узгоджений фільтр  
ПГ – перетворення Гільберта  
ПК – персональний комп'ютер  
ПЗ – програмне забезпечення  
СКВ – середнє квадратичне відхилення  
ФМ – фазова маніпуляція  
ФХС – фазова характеристика сигналів  
ШПФ – швидке перетворення Фур'є  
ЦАП – цифро-аналоговий перетворювач

$A(t)$  – амплітудна характеристика сигналу  
 $B(a, b)$  – бета-функція з параметрами  $a, b$   
 $C$  – швидкість поширення ультразвуку в матеріалі ОК  
 $f, f(t)$  – частота, частотна характеристика сигналу;  
 $F_E(r)$  – емпірична функція розподілу статистики  $r$   
 $F_T(r)$  – теоретична функція розподілу статистики  $r$   
 $i$  – кількість виявлених донних сигналів  
 $h$  – товщина ОК  
 $k_{\text{ЕАТ}}$  – коефіцієнт електро-акустичного тракту;  
 $M_r$  – апертура ковзного вікна відбору даних для статистики  $r$   
 $n\omega^2$  – статистика критерію Смірнова-Крамера-фон Мізесса



$p(r/H_0)$  – щільність ймовірності розподілу статистики  $r$  суміші гауссового шуму і донного сигналу  
 $p(r/H_1)$  – щільність ймовірності розподілу статистики  $r$  для шуму  
 $r$  – вибіркочна результуюча довжина вектору (статистика  $r$ )  
 $t$  – час (поточний час);  
 $T$  – період сигналу;  
 $T_A, T_C$  – час аналізу, час спостереження сигналу  
 $T_d$  – період дискретизації  
 $u_d, u_z$  – донний, зондуючий сигнали УЗТ  
 $U(t)$  – амплітудна характеристика сигналу  
 $W(t)$  – функція вікна  
 $x(t)$  – корисний сигнал  
 $\hat{x}(t)$  – гільберт-образ сигналу  $x(t)$   
 $\hat{x}_C(t)$  – гільберт-образ сигналу  $x(t)$ , визначений на інтервалі часу  $T_C$   
 $Z$  – статистика критерію Колмогорова  
 $\alpha, \beta$  – помилка першого, другого роду  
 $\alpha_z$  – коефіцієнт загасання  
 $\xi(t)$  – гауссовий шум  
 $S$  – оцінка середньоквадратичного відхилення  
 $S_r$  – оцінка середньоквадратичного відхилення статистики  $r$   
 $\tau$  – вимірюваний інтервал часу поширення сигналу в ОК  
 $\tau_k$  – значення  $k$ -го інтервалу часу поширення ультразвуку в ОК  
 $\bar{\tau}$  – середнє значення часу поширення ультразвуку в ОК  
 $\varphi$  – початкова фаза сигналу  
 $\varphi_{CP}$  – вибіркоче кругове середнє фазового зсуву сигналу  
 $\Delta x_M(t)$  – методична похибка оцінки гільберт-образу сигналу  $x(t)$   
 $\Delta \varphi_M(t)$  – методична похибка визначення ФХС  
 $\Phi(t)$  – фазова характеристика сигналу  
 $\mathbf{D}$  – оператор дисперсії  
 $\mathbf{H}[\cdot]$  – оператор ПП  
 $\mathbf{M}$  – оператор математичного сподівання  
 $\mathbf{L}$  – оператор розгортання фазової характеристики

## Розділ 1

### АНАЛІЗ СУЧАСНОГО СТАНУ І ТЕНДЕНЦІЙ РОЗВИТКУ ЛУНАІМПУЛЬСНОЇ УЗТ

Завдання ультразвукової товщинометрії (УЗТ) складають значну частину ультразвукового НК. До кола таких завдань належить вимірювання товщини металевих і неметалевих листів, стрічок, стінок балонів, труб, виявлення деяких типів дефектів, до прикладу, розшарування матеріалів у місцях їх клейових з'єднань, виявлення зон корозійного ураження на недоступних огляду (внутрішніх) поверхнях об'єктів і т.і.

В розділі розглянуто особливості різних об'єктів УЗТ, різновиди-конструкційних матеріалів, які використовуються у сучасному виробництві, фізичні принципи та існуючі методи і засоби лунаімпульсної УЗТ, показано їх обмеження для різних завдань УЗТ.

#### 1.1 Об'єкти досліджень УЗТ

Деталі конструкцій різного призначення, як об'єкти досліджень УЗТ, відрізняються матеріалом, геометричними характеристиками, умовами експлуатації. Під конструкційними розуміють матеріали, з яких виготовляють деталі, що зазнають силових навантажень [1.1, 1.2].

Важливою характеристикою готового виробу є конструкційна міцність [1.3], тобто міцність матеріалу конструкції з урахуванням конструкційних, технологічних і експлуатаційних чинників. Конструкційна міцність зазвичай є меншою за міцність матеріалу, і залежить від:

- форми та розмірів деталі (наявності джерел концентрації напружень у вигляді отворів, рівців тощо);
- різних механізмів руйнування матеріалу виробу;
- стану матеріалу у поверхневих шарах виробу;
- анізотропії властивостей матеріалу;
- особливостей середовища, що контактує з поверхнями виробу.

Серед перелічених факторів, що впливають на конструктивну міцність виробу, суттєвим є його геометричні розміри. Процес неконтрольованого стоншення деталей внаслідок деформацій, руйнівної дії насколишнього середовища і т.і. можуть привести до фатальних наслідків. Одним зі шляхів зменшення ризиків руйнування конструкцій є застосування прецизійних, надійних засобів лунаімпульсної УЗТ.

Для виготовлення деталей використовують різні конструкційні ма-

теріали (КМ). Їх класифікації та відомості про них наведені в [1.1, 1.2]. В залежності від обраної класифікаційної ознаки КМ поділяються:

- за природою матеріалів – на металеві, неметалеві і композиційні матеріали, що поєднують корисні властивості двох попередніх;
- за технологічними особливостями переробки – на деформовані (прокат, поковки), ливарні, спічні, формовані, клеєні, зварні;
- за умовами роботи – на ті, що працюють за низьких температур, жароміцні, корозіє-,окаліно-, зносостійкі і т.п.;
- за критеріями міцності – на матеріали малої і середньої міцності з великим запасом пластичності, високоміцні з помірним запасом пластичності.

Металеві КМ поділяють за системами сплавів на чорні метали (сталі та чавуни) та сплави кольорових металів (алюмінієві, магнієві, титанові, мідні, нікелеві, молібденові, вольфрамові тощо). Важливі для УЗТ акустичні властивості деяких металів та їх сплавів, отримані на частоті коливань 2,5 МГц, наведені в таблиці 1.1.

Таблиця 1.1. Акустичні властивості деяких металів та їх сплавів

Речовина	$c_l \cdot 10^{-3}$ , м·с <sup>-1</sup>	$c_t \cdot 10^{-3}$ , м·с <sup>-1</sup>	$\rho \cdot 10^{-3}$ , кг·м <sup>-3</sup>	$\alpha$ , Нп·м <sup>-1</sup>	$z \cdot 10^{-6}$ , кг·м <sup>-2</sup> ·с <sup>-1</sup>
Алюміній	6,24	3,1	2,7	0,1...1	0,05...0,06
Бронза	3,5...3,8	2,3...2,5	8,0...9,0	–	30,0...34,0
Вольфрам	5,32	2,6	19,3	–	102,7
Дюралюміній	6,2...6,4	3,0...3,2	2,7...2,8	0,1...1,0	19,0...20,0
Залізо	5,93	3,23	7,8	0,2...5,0	46,3
Латунь	4,3...4,7	3,1...3,5	8,4...8,5		36,0...40,0
Мідь	4,72	2,4	8,9	1,5...5,0	42,0
Нікель	5,7	3,0	8,9	–	50,7
Сталь вуглецева	5,9...5,94	3,2...3,25	7,7...7,9	0,1...10	45,9...46,3
Титанові сплави	6,05...6,3	3,1...3,3	4,5...4,7	–	27,0...29,0
Сталь аустенітна	5,7...6,14	3,305	7,6...8,0	0,3...40	44,0...48,0
Чавун	3,5...5,8	2,2...3,2	7,2...7,6	0,3...50	26,0...42,0

В таблиці використано позначення:  $c_l$ ,  $c_t$  – швидкості відповідно поздовжніх і поперечних хвиль;  $\alpha$  – коефіцієнт загасання ультразвуку за інтенсивністю;  $z$  – акустичний імпеданс;  $\rho$  – густина матеріалу.

До неметалевих КМ відносяться пластики, кераміка, металокераміка, скло, деревина тощо. Вони поділяють за складом, технологічним виконанням (пресовані, намотані, формовані тощо), типами наповнювачів (армувальних елементів) і за характером їх розташуван-

ня та орієнтації. Такі матеріали застосовують в авіації, ракетобудуванні, в енергетичному та транспортному машинобудуванні, у вузлах тертя тощо. Крім того, з кераміки виготовляють деталі, що працюють за високих температур. Основою цих матеріалів є порошки тугоплавких сполук типу карбідів, боридів, нітридів та оксидів.

У металокераміці основою є кераміка, в яку додається певна кількість металу, що є зв'язкою і забезпечує пластичність і в'язкість. Акустичні властивості деяких неметалевих КМ наведені в таблиці 1.2.

Таблиця 1.2. Акустичні властивості деяких неметалевих КМ

Речовина	$c_l \cdot 10^{-3},$ м·с <sup>-1</sup>	$c_t \cdot 10^{-3},$ м·с <sup>-1</sup>	$\rho \cdot 10^{-3},$ кг·м <sup>-3</sup>	$\alpha,$ Нп·м <sup>-1</sup>	$z \cdot 10^{-6},$ кг·м <sup>-2</sup> ·с <sup>-1</sup>
Бетон	2,1...5,2	–	1,8...2,8	–	6,0...9,5
Полістирол	2,37	1,12	1,12	10...13	2,5
Скло віконне	5,7	3,4	2,1...2,6	0,4...0,7	11...15
Органічне скло	2,65...2,73	1,12...1,2	1,17...1,2	25...35	3,0...3,3
Текстоліт	2,4...2,8		2,3...2,5	80...120	6,0...6,4
Фарфор	5,3...5,35	3,5...3,7	2,3...2,6	0,1...0,4	15...20
Фторопласт	1,35	–	2,2	180	3,0
Ебоніт	2,4	–	1,2	90	2,9
Капрон	2,5	1,1	1,1	–	–
Нейлон	1,8...2,2	–	1,1...1,2	33	–

Композиційні матеріали [1.4–1.7] являють собою сполуки, що отримуються штучним шляхом об'ємного поєднання двох (і більше) різнорідних матеріалів, які суттєво відрізняються між собою за властивостями: один має властивість пластичності (матриця), а інший наділений високою міцністю і жорсткістю (наповнювач, арматура). Матричними матеріалами можуть бути метали і їхні сплави, органічні та неорганічні полімери, кераміка та інші речовини. Підсилюючими компонентами найчастіше є тонкодисперсні порошкоподібні частинки або волокнисті матеріали різної природи.

Варіюючи склад матриці і наповнювача, змінюючи орієнтацію наповнювача отримують нові композиційні матеріали з необхідним набором властивостей, які кількісно і якісно відрізняються від властивостей його складових.

Акустичні властивості композитів можуть змінюватись у широкому діапазоні значень внаслідок дії таких чинників.

*Розсіювання звуку.* Особливості будови композитів (кристалічна структура металів, неспівпадання акустичного імпедансу складових матеріалів) викликають розсіювання ультразвукової енергії. Це розсі-

ювання перешкоджає надійному виділенню донного луносигналу, що обмежує можливості ультразвукового вимірювання товщини виробів.

*Загасання і поглинання звуку.* Значна частина органічних матеріалів, до прикладу пластики з малою щільністю, відчутно поглинають ультразвук. З цієї причини максимальна товщина вимірювання виробів з таких матеріалів зменшується. Загасання сигналу збільшується з підвищенням температури матеріалу і частоти коливань.

*Зміна швидкості звуку* внаслідок неоднорідності хімічного складу матеріалу, розкиду середнього розміру кристалітів (для металів) і властивостей поверхневих шарів матеріалів.

Коефіцієнт загасання для більшості композитів в рази більший ніж для металів, а модуль Юнга і густина матеріалу мають здебільшого менші значення ніж для металів. Виробництво складних конструкцій з композитів передбачає використання значної частки ручної праці, що спричиняє значний розкид фізико-механічних властивостей виробів.

Загальне уявлення про фізико-механічні характеристики металів, сплавів та композитів дають наведені в таблиці 1.3 [1.4] дані.

Таблиця 1.3. Основні фізико-механічні характеристики деяких груп авіаційних матеріалів

Матеріал	Густина $d$ , кг/м <sup>3</sup>	Границя міцності $\sigma_B$ , МПа	Модуль пружності $E$ , ГПа	Питома міцність $\sigma_B/d$	Питома жорсткість $E/d$
Алюмінієві сплави	2700	400...650	72	14,8...20,4	3...5
Магнієві сплави	1800	200...340	45	11,0...18,7	1,5...2,0
Титанові сплави	4500	500...1300	120	11,0...29,0	0,5...1,0
Сталі середньоміцні	7800	800...1300	210	10,3...16,7	10...16
Сталі високоміцні	7800	1300...2300	210	16,7...29,4	1,0...3,0
Композиційні матеріали	400- 2600	500...1300	35...250	40...60	0,4...0,6

З даних табл.1.3. видно, що композиційні матеріали мають таку сукупність характеристик, яка дозволяє їм успішно конкурувати з металами та сплавами. Проте їх акустико-механічні властивості ускладнюють застосування відомих методів та засобів УЗТ.

Основні різновиди композиційних матеріалів за кількістю шарів, способом їх з'єднання та видом матеріалу представлено на рис. 1.1.



Рис. 1.1. Різновиди об'єктів контролю із композиційних матеріалів

*Одношарові матеріали.* Під одношаровими розуміють матеріали, які по товщі виробу мають незмінні акустичні характеристики.

Методи та засоби УЗТ довгий час розвивались виключно для контролю товщини виробів з одношарових матеріалів, зокрема з металів. Прикладами таких задач є контроль товщини шару металу у стінках балонів високого тиску; ємностей для зберігання агресивних рідин; товщин листового прокату тощо. В той же час згадані вище особливості нових КМ обумовлюють обмеження на застосування для задач товщинометрії традиційних засобів УЗТ, і гарантують досягнення заявлених в нормативній документації показників точності за високих значень відношення сигнал/шум (с/ш), зазвичай 10 і більше).

*Багатошарові матеріали.* Під багатошаровими розуміють середовища, утворені шарами металічних і неметалічних матеріалів, що з'єднуються між собою клеєм, пайкою, наварюванням або в інший спосіб. Найбільш характерним випадком багатошарових середовищ є двошарові. Кожен шар має свій набір акустичних характеристик. Суттєвими особливостями таких середовищ є зміна товщини шарів в значному діапазоні, розбіжності акустичних властивостей матеріалу шарів, що накладає певні обмеження на застосування традиційних методів УЗТ.

Виготовлені з багатошарових матеріалів деталі мають свої унікальні характеристики. Область застосування і номенклатура виробів та конструкцій з таких матеріалів постійно розширюється. Прикладами таких об'єктів в техніці є виробу з композиційних матеріалів [1.4–1.7], біметалів [1.8, 1.9] та ін; в медицині – це певні ділянки людського ор-

ганізму, що являють собою сукупність шарів шкіри, жиру, м'язів та кісток, металічні імплантанти в стоматології [1.10] та ін. Технологічно такі середовища можуть бути виконані в різний спосіб, наприклад шляхом плакування, наварювання шару металу на основу в процесі відновлення деталей, склеювання, зварювання шарів тощо. Характерні приклади багатошарових конструкцій наведені в таблиці 1.2 [1.11].

Таблиця 1.4. Приклади утворення багатошарових матеріалів

Схема	Матеріал елементів	Вид з'єднання
 <p>1 – обшивка; 2 - лонжерон</p>	1 – метал або армований пластик; 2 – метал або пластик	Клейове або паяне
 <p>1 – покриття; 2 - каркас</p>	1- пластик армований або неармований; 2- 2 - метал	Клейове
 <p>1-3 – неметалічні шари різного призначення</p>	1-3 – пластик армований або неармований	Клейове
 <p>1,2 - листи</p>	1,2 – метал або пластик	Клейове

Комбінуючи об'ємний вміст і товщину шарів компонентів можна отримувати матеріали з необхідними значеннями міцності, жароміцності, модуля пружності, абразивної міцності, а також створювати композиційні матеріали з необхідними магнітними, діелектричними, радіопоглинаючими і іншими спеціальними властивостями. Фізико-механічні характеристики виробів з багатошарових матеріалів суттєво залежать не тільки від властивостей матеріалу шарів, але і від їх товщини, типу та якості з'єднання шарів.

Композиційні матеріали можуть відігравати захисну функцію від негативних впливів різних факторів – температури, вологи, шумів, дії агресивних речовин. Часто композити поєднують як захисні функції (термоізоляція, звукоізоляція), так і функції основного матеріалу [1.7]. Суттєвим для двошарових конструкцій є те, що порушення технології

виготовлення виробів, а також порушення адгезії одного шару до іншого може призвести до значних за розмірами утворень тонкого повітряного прошарку – непросте між цими шарами [1.4, 1.7, 1.12, 1.13, 1.15], що суттєво погіршує характеристик таких середовищ. В цьому випадку задача УЗТ зводиться до визначення товщини одного шару.

Біметали займають значне місце в промисловості. Вони утворюються за рахунок поєднання різних матеріалів в єдиному продукті, що дає змогу більш ефективно використовувати дефіцитні метали, суттєво зменшити їх витрати та підвищити конструктивну міцність матеріалів без значного збільшення їх вартості. Приклади деталей різного призначення, виготовлених з біметалів, наведено на рис.1.2 [1.8,1.9].

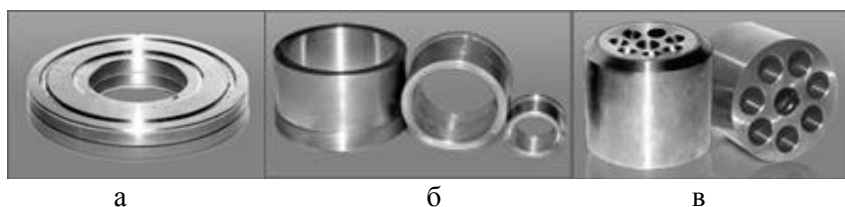


Рис. 1.2. Приклади деталей, виготовлених з біметалів:

а – заготовка розподільника; б – втулки; в – блоки циліндрів (матеріал основи заготовки: сталі Ст18ХГТ, Ст20, матеріал наплавленого сплаву: бронза БрО12, БрО10С10Н2, БрО10С2Н3).

Одним з найбільш відомих напрямів застосування двошарових композицій є термобіметали, в яких застосовуються нікелевмісні сталі. Ці біметали використовуються переважно в електротехнічному апаратуванні для засобів комутації в контактній апаратурі [1.8, 1.9].

В харчовій промисловості деталі і вузли, що контактують з агресивними харчовими речовинами, виготовляють з хромонікелевих корозійностійких сталей. Подібні матеріали використовуються для виготовлення балонів для зберігання скраплених газів, деталей доцентрованих машин в холодильній і криогенній техніці.

В підшипниках кочення і ковзання застосовують спеціальні антифрикційні біметали: втулки підшипників ковзання, циліндричні деталі металургійного обладнання тощо.

Тришарові матеріали поширені в конструкціях, в яких зовнішні шари виконуються із міцних матеріалів, а внутрішній – із маломіцного, але легкого заповнювача, до прикладу пінопласта, сотопласта. Зазвичай товщини зовнішніх шарів значно менші за товщину внутрішнього.

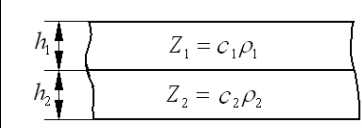
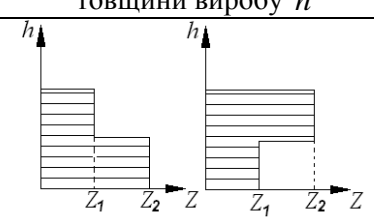
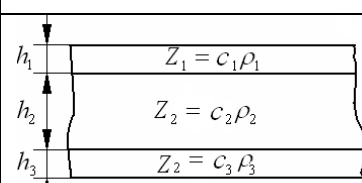
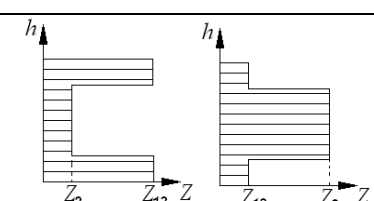

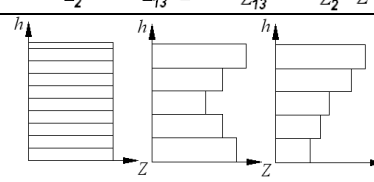
Багатошарове середовище є найбільш загальною моделлю для клеєних крупногабаритних конструкцій. В таких конструкціях можуть



спостерігатися наступні комбінації шарів: 1) всі шари ізотропні, однорідні (шари подібні за акустичними і фізико-механічними властивостями); 2) всі шари анізотропні (акустичні і фізико-механічні властивості шарів однакові); 3) комбінація ізотропних і анізотропних шарів (зміна акустичних і фізико-механічних властивостей матеріалів кожного шару відома і підпорядковується певному закону) [1.7].

Параметри та характеристики розповсюдження пружних хвиль в багатшаровому середовищі суттєво залежать від якості з'єднання шарів, їх акустичних і фізико-механічних властивостей, співвідношення довжин хвиль і товщин шарів [1.5, 1.6]. Однією з фундаментальних акустичних характеристик матеріалу, яка визначає проходження ультразвукових хвиль через границю розділу різних середовищ, є акустичний імпеданс  $z = \rho c_l$  [1.14]. Графічне зображення деяких типів багатшарових ОК та епюри акустичних імпедансів шарів ОК наведені в таблиці 1.5 [1.7].

Таблиця 1.5. Ескізи та епюри акустичних параметрів деяких моделей багатшарових середовищ

Модель	Ескіз	Приклади залежностей акустичного імпедансу $Z$ від товщини виробу $h$
Комбіноване двошарове середовище		
Тришарове середовище		
Багатшарове середовище		

Таким чином використання деталей з багатшарових матеріалів є перспективним напрямом покращення техніко-економічних показників

виробів різного призначення. Товщина шарів в більшості випадків коливається від 0,1 і до 2 мм. В залежності від шорсткості поверхні, температури або властивостей шарів діапазон їх товщини може варіюватись. Якість таких деталей суттєво залежить від товщини шарів їх складових та якості з'єднання, що обумовлює актуальність задачі контролю товщини шарів багатошарових середовищ.

*Акустичні властивості виробів з композиційних матеріалів.* Процес поширення ультразвукових коливань в матеріалах супроводжується загасанням хвилі, тобто зменшенням енергії ультразвукових хвиль [1.16]. Інтенсивність ультразвуку зменшується зі збільшенням відстані від джерела випромінювання. Цей ефект є проявом наступних явищ в середовищі: дифракції хвиль, розсіювання та поглинання хвиль, проходження ультразвуку через зв'язуючу речовину і втрат, пов'язаних з шорсткістю поверхні ОК. Коефіцієнт загасання  $\alpha_3$  визначається як

$$\alpha_3 = \frac{1}{2h} \ln \left( \frac{A_0}{A} \right), \quad (1.1)$$

де  $h$  – товщина ОК ( $2h$  – це загальна відстань, яку проходить хвиля в ОК у разі лунаїмпульсного методу);  $A_0$  – початкова амплітуда ультразвукової хвилі;  $A$  – амплітуда хвилі після поширення в ОК.

Коефіцієнт загасання  $\alpha_3$  часто подається як зважена сума коефіцієнтів поглинання  $\alpha_1$  і розсіювання  $\alpha_2$ .

$$\alpha_3 = \alpha_1 f + \alpha_2 f^2, \quad (1.2)$$

де  $f$  – частота ультразвукових коливань.

Розсіювання ультразвуку в середовищі відбувається через зміну його хвильового опору, що спричинене наявністю різних включень (пор, зерен), які характеризуються певними розмірами, границями тощо. Для мегагерцового діапазону частот ультразвуку, загасання в переважній більшості випадків відбувається за рахунок втрат енергії через розсіювання хвиль на окремих зернах і мало залежить від поглинання.

Коефіцієнт загасання який залежить від розміру зерна має вид:

$$\alpha_3 = K f^4 D^3, \quad (1.3)$$

де  $K$  – коефіцієнт, що залежить від швидкості поширення ультразвуку в матеріалі, густини і анізотропії матеріалу;  $D$  – середній розмір зерна.

Поглинання також зменшує інтенсивність ультразвукової хвилі під час її поширення в ОК за рахунок нагрівання матеріалу, на що витрача-

чається частина енергії. Магнітний гістерезис також впливає на поглинання ультразвуку в ОК.

Основні методи визначення загасання ультразвукових хвиль в композиційних матеріалах розглянуто в [1.17]. З аналізу довідникових даних про акустичні властивості деяких матеріалів випливає, що коефіцієнт загасання для більшості композитів в рази більший ніж для металів, а модуль Юнга і густина матеріалу, навпаки, мають здебільшого менші значення ніж для металів, що визначає особливості застосування ультразвукових методів для контролю КМ [1.11, 1.17 – 1.22].

Одними з головних вимог до ультразвукових методів та засобів контролю виробів з КМ зі значним загасанням є забезпечення високої чутливості, роздільної здатності та завадостійкості.

## **1.2 Методи УЗТ виробів з конструкційних матеріалів**

В цілому методи УЗНК ґрунтуються на проходженні ультразвукових хвиль через ОК, яке відбувається зі зміною їх параметрів в залежності від властивостей ОК, що дозволяє контролювати характеристики і властивості матеріалу за характеристиками інформаційних сигналів [1.4, 1.11, 1.12, 1.14, 1.21]. Для розв'язання різних завдань використовують фізичну, хімічну чи біологічну дію ультразвуку. Прикладами останніх є товщинометрія і дефектоскопія металевих та неметалевих матеріалів та багатопарових конструкцій, вимірювання розмірів ОК, контроль фізико-механічних властивостей матеріалів та конструкцій [1.18 – 1.25].

Ультразвуковий контроль серед акустичних методів НК має найкращу сукупність експлуатаційних характеристик, таких як інформативність, технологічність, економічність, продуктивність, екологічність тощо. Крім того, методи УЗНК мають такі корисні з практичної точки зору особливості: 1) можуть бути реалізовані без зупинки технологічних процесів, а ультразвукові хвилі можуть передаватися в рухомі об'єкти за відсутності безпосереднього механічного контакту з перетворювачами; 2) вимірювання можуть проводитись в закритих ємностях з передачею ультразвукової енергії через стінки ОК; 3) ультразвукові хвилі проходять через ОК, що дозволяє вивчати властивості матеріалу в напрямку поширення хвилі.

Особливості реалізації УЗНК в залежності від завдань товщинометрії та умов поширення ультразвуку в різних матеріалах обумовили створення і розвиток різних методів УЗТ [1.18–1.25], класифікація яких наведена на рис. 1.3 (на цьому рисунку виділені об'єкти відповідають розглянутим нижче напрямкам удосконалення лунаїмппульсного УЗТ).

Застосування ультразвукових методів залежить від: швидкості поширення і загасання ультразвукових хвиль в матеріалі; складу і структури матеріалу; відбиття і розсіювання ультразвукових хвиль на межі між середовищами з різними акустичними імпедансами; зміни параметрів резонансних коливачів твердих тіл, що пов'язане з навколишнім середовищем тощо [1.21].

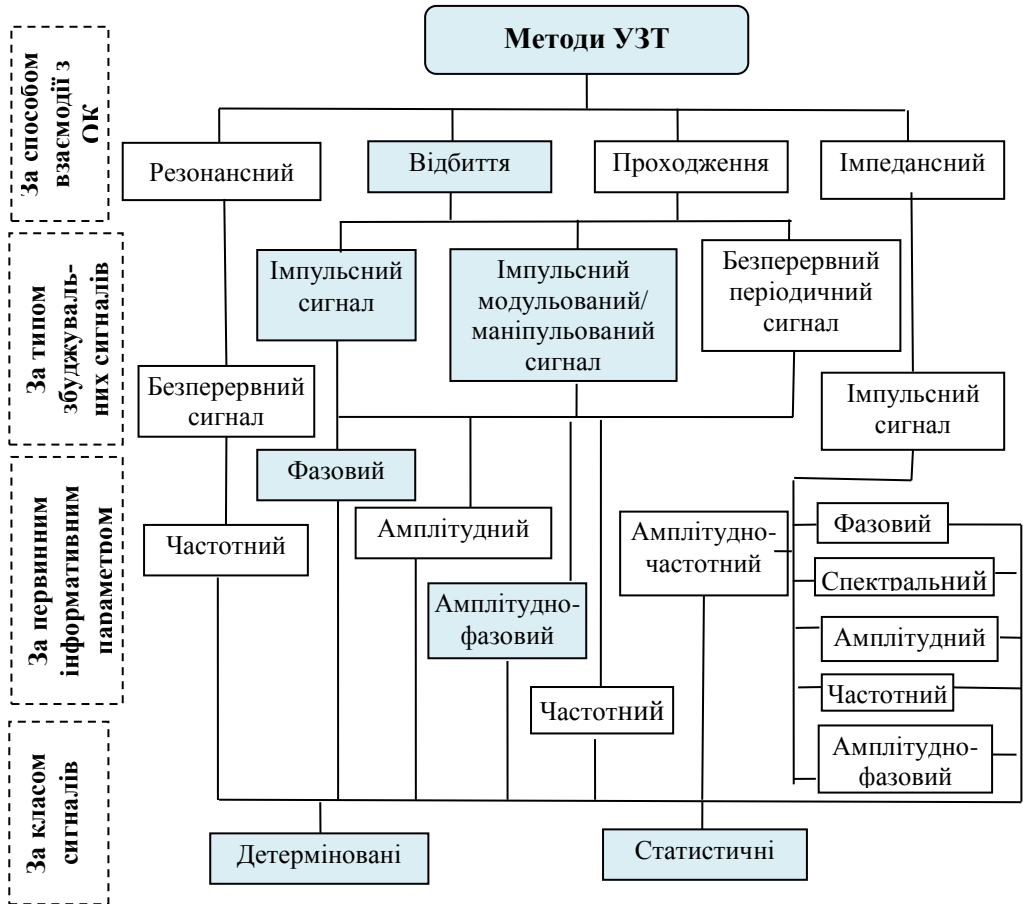


Рис. 1.3. Класифікація методів УЗТ

Слід зазначити, що способи реалізації УЗТ і методи опрацювання сигналів УЗТ взаємно обумовлюють один одного. З однієї сторони, застосування і завдання товщинометрії є визначальними для вибору методу та інформаційного параметра контролю. З іншої сторони удосконалення методів УЗТ сприяє розширенню області їх застосування.

**Фізичні принципи лунаїмпульсної УЗТ.** Фізична сутність лунаїмпульсного методу УЗТ ґрунтується на властивості ультразвукових ко-

ливань поширюватись у однорідному середовищі прямолінійно і з постійною швидкістю у вигляді вузького фокуруючого променя та відбиватись від межі розділу матеріалів з різними акустичними властивостями. Ідея методу полягає у випромінюванні в ОК коротких імпульсів пружних коливань і реєстрації інтенсивності амплітуди і часу  $\tau$  затримки ультразвукового лунаісигналу (відбитого сигналу), що пройшов через ОК і відбився від його протилежної поверхні [1.18–1.25]. Отже такий метод УЗТ не вимагає доступу до протилежної поверхні ОК.

Зазвичай для прозвучування ОК використовують поздовжні коливання, оскільки вони, маючи вищу за зсувні хвилі швидкість поширення і є більш простими з огляду на умови збудження і введення в ОК. Основним інформативним параметрами є час затримки  $\tau$  прийнятого сигналу відносно випроміненого (або між луна-сигналами). За результатами вимірювання  $\tau$  визначають товщину ОК:

$$h = 0,5c_l\tau . \quad (1.4)$$

В УЗТ найчастіше використовують сигнали у формі радіоімпульсу. Поширеність лунаімпульсної УЗТ пояснюється значною кількістю інформативних параметрів, які доступні вимірюванню— це амплітуда і часовий інтервал, що відповідає затримці на поширення сигналу в ОК, загасання звуку в матеріалі ОК, фазовий зсув між сигналом-носієм випроміненого і прийнятого сигналів, доплерівський зсув частоти [1.21]. Мінімальне значення  $h$  визначається довжиною мертвої зони, яка в свою чергу залежить від тривалості зондувального імпульсу.

Виразом (1.4) можна користуватись у випадку, якщо значення швидкості  $c_l$  відоме. На практиці для визначення  $c_l$  виконують налаштування товщиноміра за зразком з того самого матеріалу, або ділянкою ОК з відомою товщиною [1.20, 1.21]. Калібрування здійснюють в такий самий спосіб, що й вимірювання товщини з тією різницею, що товщина вважається відомою (еталонною), тобто що  $h = h_{\text{ет}}$ , а швидкість – невідомою, тоді  $c_l = 2h_{\text{ет}} / \tau_{\text{ет}}$ . Визначивши на етапі калібрування затримку  $\tau_{\text{ет}}$  обчислюють кінцевий результат як

$$h = h_{\text{ет}} \frac{\tau}{\tau_{\text{ет}}} . \quad (1.5)$$

Якщо калібрування приладу відбувається з використанням еталонних зразків, що виготовлені з іншого матеріалу зі швидкістю поширення ультразвуку  $c'_l$ , і відношення  $K = c_l/c'_l$  наперед відоме, то результат вимірювання визначається за формулою [1.20]

$$h = 0,5 \cdot c_p \tau = 0,5 \cdot Kc'_p \tau . \quad (1.6)$$

Основні вимоги до зразків: коректне відтворення швидкості звуку, форми і стану поверхні. Наприклад, якщо ставиться завдання вимірювання товщини ОК з лакофарбним покриттям, зразок повинен мати аналогічне покриття. У тих випадках, коли ОК має малий радіус кривизни (менше 50 мм) або складну криволінійну форму поверхні (гиби труб), застосовують зразки у вигляді фрагментів відповідних виробів.

Пряме і зворотне перетворення електричних сигналів в пружні коливання найчастіше здійснюється за допомогою п'езоелектричних перетворювачів (ПЕП) або із застосуванням електромагнітно-акустичних перетворювачів [1.11, 1.18–1.25]. Застосування перших передбачає використання контактної рідини між ПЕП і ОК для кращого акустичного контакту, а в другому випадку введення ультразвуку в ОК здійснюється через «сухий» контакт. Зазвичай в УЗТ для збудження поздовжніх хвиль використовують прямі суміщені або роздільно-суміщені ПЕП.

В ОК з паралельними поверхнями спостерігається не одне відлуння від його протилежної поверхні, а за достатнього часу спостереження та незначного загасання ультразвуку в матеріалі ОК – серія віддзеркалень з однаковим часовим затримками [1.20], що показано на рис.1.4.

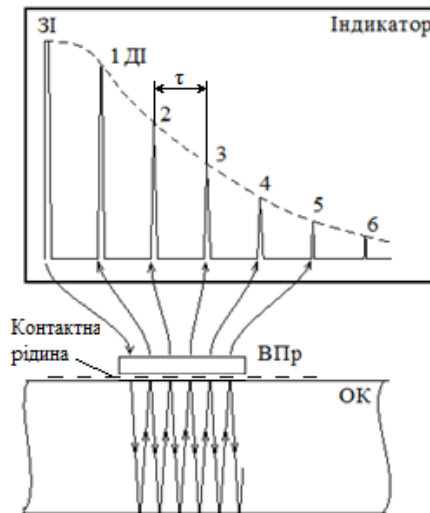


Рис. 1.4. Утворення серії донних імпульсів під час прозвучування пластини:  
1,2,3,4,5,6 – донні імпульси (ДІ), ЗІ – зонduючий імпульс,  
ВПР – випромінювач-приймач

Оскільки часовий інтервал між зонduючим і першим донним імпульсом містить нестабільний час затримки на поширення сигналу в шарі

контактної рідини, значення  $\tau$  зазвичай визначають як інтервал між донними імпульсами.

З метою отримання донних сигналів якомога більшої амплітуди, зазвичай перетворювачі розраховують на роботу у ближній зоні (зоні Френеля). Оскільки часовий інтервал між всіма суміжними донними імпульсами дорівнює  $\tau$ , отримання і врахування більшої кількості донних імпульсів дає можливість підвищити точність вимірювання часового інтервалу за рахунок усереднення (тобто за рахунок визначення інтервалу між першим і  $k$ -тим імпульсами). Отримання «довгої» серії донних імпульсів ускладнюється не тільки через загасання сигналів в електроакустичному тракту товщиноміра, але й за рахунок значних шумів і завад, на фоні яких спостерігаються донні сигнали.

Той факт, що багатократні відлуння послідовно зменшуються за амплітудою, пояснюється тим, що інтенсивність променя в часі зменшується через загасання і розсіяння, а також через розширення самого променя. Аналітично амплітуди донних сигналів визначаються за допомогою коефіцієнта ослаблення акустичного тракту  $K_{a.t.}$  (або просто коефіцієнта акустичного тракту) [1.20]. Під акустичним трактом розуміють шлях ультразвукової хвилі від випромінювального до приймального перетворювача. Кількісно  $K_{a.t.}$  дорівнює відношенню акустичного тиску  $p_{\Pi}$  в приймальному перетворювачі до акустичного тиску  $p_{\text{в}}$  у випромінювальному перетворювачі, які виникають в процесі випромінювання/приймання сигналів.

Для представленої на рис.1.5 моделі прозвучування ОК, за умови нормального введення ультразвуку в ОК та роботи у ближній зоні ПЕП ( $2h < r_{\text{бл}}$ , де  $r_{\text{бл}}$  – границя ближньої зони) променева картина акустичного тракту представлена на рис.1.6.

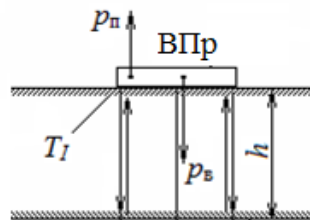


Рис. 1.5. Променева картина акустичного тракту ультразвукового лунаїмпульсного товщиноміра

За умови нехтовно тонкого шару контактної рідини, роботи ПЕП у ближній зоні і того, що відбивач являє собою плоску поверхню більшу

за площею ніж ВПр (повністю перекриває акустичний тракт), коефіцієнт акустичного тракту для першого донного імпульса визначається як

$$K_{\text{а.т.}} = \frac{P_{\text{п}}}{P_{\text{в}}} = 0,8T_I R_p e^{-2h\alpha_p}, \quad (1.7)$$

де  $T_I$  – коефіцієнт проходження пружних коливань через границю двох середовищ за інтенсивністю,  $R_p$  – коефіцієнт відбиття пружних коливань від границі двох середовищ за тиском,  $\alpha_p$  – коефіцієнт загасання пружних коливань в середовищі ОК за тиском. Коефіцієнти  $T_I$  та  $R_p$  визначаються через акустичні імпеданси суміжних середовищ

$$T_I = \frac{4z_1 z_2}{(z_1 + z_2)}, \quad (1.8)$$

$$R_p = \frac{z_1 - z_2}{z_1 + z_2}. \quad (1.9)$$

Інколи до акустичного тракту товщиномірів включають ультразвукові лінії затримки з метою зменшення мертвої зони (тобто з метою усунення збігу в часі зондувального і донного імпульсів у разі вимірювання тонких ОК). В цьому випадку загасання в лінії затримки необхідно додатково враховувати у коефіцієнті  $K_{\text{а.т.}}$  (1.7).

В практиці УЗТ для оцінювання електричних сигналів товщиномірів користуються поняттям «електроакустичний тракт» (ЕАТ). Останній являє собою сукупність ПЕП (одного чи двох) та акустичного тракту ОК. Така система розглядається як лінійна, що вносить загасання і затримку у відбитий сигнал. Кількісною оцінкою ЕАТ є коефіцієнт, що дорівнює відношенню електричних сигналів на виході приймаючого і випромінюючого перетворювачів. Коефіцієнт ЕАТ визначається добутком  $K_{\text{а.т.}}$  та коефіцієнтів електромеханічного перетворення ПЕП.

В лунаїмпульсній УЗТ відомий і інший метод – метод безеталонної УЗТ [1.20, 1.21]. Як зазначалось вище цей метод не потребує калібрування на еталонних зразках – калібрування виконується автоматично у допоміжному ультразвуковому каналі одночасно з визначенням часового інтервалу у вимірювальному каналі. Метод реалізується наступним чином: разом з поздовжньою хвилею в ОК випромінюється головна хвиля, що поширюється вздовж поверхні виробу на точно відому відстань і потрібний на це поширення час  $\tau_{\text{ет}}$  додатково вимірюється. Головні хвилі (поверхнево поздовжні) поширюються під поверхнею



ОК під кутом  $\sim 12 \dots 15^\circ$ . Використовуючи той факт, що швидкості поздовжньої  $c_l$  і головної  $c_r$  хвиль наближено можна вважати рівними, тобто  $c_l \approx c_r$ , визначення товщини виробу здійснюється за (1.5).

Реалізація цього методу потребує спеціальних двоелементних ПЕП [1.20, 1.21]. Їх розташування на ОК та структура отримуваних сигналів наведені відповідно на рис. 1.6 а,б.

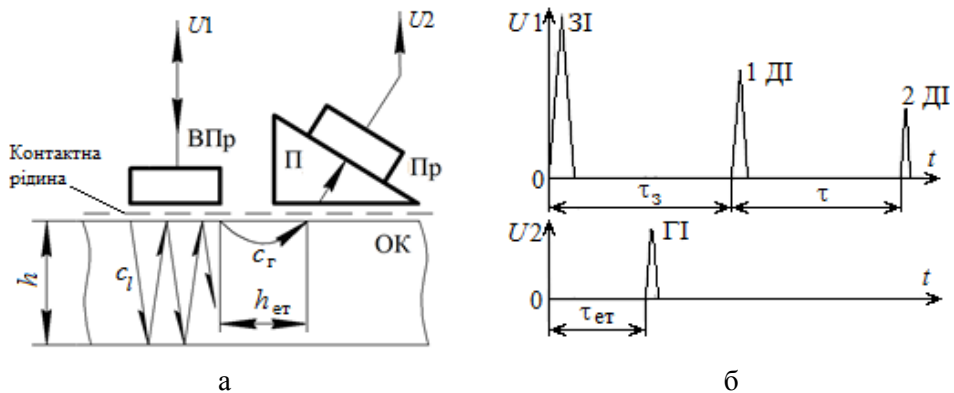


Рис. 1.6. Ілюстрація ідеї безеталонного методу УЗТ:  
а – розташування ПЕП на ОК; б – графіки отримуваних сигналів

Перший елемент ВПр виконує такі функції: здійснює збудження поздовжньої хвилі в ОК, приймання донних сигналів та збудження головної хвилі. Останній процес пояснюється тим, що з кромки ВПр частина сигналу входить в ОК під невеликим кутом (близьким до першого критичного кута). Приймач Пр розташований на призмі П, чим забезпечуються найкращі умови для приймання головних хвиль. Елементи ВПр та Пр розташовуються на фіксованій відстані  $h_{ет}$  один від одного та екрануються електрично та акустично.

Метод лунаїмпульсної УЗТ має і інше важливе практичне застосування. Якщо товщина виробу відома з високою точністю, то є можливість за часовим інтервалом визначити через виміряну швидкість  $c_l$  пружні константи [1.11, 1.20, 1.21]. Зокрема модуль Юнга  $Y^{Ю}$  для більшості матеріалів визначається як:

$$c_l = \sqrt{\frac{Y^{Ю}}{\rho}}, \rightarrow Y^{Ю} = \frac{4h_{ет}^2 m}{\tau_{ет} V}, \quad (1.10)$$

де  $\rho$ ,  $m$ ,  $V$  – відповідно густина, маса та об'єм матеріалу ОК.

В матеріалах з анізотропією швидкість звуку може залежати від напрямку поширення, змінюватись через зміну структури речовини, наявність домішок, внутрішніх і зовнішніх напружень у матеріалі.

Вибір частоти коливань в методі лунаїмпульсної УЗТ зазвичай обирається з умови досягнення компромісу між високою роздільною здатністю (її підвищення потребує підвищення частоти) та низьким загасанням коливань (для зменшення загасання необхідно зменшувати частоту коливань). Найбільш вживаним діапазоном частот ультразвукових лунаїмпульсних товщиномірів є діапазоні від 1,0 до 10,0 МГц.

### 1.3 Формування інформаційних сигналів лунаїмпульсної УЗТ

Сигнали в УНК розглядаються як коливання і хвилі [1.18 – 1.25, 1.31, 1.32]. Під час поширення в середовищі звукова хвиля втрачає свою початкову енергію, зменшується за інтенсивністю, зі збільшенням часу затримки все більше маскується шумом, що ускладнює процес виявлення луна-сигналів і вимірювання часових інтервалів. Зазвичай досліджувані сигнали – це обмежені в часі ультразвукові хвилі синусоїдної форми з гауссовою (або близькою до прямокутної форми) обвідною. В сукупності з корисним сигналом одночасно реєструються і шумові сигнали, які перешкоджають виявленню корисних сигналів і оцінюванню їх параметрів.

Вибір типу сигналу, в залежності від завдання контролю, визначається: геометричними розмірами ОК; видом ОК; інформацією яку необхідно отримати; особливостями акустичного тракту; типом перетворювача; відношенням с/ш; статистичними характеристиками шумів; особливостями поширення хвиль та стану навколишнього середовища; технічними можливостями апаратури контролю [1.14, 1.33].

В ОК випромінюється зонduючий ультразвуковий сигнал з гармонічним заповненням, загальний вид якого представляється моделлю

$$u_3(t) = U(t) \sin 2\pi ft, \quad t \in [0, T_3], \quad (1.11)$$

де  $U(t)$ ,  $f$  – відповідно обвідна сигналу і частота гармонічної несучої;  $t$ ,  $T_3$  – поточний час і інтервал часу, на якому задано сигнал  $u_3(t)$ .

В загальному випадку аналізу підлягає електричний сигнал  $u_{\text{Д}}(t)$ , який являє собою адитивну суміш корисної складової у вигляді періодичної (з періодом повторення  $T_{\text{П}}$ ) послідовності відбитих луна-сигналів, сигналу ревербераційних шумів і реалізації гауссового шуму

$$u_d(t) = \sum_{i=1}^k (k_{\text{EAT},i}) u_3(t - \tau_3 - (i-1)\tau) + u_p(t) + \xi(t) = u_k(t) + u_p(t) + \xi(t), \quad (1.12)$$

де  $k_{\text{EAT},i}$  – коефіцієнти ЕАТ для  $i$ -того луна-імпульсу,  $i = \overline{1, k}$ ;  $\tau_3$  – затримка першого луна-імпульсу відносно зондуєчого;  $\xi(t)$  – реалізація адитивного гауссового шуму з нульовим математичним сподіванням та дисперсією  $\sigma^2$ ;  $u_p(t)$  – ревербераційна складова сигналу, за рівнем значно менша за відбитий сигнал, додається до луна-сигналів і збільшує їх тривалість;  $u_k(t)$  – корисна складова сигналу.

На рис. 1.7 предсавлена модель формування сигналу лунаїмпульсної УЗТ.

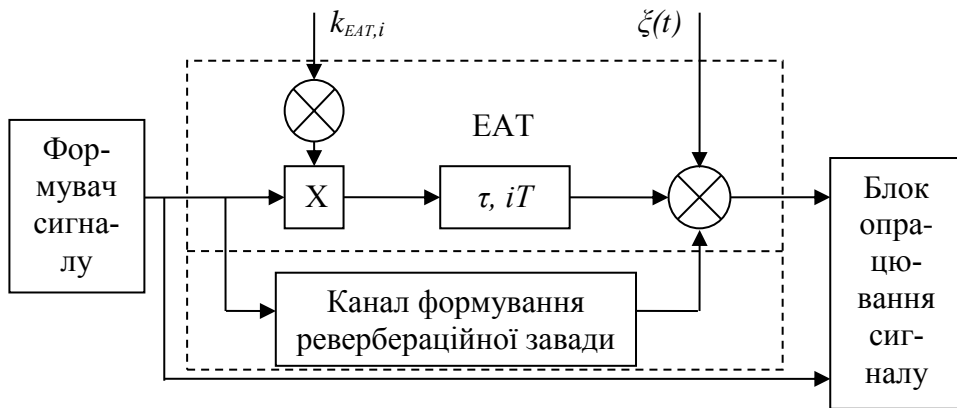


Рис. 1.7. Графічне представлення процесу формування вимірювальних сигналів в ультразвуковій лунаїмпульсній товщинометрії

Ультразвукові сигнали з гауссовою обвідною використовуються у випадку, коли ПЕП має недостатньо широку смугу пропускання; сигнали з близькою до прямокутної обвідною застосовують у випадку широкосмугових ПЕП [1.14, 1.21, 1.33]. Це пояснюється таким чином. Довільну періодичну послідовність імпульсів можна представити сумою неперервних гармонічних коливань різної частоти з різними амплітудами і початковими фазами. Спектр сигналу залежить від форми і тривалості імпульсів: чим коротший імпульс тим ширший його спектр. Короткими імпульсами з найбільш вузьким спектром є дзвоноподібні або гауссові імпульси з симетричними фронтом і спадом. У випадку недостатньо широкої смуги пропускання системи прямокутний імпульс стає більш тривалим у часі і наближається за формою до дзвоно-

подібного [1.33]. Зменшення тривалості сигналу веде до розширення його спектра. Для введення такого сигналу в ОК необхідно використувати широкосмугові ПЕП.

Гауссова обвідна сигналу визначається моделлю:

$$s(t) = Ae^{-\frac{t^2}{2a^2}}, \quad -\infty < t < +\infty, \quad (1.13)$$

де  $A$  – амплітуда;  $a$  – параметр, що задає тривалість імпульсу.

В часовій області умовно тривалість імпульсу визначають за рівнем  $s(t) = Ae^{-1/2}$ .

Ультразвуковий сигнал з прямокутною обвідною амплітудою  $A$ , тривалістю  $\tau_i$  і гармонічним сигналом-носієм, який на осі часу заданий положенням середини імпульсу в момент часу  $t = 0$ , представляється

$$s(t) = \begin{cases} A \sin 2\pi ft & \text{якщо } -\tau_i/2 \leq t \leq \tau_i/2; \\ 0, & \text{при } t < -\tau_i/2 \text{ і } t > \tau_i/2. \end{cases} \quad (1.14)$$

Критерії вибору сигналу залежать від поставленої задачі; для кожного конкретного випадку обирається конкретний ПЕП з певною смугою пропускання та зондуєчий сигнал, з метою отримання найкращих результатів.

Шуми, що супроводжують приймання корисних сигналів УЗТ, можуть бути зовнішніми та внутрішніми (тепловими). Рівень зовнішніх шумів під час контролю виробів з КМ може бути співставним з рівнем корисних сигналів, тому товщиномір необхідно налаштувати таким чином, щоб він виявляв регулярно повторювані сигнали. Теплові шуми виникають у електронних блоках товщиноміра і погіршують умови виявлення корисних сигналів. Для зменшення впливу шумів застосовують спеціальні методи опрацювання сигналів. Виявлення сигналів УЗТ за зменшеного відношення с/ш дозволяє здійснити контроль матеріалів зі значним загасанням і покращити показники прецизійності за рахунок статистичного опрацювання даних вимірювань більшого обсягу.

#### 1.4 Сучасний стан розвитку засобів лунаїмпульсної УЗТ

Залежно від типу ОК, мети дослідження та точності вимірювання ультразвукові товщиноміри поділяються на три групи [1.26]:

- прилади ручного контролю виробів з гладкими плоско-паралельними поверхнями;

- прилади ручного контролю виробів з грубими непаралельними поверхнями;
- прилади автоматичного контролю виробів у технологічному потоці.

Незалежно від групи всі ультразвукові лунаїмпульсні товщиноміри мають багато спільних рис. Узагальнена структура товщиноміра, який реалізує амплітудний метод вимірювання часових інтервалів, тобто передбачає їх визначення за обвідними донних імпульсів, наведена на рис. 1.8 [1.20]. Схема працює наступним чином. Генератор синхронізуючих імпульсів (ГСІ, 12) забезпечує синхронізацію роботи вузлів товщиноміра, реалізуючи імпульсний режим випромінювання/приймання ультразвукових коливань. Генератор зондувальних імпульсів (ГЗІ, 11), формує електричні сигнали для збудження ультразвукових коливань у перетворювачі (ВПр, 10). З метою формування короткотривалого ультразвукового сигналу смуга пропускання перетворювача розширена в область високих частот. За наявності акустичного контакту високочастотні механічні коливання вводяться в ОК. Віддзеркалені від нижньої межі «ОК – повітря» коливання перетворюються в ПЕП в електричні сигнали, що надходять на вхід приймально-підсилювального тракту товщиноміра.

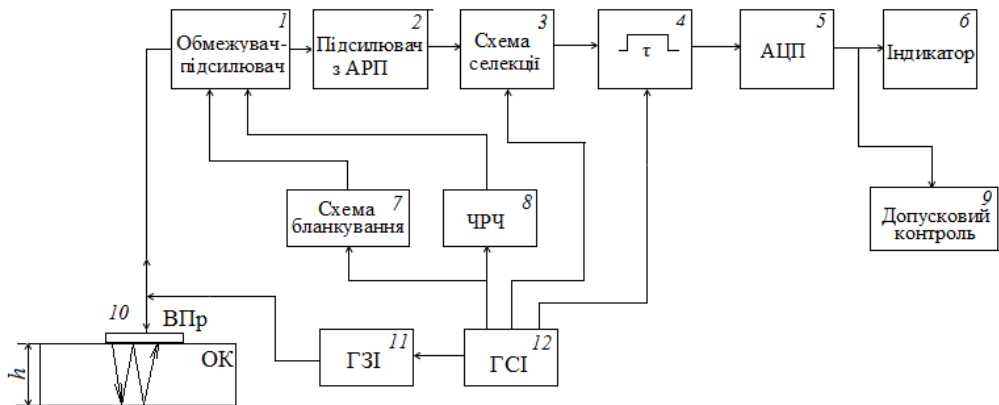


Рис. 1.8. Узагальнена структурна схема луна імпульсного товщиноміра з еталонуванням включно з розташуванням ВПр на ОК

Цей тракт включає такі послідовно з'єднані блоки:

- ширококутовий підсилювач високої частоти з діодним обмежувачем на вході і низьким вихідним опором (1);
- ширококутовий підсилювач з автоматичним регулюванням підсилення (АРП, 2), що стабілізує амплітуду донних імпульсів;

- схему селекції імпульсів за якими визначається початок і закінчення вимірюваного часового інтервалу (3);
- блок формування вимірювального інтервалу (4);
- блок аналого-цифрового перетворення (АЦП, 5) вимірюваного часового інтервалу в цифровий код;
- блок цифрової індикації (6);

Крім того схема товщиноміра включає: блок захисту від завад (7), що здійснює бланкування (вимкнення) вхідного підсилювача на час вимірювального циклу; блок часового регулювання чутливості (ЧРЧ, 8) для часового управління коефіцієнтом підсилення підсилювача  $I$  за законом оберненим до експоненти для зменшення залежності амплітуди лунаосигналу від товщини ОК (блоки 2 і 8 стабілізують амплітуду лунаосигналів); блок допускового контролю (9), який, в разі потреби, сигналізує про вихід товщини ОК за межі встановленого допуску.

У випадку вимірювання надмалих часових інтервалів до складу приймально-підсилювального тракту може бути введений блок лінійної трансформації часового інтервалу.

Загальні вимоги до ультразвукових товщиномірів та їх складових викладені в роботах [1.26-1.29]. Одним з основних показників якості товщиномірів є їх похибка вимірювання. Остання для лунаїмпульсних товщиномірів з амплітудним методом вимірювання часового інтервалу визначається двома основними факторами [1.20]:

- методом вимірювання товщини і характером акустичного тракту (похибки формування вимірювального інтервалу, перетворення вимірювального інтервалу в аналогову величину тощо);
- апаратурним рішенням (похибки аналого-цифрового перетворення, похибки коефіцієнтів передачі вузлів товщиноміру тощо).

Процес вимірювання інтервалу часу  $\tau$  супроводжується виникненням похибок методичного і інструментального характеру. З урахуванням цього та за умови точного визначення швидкості  $c_l$ , відносна похибка результату вимірювання товщини визначається як [1.20]:

$$\frac{\Delta h}{h} = 2 \left( \frac{\Delta \tau}{\tau} + \frac{\Delta A_{A-A}}{A_{A-A}} + \frac{\Delta N}{N} \right), \quad (1.15)$$

де  $\Delta h$  – абсолютна похибка вимірювання товщини ОК;  $\Delta \tau$  – абсолютна похибка формування вимірювального інтервалу,

$$\Delta \tau = \Delta \tau_1 + \Delta \tau_2 + \Delta \tau_3, \quad (1.16)$$

де  $\Delta \tau_1$  – сумарна абсолютна похибка формування інтервалу часу,  $\Delta \tau_2$  –

похибка через проходження контактної рідини між ОК і ПЕП,  $\Delta\tau_3$  – похибка від нестабільності швидкості звуку в ОК;  $\Delta\tau/\tau$  – відносна похибка формування вимірюваного інтервалу;  $\Delta A_{A-A}/A_{A-A}$  – відносна похибка перетворення аналог-аналог для обвідної сигналу;  $\Delta N/N$  – відносна похибка АЦП.

Потенційну точність вимірювання ультразвукових товщиномірів визначають за похибкою формування вимірювального інтервалу, решта складових загальної похибки має узгоджуватись з нею. Нижче розглянуто характерні методи формування вимірювальних часових інтервалів в УЗТ, застосування яких залежить від умов, матеріалу ОК і завдань контролю, параметрів і характеристик сигналу УЗТ.

1. *Реєстрація першого/максимального виявленого сигналу.* Суть методу полягає в наступному: за наявності у вимірювальному стробі одночасно декількох сигналів проводиться реєстрація першого або максимального прийнятого сигналу в залежності від його форми.

2. *Фіксація та визначення  $\tau$  за обраною напівхвилею.* Сучасні УЗ товщиноміри мають функцію налаштування вимірювальних стробів, що дозволяє обрати спосіб реєстрації і визначення параметрів вимірюваних сигналів:

- за позитивною напівхвилею сигналу-носія;
- за негативною напівхвилею сигналу-носія;
- за радіосигналом (за обома напівхвилями сигналу-носія).

Вибір напівхвилі сигналу-носія, за якою здійснюється виділення вимірюваного часового інтервалу, дає змогу дещо зменшити похибку формування часового інтервалу, яка зумовлена кінцевими тривалістю радіоімпульсного сигналу і швидкістю наростання/спаду його обвідної. Наявність цієї функції пояснюється використанням спеціалізованих, призначених виключно для УЗТ, ПЕП з несиметричними короткими за тривалістю сигналами (внаслідок конструктивних особливостей, підсиленого демпфування, яке потрібне для скорочення імпульсу).

В ряді випадків вимірювані товщини ОК, виготовлених з матеріалів зі значним загасанням ультразвуку, визначення часових інтервалів може здійснюватись за зондуючим та першим донним сигналами. Відомо, що у випадку відбивання сигналу від границі поділу твердої та «мякої» поверхонь фаза сигналу-носія змінюється на  $180^\circ$ . Для уникнення похибки вимірювання, яка обумовлена цим ефектом, застосовується режим виділення часового інтервалу за протилежними напівхвилями сигналу-носія, до прикладу за позитивною для зондуючого та негативною для донного сигналів чи навпаки, в залежності від форми імпуль-

сів. Можливий варіант з багаторазовим визначенням  $\tau$  за цим способом з наступним усередненням отриманих результатів.

3. *Вимірювання товщини з використанням мульти-лунасигналів* [1.20]. Вимірювання проводиться між першим та одним з багаторазово відбитих донних сигналів. Для підвищення точності рекомендується обрати максимально віддалений донний сигнал. В цьому випадку середньоквадратичне значення похибки виділення часового інтервалу зменшується наближено в  $\sqrt{n}$  разів, де  $n$  – кількість врахованих часових проміжків між першим і останнім донними сигналами.

4. *Використання апріорної інформації про діапазон вимірювання*. Зазвичай, до формулювання завдання вимірювання попередньо відоме номінальне значення товщини ОК та допуски на нього. Це дозволяє оцінити загальний діапазон можливих значень вимірюваних товщин, обмежений певними мінімальним та максимальним значеннями. Якщо під час проведення процесу вимірювання товщини отримане поточне значення знаходиться за межами вказаного діапазону, то воно вважається помилковим та ігнорується.

5. *Усереднення результатів вимірювання*. Однією з найбільш поширених операцій з опрацювання даних в УЗТ є усереднення результатів багаторазових вимірювань. Зрозуміло, що цей процес призводить до підвищення точності, оскільки результати окремих вимірювань мають випадкові як позитивні, так і негативні відхилення від точного значення і тому частково взаємно компенсуються.

6. *Використання методів вимірювання, що ґрунтуються на формуванні часової мітки*. Суть таких методів полягає у вимірюванні інтервалу часу між випроміненим і прийнятим сигналами за певними їх мітками, до прикладу, за моментами часу їх перетину обраного фіксованого порогового рівня, за методами прив'язки до фронту сигналу, перетину нуля, пікового сигналу, відстежуючого порогу. Рекомендації щодо застосування цих методів наведено у роботі [1.34].

Для цього методу точність вимірювань через вплив шумів погіршується зі збільшенням рівня шуму. Нелінійні спотворення сигналів із занадто великою амплітудою також призводять до зниження точності формування часових інтервалів [1.16].

7. *Використання особливостей фазових характеристик сигналів лунаїмпульсної УЗТ*. Цей метод запропоновано для вимірювання товщини багатошарових виробів. Ідея методу викладена авторами в роботах [1.35, 1.36], а її розвиток поданий в [1.37, 1.38]. Сутність методу полягає в наступному. Досліджуваний виріб прозвучується за допомогою поздовжніх ультразвукових хвиль. Внаслідок малої товщини по-



верхневого шару відбувається суміщення в часі зодуючого і донного сигналів, що призводить до спотворення фазової характеристики сигналів (ФХС), тобто спотворення залежності фази сигналу від часу. Наприклад, якщо використовується радіоімпульсний зонduючий сигнал з гармонічним сигналом-носієм, фазова характеристика неспотвореного сигналу є лінійною функцією часу. Фазу сигналу можна отримати на основі використання перетворення Гільберта [1.39]. Цей метод більш детально розглядається в р. 3.

8. *Використання дисперсії фазових зсувів сигналу-носія.* Даний метод запропоновано авторами для вимірювання товщини виробів, що виготовлені з матеріалів зі значним загасанням. Ідея методу викладена в роботах [1.35, 1.40], а його поглиблене дослідження – в [1.41]. Сутність методу полягає в наступному.

Акустичний зонduючий радіоімпульсний сигнал вводять в ОК, приймають відбитий сигнал після його розповсюдження в ОК, визначають фазову характеристику відбитих сигналів, обчислюють різницю цієї характеристики і фази сигналу-носія. Отриману різницю піддають ковзному віконному обробленню, для кожного положення вікна визначають кругову дисперсію  $V$  (або зв'язану з нею характеристику – вибірккову довжину вектора, або просто  $r$ -статистику) [1.40 – 1.43], а час розповсюдження сигналу в ОК знаходять за її мінімумами (або максимумами для  $r$ -статистики). Цей метод детально розглянуто в р. 4.

Уявлення про стан розвитку засобів лунаїмпульсної УЗТ дає табл.1.6, в якій подано основні технічні характеристики таких засобів вимірювання провідних світових виробників.

Аналіз характеристик ультразвукових лунаїмпульсних товщиномірів та інших матеріалів дозволяє визначити основні тенденції розвитку приладів цього класу:

- 1) розширення діапазону вимірювання;
- 2) розширення номенклатури матеріалів, що витікає з розширення діапазону швидкостей ультразвуку. Наприклад, прилади CL 400, CL 5 забезпечують роботу в діапазоні швидкостей ультразвуку від 0,1 до 20 000 м/с. Це дає змогу контролювати одним приладом ОК з різних матеріалів – бетону, рідин, конструкційної кераміки, металів тощо;
- 3) розширення функціональних можливостей. Більшість приладів має в своєму складі мікропроцесорні блоки, які реалізують різні алгоритми цифрового опрацювання сигналів, документування результатів контролю, передавання даних в комп'ютерну мережу для інших користувачів. Переважна більшість приладів потребує калібрування під час проведення вимірювань.

Таблиця 1.6. Технічні характеристики ультразвукових лунаїмпульсних товщиномірів

Найменування характеристик	Назва, виробник, країна							
	Pocket MIKE, GE Inspection Technologies, США	DMS2, DMS 2TS, GE Inspection Technologies, США	CL400, GE Inspection Technologies, США	CL5, GE Inspection Technologies, США	T-Scope III, StressTel, США	Alfagage, Sonatest, Великобританія	DMS2, Krautkramer, Німеччина	36DL PLUS, Panametrics, США
Діапазон товщин, мм	1,0...250	0,2...635	0,13...760	0,13...500	0,25...508	0,6...500	0,66...635	0,5...500
Швидкість звуку, м/с	1000...9999	1000...9999	0,1...19999	0,1...19999	1000...9999	2000...9999	1000...9999	762...13999
Роздільна здатність, мм	0,01 до 99,99; 0,1 вище	0,01 або 0,1	0,01 або 0,01 або 0,1 за вибором	0,01 або 0,01 або 0,1 за вибором	0,01	0,01	0,01 або 0,1	0,01 або 0,1
Смуга частот, МГц	5	0,5...15	1,5...28	0,5...15	0,5...22	1...75	0,5...15	1...15
Перетворювачі	Вбудований	Роздільно-суміщені, суміщені	Роздільно-суміщені, суміщені	Роздільно-суміщені, суміщені	Роздільно-суміщені, суміщені	Роздільно-суміщені, суміщені	Роздільно-суміщені, суміщені	Роздільно-суміщені, суміщені
Наявність А-скану	нема	нема	є	є	є	є	є	є

Наведені в табл. 1.6 дані дають загальне уявлення про досягнуті на сьогодні технічні характеристики таких приладів УЗНК. Проте, ці дані й інші доступні в періодичних наукових виданнях відомості про ультразвукові лунаїмпульсні товщиноміри мають здебільшого рекламний характер, орієновані на досягнення комерційного успіху і не розкривають або приховують реальні можливості апаратури. Зокрема, відсутні дані про межу відношення  $c/\omega$ , за якої досягаються заявлені показники точності, час вимірювання, коефіцієнт загасання матеріалу ОК, алгоритми опрацювання даних, підвищення точності вимірювання за рахунок статистичного опрацювання експериментальних даних і т. і. Це обмежує можливості об'єктивного оцінювання наведених технічних характеристик та умов їх досягнення, унеможливорює проведення коректного співставного аналізу апаратури різних виробників.

В цілому аналіз публікацій з питань УЗНК засвідчив, що актуальними напрямками подальшого розвитку лунаїмпульсної УЗТ є:

- удосконалення існуючих та розроблення нових методів опрацювання вимірювальної інформації, що орієнтовані на функціонування за низького відношення  $c/\omega$ ;
- розроблення нових типів перетворювачів пружних коливань (електромагніто-акустичних перетворювачів, лазерних збудників і приймачів пружних коливань, фазованих антенних ґраток, широкосмугових п'єзоперетворювачів і т.і.);
- розроблення та практичне застосування нових методів оброблення інформаційних сигналів, пошук нових для УЗТ інформаційних параметрів сигналів тощо;
- покращення метрологічних характеристик засобів УЗТ;
- розроблення прецизійних засобів вимірювання товщини виробів та швидкості ультразвукових хвиль в матеріалі ОК.

### Література до розділу 1

- 1.1. *Болтон У.* Конструкционные материалы: металлы, сплавы, полимеры, керамика, композиты: Карманный справочник. /Пер. с англ. — М.: Издательский дом «Додэка-XX1», 2004. — 320 с, ил. (Серия «Карманный справочник»).
- 1.2. *Попович В. В.* Технологія конструкційних матеріалів і матеріалознавство: Підручник для студ. вищ. навч. закл. / В. В. Попович, В. В. Попович. — Львів: Світ, 2006. — 624 с.

- 1.3. *Пчелінцев В. О.* Механічні властивості та конструкційна міцність матеріалів: Навч. посіб. / В. О. Пчелінцев, А. І. Дегула.– Суми: СумДУ, 2012.– 247 с
- 1.4. *Механіка руйнування і міцність матеріалів: довідник. посіб. / під заг. ред. В. В. Панасюка. Т.9: Міцність і довговічність авіаційних матеріалів та елементів конструкцій / О. П. Осташ, В. М. Федірко, В. М. Учанин та ін. / під ред. О. П. Осташа, В. М. Федірка. – Львів: Вид-во «Сполом», 2007.– 1068 с.*
- 1.5. *Волокнистые композиционные материалы / пер. с англ. – М., 1967. – 179 с.*
- 1.6. *Современные композиционные материалы / под ред. П. Крока и Л. Броутмана; пер. с англ. – М.: Мир, 1970.– 253 с.*
- 1.7. *Потапов А. И.* Контроль качества и прогнозирование надежности конструкций из композитных материалов / А. И. Потапов. – М.: Машиностроение, 1980.–261с.
- 1.8. *Туманов А. Т.* Металловедение и термическая обработка металлов / А.Т. Туманов, К. И. Портной . — М.: Мир, 1972. – 240 с.
- 1.9. *Протасенко Т. А.* Биметаллы [Електронний ресурс] / Т. А. Протасенко // [веб-сайт]. – Режим доступу: [http : // www.khai.edu/download/IKTM-2009pdf](http://www.khai.edu/download/IKTM-2009pdf) .
- 1.10. *Лукьянченко В. В.* Нивелирование гальванических процессов на металлических имплантатах с помощью покрытий / В. В. Лукьянченко, Е. К. Свиридова, И. И. Степанова и др. // Український журнал мед. техніки і технології. – 2007. – № 1. – С. 9 – 11.
- 1.11. *Неразрушающий контроль и диагностика. : справочник / В. В. Клюев, Ф. Р. Соснин, А. В. Ковалев и др.; под ред. В. В. Клюева.– 3-е изд., испр. и доп.– М.: Машиностроение, 2005. – 656 с.*
- 1.12. *Білокур І. П.* Основи дефектоскопії: підручник / І. П. Білокур. – К.: Азимут–Україна, 2004. – 496 с.
- 1.13. *Овсянкін А. М.* Системний підхід до контролю технічного стану конструкцій авіаційної техніки: монографія / А. М. Овсянкін. – К.: НАУ, 2008. – 160 с.
- 1.14. *Неразрушающий контроль: 5 кн. Кн.2. Акустические методы контроля: практ. пособие / И. Н. Ермолов, Н. П. Алешин, А. И. Потапов/под ред. В. В. Сухорукова. –М.: Высш.шк., 1991.–283 с.*
- 1.15. *Павлов И.В.* Композиционные материалы и неразрушающий контроль / И. В. Павлов // В мире неразрушающего контроля : Ежеквартальное журнальное обозрение. – 2003. – № 3. – С. 4–7.
- 1.16. *Балдев Р.* Применение ультразвука / Р. Балдев, В. Раджендран, П.Паланичами. – М.: Техносфера, 2006. – 576 с.

- 1.17. *Pileckas E.* The measurements possibilities of acoustic damping in composite materials / E. Pileckas // AVIATION – 2004, – Vol VIII. – No 4. – P. 16–20.
- 1.18. *Ультразвуковой контроль материалов:* Справ. изд.: пер. с нем. / Й. Крауткремер, Г. Крауткремер. – М.: Металлургия, 1991. – 752 с.
- 1.19. *Гурович А.К.* Толщинометрия изделий и покрытий. Методы и задачи / А.К. Гурович, В.А. Сясько, Б. В. Артемьев, А. Я. Грудский, Ю. К. Федосенко, В. Г. Шевалдыкин //Ежеквартальное журнальное обозрение «В мире неразрушающего контроля». – 2008. – №2 (40). – С. 5.
- 1.20. *Королев М.В.* Эхо-импульсные толщиномеры / М.В. Королев. – М.: Машиностроение, 1980. – 111 с.
- 1.21. *Цапенко В.К.* Основы ультразвукового неруйнівного контролю: Підручник / В.К. Цапенко, Ю.В. Куц. – К.: НТУУ «КПІ», 2010. – 448 с.
- 1.22. *Ермолов И.Н.* Расчеты в ультразвуковой дефектоскопии: Краткий справочник / И.Н. Ермолов, А.Х. Вовилкин, В.Г. Бадалян. – М.: НПЦ «ЭХО+», 2004, – 110 с.
- 1.23. *Контроль неразрушающий акустический. Термины и определения :* ГОСТ 23829 – 85. – [Чинний від 2002-01-01]. –К. : Вид-во стандартів, 2001. – 22 с.
- 1.24. *Ермолов И. Н.* Теория и практика ультразвукового контроля / И. Н. Ермолов. – М.: Машиностроение, 1981.– 240 с.
- 1.25. *P. J. Mudge.* Properties of wave modes used for long-range ultrasonic testing // Insight February. - 2002. - P. 95–97.
- 1.26. *ГОСТ 23702-90.* Контроль неразрушающий. Преобразователи ультразвуковые. Методы испытаний. – Введ. 01.01.92. – М.: Изд-во стандартов, 1992. – 35 с.
- 1.27. *ГОСТ 28702-90.* Контроль неразрушающий. Толщиномеры ультразвуковые. Общие технические требования. – Введ. 01.01.92. – М.: Изд-во стандартов, 2005. – 10 с.
- 1.28. *ГОСТ 8.495-83.* Государственная система обеспечения единства измерений. Толщиномеры ультразвуковые контактные. Методы и средства поверки. – Введ. 01.01.85. – М.: Государственный комитет СССР по стандартам, 1985. – 10 с.
- 1.29. *ГОСТ 22238-76.* Контроль неразрушающий. Меры образцовые для поверки толщиномеров покрытий. Общие положения. – Введ. 01.01.78. – М.: Государственный комитет СССР по стандартам, 1979. – 4 с.

- 1.30. *ГОСТ 23667-85. Контроль неразрушающий. Дефектоскопы ультразвуковые. Методы измерения основных параметров.* – Введ. 01.01.87. – М.: Государственный комитет СССР по стандартам, 1987. – 18 с
- 1.31. *Давыдов А.В. Сигналы и линейные системы: Тематические лекции [Электронный ресурс] / А.В. Давыдов.* – Екатеринбург: УГ-ГУ, ИГиГ, кафедра геоинформатики. Фонд электронных документов, 2005. – С. 262. – Режим доступа: <http://geoin.org/signals/index.html>.
- 1.32. *Lyons, Richard G. Understanding digital signal processing / Richard G. Lyons.* – Upper Saddle River, A Prentice Hall PTR Publication, 2001, – 520 p.
- 1.33. *Гоноровский И.С. Радиотехнические цепи и сигналы. Учебник для вузов / И.С. Гоноровский.* – М.: Сов. радио, 1977, – 608 с.
- 1.34. *Fowler K. A., Elfbaum G. M., Smith K. A., Nelligan T. J. Theory and application of precision ultrasonic thickness gaging.* – NDTnet, 1997. – V. 2.
- 1.35. *Куц Ю.В. Статистична фазометрія. Наукова монографія / Ю.В. Куц, Л.М. Щербак.* – Тернопіль: ТДТУ ім. І. Пулюя, 2009. – 384 с.
- 1.36. *Патент на корисну модель № 18441 Україна, МПК (2006) G01B17/00. Спосіб ультразвукового вимірювання товщини багатопшарових матеріалів та виробів / Єременко В.С., Куц Ю.В., Монченко О.В.* – Заявник та патентовласник Національний авіаційний університет. – № u200604354; заявл. 18.04.2006; опубл. 15.11.2006, Бюл. №11.
- 1.37. *Монченко О.В. Фазовий метод ультразвукової товщинометрії виробів з багатопшарових матеріалів: дис. ... кандидата техн. наук : 05.11.13 / Монченко Олена Володимирівна.* – К., 2010. – 156 с.
- 1.38. *Куц Ю.В. Ультразвуковое измерение толщины многослойных материалов и изделий / Ю.В. Куц, О.В. Монченко // Техническая диагностика и неразрушающий контроль.* – 2008. - №1. С. 35-38.
- 1.39. *Куц Ю.В., Щербак Л.М. Застосування перетворення Гільберта у фазометрії / Ю.В. Куц, Л.М. Щербак // Технологические системы.* – 2004. – №2. – с.50 – 55.
- 1.40. *Патент на корисну модель № 35057 України. МПК (2006) G01B17/02. Спосіб ультразвукового вимірювання товщини виробів / Куц Ю.В., Єременко В.С., Монченко О.В. та ін.* – Заявник та патентовласник Національний авіаційний університет. – № u200805320; заявл. 23.04.2008; опубл. 26.08.2008, Бюл. № 16.
- 1.41. *Бистра І. М. Вдосконалення методу і засобу ультразвукової товщинометрії виробів з матеріалів зі значним загасанням: дис. ...*

- кандидата техн. наук : 05.11.13 / Бистра Інна Миколаївна. – К., 2014.–152 с.
- 1.42. *Мардіа К.* Статистический анализ угловых наблюдений. – М.: Гл.ред. физ.-мат. Литературы изд-ва «Наука», 1979. – 240с.
- 1.43. *Fisher N.I.* Statistical analysis of circular data. / N.I. Fisher. – Cambridge: Cambridge University Press, 2000. – 277 p.

## Розділ 2

**МЕТОДОЛОГІЯ ОПРАЦЮВАННЯ СИГНАЛІВ ФАЗОВОЇ  
ЛУНАІМПУЛЬСНОЇ УЗТ**

Лунаїмпульсний метод УЗТ ґрунтується на випромінюванні у досліджуваній ОК коротких імпульсів пружних коливань і реєстрації часу їх проходження в ньому. Відомі методи опрацювання сигналів УЗТ здебільшого орієнтовані на застосування амплітудних характеристик сигналів. Найчастіше використовують обвідну сигналу або її певні значення, до прикладу такі, для яких має місце перетин сигналами певного рівня. Такі методи опрацювання сигналів УЗТ відносно просто реалізуються, але разом з цим такий підхід веде до втрати певної частини корисної інформації, яка міститься у фазовій характеристиці сигналів. Це призводить до зниження точності вимірювання часових інтервалів і збільшення похибки вимірювання товщини виробів. Таке зниження точності вимірювання стає все більш відчутним за зменшення відношення с/ш аналізованого сигналу, що має місце, до прикладу, у випадку ультразвукового контролю матеріалів зі значним загасанням.

В цьому розділі представлено і досліджено інший спосіб визначення часу затримки поширення ультразвукового сигналу в ОК за умови його значного зашумлення. Він ґрунтується на використанні положень детермінованої та статистичної фазометрії і дає змогу враховувати фазову структуру досліджуваних сигналів і, відповідно, більш повно використати наявну в лунаісигналі корисну інформацію.

**2.1 Дискретне перетворення Гільберта як методологічна  
основа статистичного опрацювання характеристик сигналів**

В основу запропонованого способу луна імпульсної УЗТ покладено визначення часу затримки поширення сигналів за певними детермінованими і статистичними характеристиками, які визначаються через фазові характеристики сигналів (ФХС). Сигнали лунаїмпульсної УЗТ належать до класу циклічних сигналів. Їх характеристики можна оцінити за допомогою перетворення Гільберта.

*Перетворення Гільберта сигналів та його властивості.* Спочатку наведемо відоме означення [2.1 - 2.4]

*Означення 2.1.* Перетворенням Гільберта (ПГ) дійсної функції



$f(x) \in L_p(-\infty, \infty)$ ,  $p = \overline{1, 2}$  є невластний інтеграл виду

$$f_{\mathbf{H}}(x) = \mathbf{H}[f(x)] = \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{f(x+s) - f(x-s)}{s} ds, \quad (2.1)$$

де  $\mathbf{H}(\cdot)$  – позначення оператора перетворення Гільберта.

Якщо  $f(x) \in L_p(-\infty, \infty)$ ,  $p = \overline{1, 2}$ , то і функція  $f_{\mathbf{H}}(x) \in L_p(-\infty, \infty)$  і тоді справедливе обернене перетворення Гільберта

$$f(x) = \mathbf{H}^{-1}[f_{\mathbf{H}}(x)] = -\frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{f_{\mathbf{H}}(x+s) - f_{\mathbf{H}}(x-s)}{s} ds. \quad (2.2)$$

Формулам (2.1) і (2.2) еквівалентна інша пара формул [2.4]

$$f_{\mathbf{H}}(x) = \mathbf{H}[f(x)] = \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{f(s)}{s-x} ds; \quad (2.3)$$

$$f(x) = \mathbf{H}^{-1}[f_{\mathbf{H}}(x)] = -\frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{f_{\mathbf{H}}(s)}{s-x} ds. \quad (2.4)$$

В цих виразах інтеграли розуміються у сенсі головного значення (головного значення за Коші).

Важливим класом функцій для прикладних завдань є клас функцій  $f(x) \in L_p(0, 2\pi)$ ,  $p \in (1, 2)$ . Для таких функцій також обґрунтоване використання формул (2.1) – (2.4).

Наведені вище інтегральні оператори, які породжені ПГ, є обмеженими неперервними лінійними операторами з відповідними властивостями. Наведемо основні властивості ПГ для функцій таких класів:  $f(x) \in L_p(-\infty, \infty)$  або  $L_p[0, 2\pi)$ ,  $p = \overline{1, 2}$  [2.1].

1. *Лінійність.* Для функцій  $f_1(x)$  та  $f_2(x)$  за довільних чисел  $\alpha_1, \alpha_2$

$$\mathbf{H}[\alpha_1 f_1(x) + \alpha_2 f_2(x)] = \alpha_1 \mathbf{H}[f_1(x)] + \alpha_2 \mathbf{H}[f_2(x)]. \quad (2.5)$$

2. *Властивість зсуву.* Для довільного дійсного значення  $s \in R$  виконується рівність

$$\mathbf{H}[f(x-s)] = f_{\mathbf{H}}(x-s). \quad (2.6)$$

3. *Властивість ортогональності.* Для функції  $f(x)$  і її гільберт-образу  $f_{\mathbf{H}}(x)$  виконується умова ортогональності

$$\int_{-\infty}^{\infty} f(x)f_{\text{H}}(x)dx = 0. \quad (2.7)$$

4. *Подвійне перетворення Гільберта.* У разі подвійного застосування ПГ до функції  $f(x)$ , маємо

$$\mathbf{H}[\mathbf{H}[f(x)]] = -f(x). \quad (2.8)$$

5. *Властивість парності та непарності.* Якщо  $f(x)$  парна функція змінної  $x$ , то  $f_{\text{H}}(x)$  – непарна, якщо  $f(x)$  непарна, то  $f_{\text{H}}(x)$  – парна.

6. *Властивість інваріантності зміни масштабу.* Для довільного числа  $\alpha > 0$  має місце наступне співвідношення

$$\mathbf{H}[f(\alpha x)] = f_{\text{H}}(\alpha x). \quad (2.9)$$

7. *Комутативність лінійних операторів.* Для обмеженого лінійного оператора  $\mathbf{B}[\cdot]$  має місце властивість

$$\mathbf{H}[\mathbf{B}[f(x)]] = \mathbf{B}[\mathbf{H}[f(x)]]. \quad (2.10)$$

8. *Перетворення Фур'є.* Нехай існує перетворення Фур'є функції  $f(x) - \mathbf{F}[f(x)]$ , де  $\mathbf{F}[\cdot]$  – оператор перетворення Фур'є. Із формули (2.3) випливає, що гільберт-образ  $f_{\text{H}}(x)$  функції  $f(x)$  визначається як згортка

функції  $f(x)$  з ядром ПГ:  $\mathbf{H}[f(x)] = f(x) * \frac{1}{\pi x}$ . Перетворення Фур'є функції  $1/\pi x$  визначається як

$$\mathbf{F}\left[\frac{1}{\pi x}\right] = \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{1}{x} e^{-i2\pi fx} dx = \dot{K}(f) = -i \operatorname{sign}(f) = \begin{cases} -i, & f > 0; \\ 0, & f = 0; \\ i, & f < 0, \end{cases} \quad (2.11)$$

де  $i = \sqrt{-1}$ . Отже перетворення Фур'є (спектр) гільберт-образу  $f_{\text{H}}(x)$  пов'язане зі спектром вхідної функції  $f(x)$  співвідношенням

$$\mathbf{F}[f_{\text{H}}(x)] = -i \operatorname{sign}(f(x)) \mathbf{F}[f(x)]. \quad (2.12)$$

Перетворення (2.1) або (2.3) дає змогу однозначно представити циклічно змінювану в часі функцію  $u(t)$  через її швидку фазову  $\Phi(t)$  і значно повільнішу амплітудну  $A(t)$  характеристики:

$$u(t) = A(t) \cos[\Phi(t)]. \quad (2.13)$$

Амплітудна характеристика сигналу (АХС)  $A(t)$  і частина  $\Phi(t)$  в межах напівінтервалу  $[0, 2\pi)$  є функціями часу і визначаються через ПГ наступним чином:

$$A(t) = \sqrt{u^2(t) + u_n^2(t)}, \quad (2.14)$$

$$\varphi(t) = \Phi(t) \bmod 2\pi = \arctg \frac{u_n(t)}{u(t)} + \frac{\pi}{2} \{2 - \text{sign}u_n(t)[1 + \text{sign}u(t)]\}, \quad (2.15)$$

де  $(\cdot) \bmod 2\pi$  – позначення операції визначення лишку функції за модулем  $2\pi$ ;  $\text{sign}[\cdot]$  – знакова функція,

$$\text{sign}a = \begin{cases} 1, a > 0; \\ 0, a = 0; \\ -1, a < 0. \end{cases} \quad (2.16)$$

#### 9. Властивість енергії

$$\int_{-\infty}^{\infty} f^2(x) dx = \int_{-\infty}^{\infty} f_n^2(x) dx. \quad (2.17)$$

Ця властивість витікає з теореми Парсеваля [2.1].

#### 10. Властивість згортки

$$\mathbf{H}[f(x) * u(x)] = f(x)_n * u(x) = f(x) * u_n(x). \quad (2.18)$$

Більш детально зупинимось на аналізі виразу (2.15). Цей вираз свідчить, що ПГ безпосередньо дає змогу визначити лише частину ФХС в межах напівінтервалу  $[0, 2\pi)$ , що пов'язано з властивістю періодичності тригонометричних функцій. В науковій літературі [2.2] частину ФХС в межах  $[0, 2\pi)$  називають дробовою частиною. Обґрунтувати використання терміна “дробова частина” можна наступним чином. В практиці фазових вимірювань, наприклад, у далекометрії [2.5] використовують визначення фази періодичних сигналів (для фіксованого моменту часу) у фазових циклах – через їх цілу  $l$  і дробову  $\Delta l$  частини

$$\Phi = 2\pi(l + \Delta l), \quad (2.19)$$

тобто  $\Phi$  визначається через дійсне число  $(l + \Delta l)$  з множником  $2\pi$ . В цьому випадку  $\Delta l = \frac{\Phi}{2\pi} \bmod 1$ , тобто  $\Delta l$  є дробовою частиною дійсного числа. Через  $\Delta l$  визначається відповідна, дробова, частина фази

$$\varphi = 2\pi\Delta l = 2\pi \left[ \frac{\Phi}{2\pi} \bmod 1 \right] = \Phi \bmod 2\pi. \quad (2.20)$$

Для періодичних сигналів часу  $u(t)$  функція  $\varphi(t)$  має циклічний характер (наприклад, для гармонічного сигналу функція  $\varphi(t)$  має форму пилкоподібної функції з областю значень в інтервалі  $[0, 2\pi)$ ). Особливість цієї функції, а саме стрибкоподібна зміна її значень від  $2\pi$  до 0, дає змогу, в разі потреби, виконати розгортання функції і перейти від  $\varphi(t)$  до розгорнутої функції  $\Phi(t)$  на всьому інтервалі спостереження сигналу  $u(t)$ . Така потреба виникає, до прикладу, в завданні визначення миттєвої частоти сигналу

$$f(t) = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{d\Phi(t)}{d(t)}. \quad (2.21)$$

Важливою властивістю ПГ (2.1) є те, що за наявності  $x(t)$ ,  $t \in (-\infty, \infty)$ , це перетворення дає можливість однозначно визначати функції  $A(t)$  і  $\Phi(t)$  на всьому інтервалі існування  $u(t)$ . ПГ дає змогу оцінити і проаналізувати поточні зміни  $A(t)$  і  $\Phi(t)$  навіть в середині циклів періодичних сигналів, отже стає можливим отримання необхідного статистичного матеріалу для аналізу ймовірнісних характеристик ФХС і АХС. Відмінність ймовірнісних характеристик  $\Phi(t)$  та  $A(t)$  на ділянках часу, де присутній корисний сигнал маскований шумом, і ділянках з шумом (без корисного сигналу), створює передумови для виявлення на цій основі лунасигналів УЗТ за низького відношення с/ш.

**Фізична інтерпретація ПГ.** З виразу (2.11) випливає, що ПГ реалізується за допомогою лінійного фільтра з передавальною характеристикою  $\dot{K}(f) = -i \operatorname{sign}(f)$  та імпульсною характеристикою  $h(t) = 1/\pi t$ ,  $t \in (-\infty, 0) \cup (0, \infty)$  (рис. 2.1). Цей фільтр можна вважати ідеальним фазообертачем, оскільки для нього  $|\dot{K}(f)| = 1$ , крім значення  $|\dot{K}(0)| = 0$ , отже, такий фільтр зсуває або «повертає» фази всіх компонент спектра сигналу на кут  $+0,5\pi$  у діапазоні від'ємних частот та на  $-0,5\pi$  у діапазоні

додатних, і залишає незмінним амплітудні співвідношення між всіма компонентами сигналу  $u(x)$ .

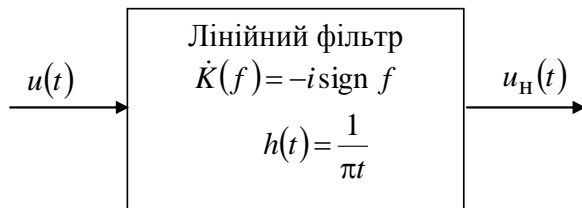


Рис. 2.1. Лінійний фільтр, що реалізує пряме перетворення Гільберта

Обернене ПГ реалізує лінійний фільтр з передавальною характеристикою

$$\dot{K}^{-1}(f) = \frac{1}{\dot{K}(f)} = -\dot{K}(f) = i \operatorname{sign}(f), \quad f \neq 0. \quad (2.22)$$

Для практичних застосувань у фазометрії важливу роль відіграють властивості однорідності ПГ:

- у часі – якщо  $u(t)$  замінити на  $u(t-t_0)$ ,  $t_0 = \text{const}$ , то гільберт-образ  $u_H(t)$  трансформується у  $u_H(t-t_0)$ ;

- за фазою – якщо в спектрі Фур'є  $u(t)$  зсунути всі фази складових на кут  $\theta_0 = \text{const}$ , то отримаємо  $u(t, \theta_0)$  замість  $u(t)$  і відповідно  $u_H(t, \theta_0)$  замість  $u_H(t)$ ;

- за частотою – якщо в спектрі Фур'є  $u(t)$  зсунути всі частоти на величину  $f_0 = \text{const}$ , то отримаємо  $u(t, f_0)$  замість  $u(t)$  і відповідно  $u_H(t, f_0)$  замість  $u_H(t)$ .

*Спектральні співвідношення.* Якщо існує перетворення Фур'є сигналів  $u(t)$  і  $u_H(t)$ , то їх спектри відповідно  $S_u(f)$  і  $S_{u_H}(f)$  зв'язані співвідношеннями

$$S_{u_H}(f) = \begin{cases} S_u(f), & f > 0; \\ S_u(0+), & \lim_{\delta \rightarrow 0} (0 + \delta); \\ -S_u(0-), & \lim_{\delta \rightarrow 0} (0 - \delta); \\ -S_u(f), & f < 0. \end{cases} \quad (2.23)$$

Для комплекснозначного сигналу (аналітичної версії сигналу  $u(t)$ )

$$\dot{z}(t) = u(t) + iu_H(t) \quad (2.24)$$

маємо [2.1]

$$S_{\dot{z}}(f) = \begin{cases} 2S_u(f), & f > 0, \\ S_u(0), & f = 0, \\ 0, & f < 0. \end{cases} \quad (2.25)$$

Графічну ілюстрацію цієї властивості дає рис. 2.2, на якому наведено приклади відповідності спектрів сигналів  $S_u(f)$ ,  $S_{u_H}(f)$  і  $S_{\dot{z}}(f)$ .

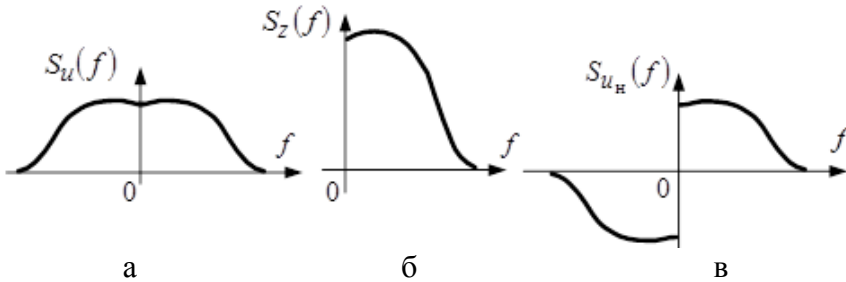


Рис. 2.2. Графіки спектрів сигналів  $u(t)$  (а),  $\dot{z}(t)$  (б) та  $u_H(t)$  (в)

Результат, який дається формулою (2.25), обґрунтовується властивостями ПГ: у діапазоні додатних частот спектри Фур'є сигналів  $u(t)$  і  $u_H(t)$  з урахуванням додаткового зсуву фаз на мінус  $0,5\pi$  додаються; у діапазоні від'ємних частот спектри Фур'є таких сигналів перебувають у протифазі і їх сума дорівнює нулю.

**Перетворення Гільберта на фінітних інтервалах часу.** Основні теоретичні результати, які пов'язані з використанням ПГ, отримані для функцій, що задавались на нескінченних часових інтервалах. Для практичної реалізації ПГ актуальним є використання перетворення на скінченному (фінітному) інтервалі часу.

У загальному випадку ПГ є фізично нереалізованим, оскільки передбачає визначення сигналу для аргументів з інтервалу  $(-\infty, \infty)$ . Тому всі реальні вимірювання характеристик сигналів на основі ПГ можна виконувати лише наближено. Дійсно, амплітудна, фазова і частотна (похідна ФХС в часі) характеристики сигналу  $u(t)$  мають інтегральний характер. Визначення цих характеристик потребує опрацювання сигналу на всьому часовому інтервалі його існування. Для деяких випадків можна отримати наближені оцінки цих характеристик за результатами

обмежених певним часовим вікном спостережень сигналу [2.5, 2.6]. Такі випадки можливі у разі, коли вагомий внесок в інтеграл (2.3) роблять відповідні фінітні значення досліджуваних сигналів. Зокрема, така можливість існує у разі опрацювання вузькосмугових сигналів. Вона дає змогу застосувати «ковзне» оброблення для визначення поточних оцінок характеристик сигналів. Зупинимось на цьому більш детально.

*Означення 2.2. Інтегральне перетворення функції  $u(t)$  виду*

$$u_{\text{нв}}(t) = \mathbf{H}_{\text{в}}[u(t)] = - \int_{t-T_{\text{в}}}^t \frac{u(\tau)}{\pi(t-\tau)} d\tau, \quad (2.26)$$

називатимемо ковзним перетворенням Гільберта, де  $T_{\text{в}} > 0$  – тривалість часового вікна.

Термін “ковзне” означає, що часове вікно тривалістю (апертурою)  $T_{\text{в}}$  можна вибирати довільно на часовій вісі  $t$ . Використаємо фінітне часове вікно прямокутної форми

$$B(t) = \begin{cases} 1, & t \in [t-T_{\text{в}}, t); \\ 0, & t \notin [t-T_{\text{в}}, t). \end{cases} \quad (2.27)$$

Як правило, рекомендується вибирати ковзне часове вікно  $T_{\text{в}} > T$ , де  $T$  – період сигналу  $u(t)$ . У цьому випадку ковзне ПГ сигналу  $u(t)$  згідно з (2.26) визначають як

$$u_{\text{нв}}(t) = \mathbf{H}[B(t)u(t)] \approx B(t)\mathbf{H}[u(t)] \approx B(t)u_{\text{н}}(t). \quad (2.28)$$

Оскільки, спектри Фур’є функцій  $B(t)$  та  $u(t)$ , зазвичай, перекриваються, то значення  $u_{\text{нв}}(t)$  та  $u_{\text{н}}(t)$  не будуть збігатися між собою і відрізнятимуться на певну методичну похибку  $\Delta_{\text{м}}$ ;  $u_{\text{нв}}(t) = u_{\text{н}}(t) + \Delta_{\text{м}}$ .

Ковзне опрацювання сигналу дає змогу отримати параметри сигналів у реальному часі, однак «платою» за таку можливість є відповідна поява методичної похибки вимірювання  $\Delta_{\text{м}}$ , яка зростає зі зменшенням апертури часового вікна.

**Дискретне перетворення Гільберта.** В сучасних вимірювальних приладах і системах опрацювання інформаційних сигналів здійснюється у цифровій формі [2.7]. Це стосується і реалізації ПГ у цифровій формі. В цьому випадку задача визначення дискретних характеристик періоди-

чних сигналів в загальному виді формулюється і вирішується у наступній постановці [2.2]. На інтервалі спостереження  $[0, T_C]$  задається ґратка  $S = \{t_1, t_2, \dots, t_j, \dots, t_n\}$ , множина елементів якої впорядкована, і для якої виконується нерівність  $0 \leq t_1 < t_2 < \dots < t_j < \dots < t_n \leq T_C$ . Елементи ґратки  $S$  розміщені рівномірно і утворюють арифметичну прогресію з кроком  $\Delta t = t_j - t_{j-1}$ . На ґратці  $S$  задається послідовність значень сигналу  $u(t_j) = u[j]$ , яка є зображенням неперервного сигналу  $u(t)$ . На інтервалі аналізу укладається декілька періодів аналізу  $u(t)$ .

Множина  $S$  є областю визначення досліджуваної функції, а множина  $\{u[j], j = \overline{1, n}\}$  – їх областю значень, причому  $n = \left[ \frac{T_C}{\Delta t} \right]^+$ , де  $[\cdot]^+$  – позначення цілої частини числа.

Для послідовності  $\{u[j], j = \overline{1, n}\}$  існує дискретне перетворення з ядром Гільберта (дискретне перетворення Гільберта – ДПГ), що дає змогу отримати гільберт-образ  $u_n[j]$  цієї послідовності. На цій основі визначаються дискретні амплітудна  $A[j]$ , фазова  $\varphi[j]$  і розгорнута фазова та частотна  $f[j]$  характеристики сигналу:

$$A[j] = \sqrt{u^2[j] + u_n^2[j]}, \quad j = \overline{1, n}, \quad (2.29)$$

$$\varphi[j] = \operatorname{arctg} \frac{u_n[j]}{u[j]} + \frac{\pi}{2} \{2 - \operatorname{sign} u_n[j][1 + \operatorname{sign} u[j]]\}, \quad j = \overline{1, n}, \quad (2.30)$$

$$\Phi[j] = \varphi[j] + 2\pi \mathbf{L}[u[j], u_n[j]], \quad j = \overline{1, n}, \quad (2.31)$$

$$f[j] = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{(\varphi[j] - \varphi[j-1]) \bmod 2\pi}{\Delta t}, \quad j = \overline{2, n}. \quad (2.32)$$

де  $\mathbf{L}[j]$  – оператор, що усуває стрибки значень фази в точках  $\Phi[j] \bmod 2\pi \equiv 0$ .

Таким чином, ДПГ дає змогу отримати масиви статистичних даних  $A[j]$ ,  $\varphi[j]$ ,  $\Phi[j]$  і  $f[j]$  обсягу  $n$ , а за потреби, і різниці ФХС виду

$$\Delta\varphi[j] = \left( \varphi[j] - 2\pi j \frac{\Delta t}{T} \right) \bmod 2\pi, \quad j = \overline{1, n}, \quad (2.33)$$



де  $T$  – період сигналу  $u[j]$ .

Статистики  $\Delta\varphi[j]$  визначаються як різниця дискретних ФХС досліджуваного і прийнятого за опору сигналу тієї ж частоти  $f = T^{-1}$ .

Дискретні характеристики сигналу (2.29) – (2.31) дають можливість застосовувати до них статистичні методи оброблення даних.

Методологію реалізації ДПГ розглянемо на прикладі дослідження дискретної комплекснозначної послідовності сигналу (дискретному аналогу аналітичного сигналу).

1. Задамо дискретну комплекснозначну послідовність сигналу

$$\dot{z}[j] = u[j] + iu_n[j], \quad j = \overline{1, n}. \quad (2.34)$$

Цю послідовність можна розглядати як деякий вкладений дискретний сигнал у неперервний комплексно значний сигнал (2.24), отриманий з періодом дискретизації  $T_d$ . Природно, що множина таких вкладених дискретних послідовностей у загальному випадку є зліченною. Цей факт потрібно враховувати під час порівняльного аналізу результатів неперервного і дискретного варіантів опрацювання сигналів.

У послідовності (2.34) відомі або задані лише значення дійсної послідовності  $u[j]$ , яку визначають як дискретні значення спостережень або вимірювань досліджуваного сигналу  $u(t)$ .

Визначимо дискретну дійсну послідовність  $u_n[j]$  як дискретний гільберт-образ дискретної послідовності  $u[j]$ .

Для послідовності  $\dot{z}[j]$  використовують такі умови:

$$\operatorname{Re} \dot{z}[j] = u[j]; \quad \operatorname{Im} \dot{z}[j] = u_n[j]; \quad \sum_{j=1}^n u[j]u_n[j] = 0.$$

2. Спектральний метод обчислення послідовності  $\dot{z}[j]$ , заданої на скінченній множині  $j = \overline{1, n}$  [2.11], який ґрунтується на співвідношенні (2.25), передбачає такі етапи:

2.1. Розрахунок  $n$ -точкового дискретного перетворення Фур'є  $S_u(m)$  послідовності  $u[j]$

$$S_u(m) = \sum_{j=1}^n u[j] \exp\left(-i \frac{2\pi}{n} jm\right). \quad (2.35)$$

Значення  $S_u(m)$  обчислюються для дискретних частот  $f_m = \frac{m}{n\Delta t}$ ,  $0 \leq m \leq n-1$ .

2.2. Розрахунок  $n$ -точкового дискретного перетворення Фур'є  $S_z(m)$  послідовності  $z[j]$  з використанням (2.25)

$$S_z(m) = \begin{cases} S_u[0] & \text{для } m = 0; \\ 2S_u[m] & \text{для } 1 \leq m < n/2 - 1; \\ S_u[m] & \text{для } m = n/2; \\ 0 & \text{для } n/2 + 1 \leq m \leq n - 1. \end{cases} \quad (2.36)$$

Перетворення Фур'є сигналу  $z[j]$  має односторонній спектр (тільки додатні частоти), а спектральні складові такого сигналу дорівнюють подвоєним значенням спектральних складових дійсного сигналу  $u[j]$ .

2.3. Обчислення  $z[j]$  за значеннями  $S_z(m)$  з використанням оберненого дискретного перетворення Фур'є

$$z[j] = \frac{1}{n} \sum_{m=0}^{n-1} S_z[m] \exp\left(i \frac{2\pi}{n} jm\right). \quad (2.37)$$

Цей метод обчислення комплексної послідовності  $z[j]$  реалізовано у програмному пакеті Matlab як функція `hilbert` [2.8].

ДПГ може бути виконано і в часовій області через застосування фільтрів з відповідною кінцевою імпульсною характеристикою [2.10]. Така реалізація ДПГ є ефективнішою за необхідності мінімізації апаратних витрат. Проте, якщо потрібна високоякісна генерація аналітичних сигналів з метою вимірювання їх характеристик, слід надавати перевагу спектральному методу формування аналітичного сигналу.

Послідовність  $z[j]$  є комплекснозначною: її дійсна частина – вхідна дійсна послідовність  $u[j]$ , а уявна частина  $u_n[j]$  – це її ДПГ.

Використання дискретної послідовності  $z[j]$  у виді (2.33) дає змогу узагальнити терміни «фазова характеристика» і «фазовий зсув» для класу дискретних послідовностей сигналів, що особливо актуально для реалізації фазових методів УЗТ у цифровій формі.

## 2.2 Аналіз ефективності віконного опрацювання сигналів УЗТ

На практиці завжди аналіз сигналів обмежений інтервалом спостереження  $T_C$ . Це означає, що фактично дослідженню піддається не весь сигнал, а його частина, яка може бути представлена як добуток сигналу на певну вагову функцію – вікно, в найпростішому випадку на вікно прямокутної форми. В роботі [2.2, 2.11] вказано, що в цьому випадку процес визначення ФХС і АХС супроводжується виникненням методичної похибки. Ця похибка пов'язана з проявом явища Гіббса і збільшується з наближенням до меж інтервалу спостереження сигналу, та зменшується в середній частині віконної функції.

Подальше дослідження ПГ і його застосування для аналізу сигналів УЗТ вимагало проведення більш детального розгляду можливостей віконного опрацювання сигналів УЗТ з метою мінімізації методичної похибки визначення ФХС та АХС.

Під час оброблення сигналів УЗТ, які спостерігаються на фоні значних шумів, зазвичай вирішують завдання двох типів – виявлення корисних сигналів і оцінювання їх параметрів. В першому випадку потрібно дати відповідь на питання, чи присутній у розглянутому фрагменті сигналу донний імпульс (імпульси). Завдання оцінювання полягає у пошуку найбільш ймовірних значень характеристик сигналів.

З метою визначення ефективності віконного опрацювання сигналів УЗТ розглянемо їх модель. Нехай зондувальний сигнал УЗТ являє собою радіоімпульс виду

$$u_3(t) = U(t) \sin 2\pi ft, \quad t \in [0, T_A), \quad (2.38)$$

де  $U(t)$  – обвідна;  $f$  – частота сигналу-носія;  $t$  – поточний час;  $T_A$  – інтервал часу існування, за межами якого обвідна суттєво зменшується (наприклад, більш як на 20 дБ),  $T_A \gg f^{-1}$ .

Сигнал УЗТ формується в результаті перетворення електричного сигналу в акустичний і навпаки, та проходження ультразвукових коливань через ОК з багаторазовим відбиттям від його поверхонь. Корисні сигнали УЗТ – послідовність лунаїмпульсів, спостерігаються на фоні адитивного шуму, який утворюється під дією різних факторів – структурних шумів матеріалу ОК, викликаних відбиттям ультразвукових хвиль від границь кристалів, флуктуаційних шумів ПЕП, випадкових змін режиму їх збудження, шорсткістю відбиваючої поверхні ОК, власними шумами підсилювачів сигналів, завадами від впливу зовнішніх

електромагнітних полів тощо. Фізична незалежність цих складових, їх значна кількість, відсутність чітко виражених домінуючих складових дозволяє в багатьох практичних випадках приймати гіпотезу про гауссову модель адитивного шуму.

Акустичний контакт ПЕП і ОК вважатимемо стабільним, що дозволяє обґрунтувати гіпотезу про відсутність мультиплікативної складової шуму, або її нехтовно мале значення.

Незважаючи на незначні спотворення сигналів УЗТ в каналах формування, передачі та перетворення сигналів УЗТ в першому приближенні вважатимемо їх в моделі сигналами відомої форми. З урахуванням вище наведеного представимо модель сигналів УЗТ в наступній формі

$$u_{\text{д}}(t) = \sum_i k_{\text{ЕАТ},i} u_3(t - \tau_3 - i\tau) + \xi(t), \quad t \in [0, T_A], \quad (2.39)$$

де  $k_{\text{ЕАТ},i}$  – коефіцієнт ослаблення ЕАТ для сигналів після їх  $i$ -того відбиття від дна ОК;  $\tau$  – період повторення лунаїмпульсів;  $\tau_3$  – затримка першого лунаїмпульсу відносно зондуєчого;  $\xi(t)$  – реалізація гаусового шуму з нульовим математичним сподіванням і дисперсією  $\sigma^2$ .

Зазвичай час спостереження сигналу обмежений певним значенням  $T_C$ , тобто  $t \in [0, T_C]$ . Час  $T_C$  обирається з умов проведення вимірювального експерименту: або з умов обмеженого часу вимірювання, або з врахуванням загасання віддзеркаленого сигналу, максимальної можливої затримки сигналу в ОК або з інших міркувань. Таке обмеження аналітично можна представити як накладання на сигнал  $u_{\text{д}}(t)$  вікна  $W(t)$  прямокутної форми,

$$W(t) = \begin{cases} 1, & t \in [0, T_C], \\ 0, & t \notin [0, T_C]. \end{cases} \quad (2.40)$$

Отже подальшому перетворенню фактично підлягає не сигнал  $u_{\text{д}}(t)$ , а добуток  $u_{\text{д}}(t)W(t)$ , а в цифровій формі – добуток  $u_{\text{д}}[j]W[j]$ . У випадку, якщо обсяг вибірки значний ( $n > 2^{10} \div 2^{13}$ ), доцільно виконувати ковзне віконне опрацювання сигналу.

В цілому вікна впливають на: виявлення сигналу в суміші сигнал-шум; точність оцінки його параметрів і характеристик; динамічний діапазон, в якому ведеться спостереження; ймовірність виявлення сигналу; реалізацію обчислювальних операцій тощо.

В роботі [2.3] розглянуто оцінки гільберт-образу сигналу на основі застосування інтегрального перетворення з ядром перетворення Гільберта за обмеженого часу спостереження  $T_C$  (віконне ПГ)

$$u_H(t) = \left[ \text{v.p.} \int_{t-0,5T_C}^{t+0,5T_C} \frac{u(\tau)}{\pi(t-\tau)} d\tau \right]. \quad (2.41)$$

Таке обмеження приводить до появи методичної похибки оцінювання гільберт-образу сигналу [2.2]

$$\Delta u'_M(t) = u_{H_C}(t) - u_H(t), \quad t \in [0, T_C]. \quad (2.42)$$

Застосування вікна  $W(t)$ , відмінного від вікна прямокутної форми, в процесі обчислення гільберт-образу сигналу приводить до зменшення  $\Delta u'_M(t)$  [2.12]. В цьому разі гільберт-образ сигналу визначається

$$u_W(t) = \left[ \text{v.p.} \int_t^{t+T_C} \frac{W(\tau)u(\tau)}{\pi(t-\tau)} d\tau \right], \quad t \in [0, T_C]. \quad (2.43)$$

Функції  $u_W(t)$  та  $u_H(t)$  відрізняються на величину  $\Delta u_M(t) < \Delta u'_M(t)$ , тоді  $u_W(t) = u_H(t) + \Delta u_M(t)$ . Методична похибка  $\Delta u_M(t)$  має тенденцію до збільшення зі зменшенням часу спостереження сигналу.

В роботі [2.12] досліджувалось віконне опрацювання сигналів у випадку накладання на них стаціонарних вікон різного типу і зроблено орієнтовну кількісну оцінку зменшення методичної похибки для різних вікон, а в [2.13] досліджувалось ковзне віконне опрацювання сигналу вікном Чебишева, яке давало змогу зменшити методичну похибку визначення ФХС до 60%. Нижче узагальнені отримані результати для різних типів віконних функцій, а саме: прямокутної, трикутної, Хеммінга, Блекмана, Тьюкі, Чебишева, Кайзера.

*Прямокутне вікно (рис. 2.3).*

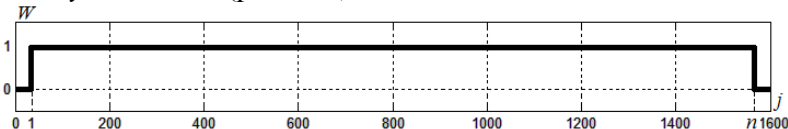


Рис. 2.3. Приклад графіку прямокутної віконної функції

Прямокутне вікно в найпростішому випадку, коли воно на всьому

інтервали існування дорівнює одиниці, задається виразом

$$W[j] = \begin{cases} 1, & j \in [0, n], \\ 0, & j \notin [0, n]. \end{cases} \quad (2.44)$$

У випадку використання прямокутного вікна, внаслідок явища Гіббса виникають осциляції в околі фронтів віконної функції. Це необхідно враховувати під час оброблення сигналів. Саме цих осциляцій прагнуть позбутися, використовуючи вікна іншої форми.

*Трикутне вікно* (рис. 2.4).

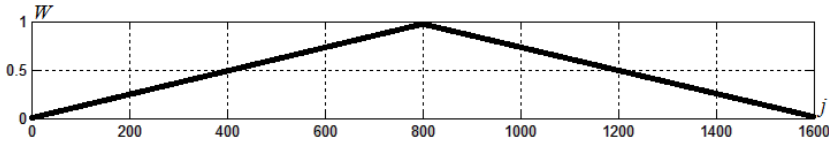


Рис. 2.4. Приклад графіку трикутного вікна

$$W[j] = \begin{cases} \frac{n}{j/2}; & j = 0; 1; \dots; n/2; \\ W(n-j); & j = n/2; \dots; n-1. \end{cases} \quad (2.45)$$

*Вікно Хеммінга* (рис. 2.5).

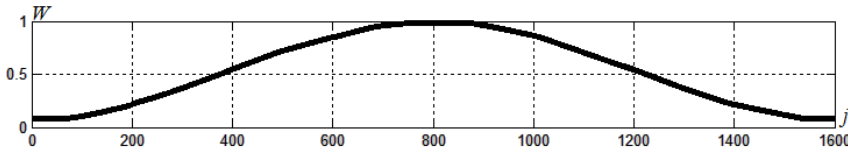


Рис. 2.5. Приклад графіка вікна Хеммінга

$$W[j] = 0,54 - 0,46 \cos\left(\frac{2\pi j}{n-1}\right), \quad 0 \leq j \leq n-1. \quad (2.46)$$

*Вікно Блекмана* (рис. 2.6).

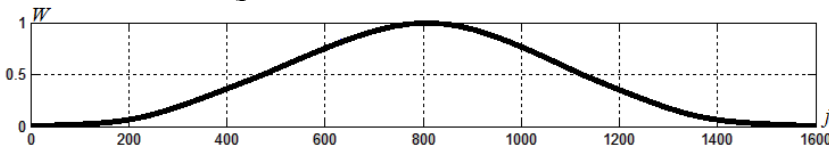


Рис. 2.6. Приклад графіка вікна Блекмана

$$W[j] = 0,42 + 0,50 \cos\left(\frac{2\pi}{n} j\right) + 0,08 \cos\left(\frac{2\pi}{n} j\right), \quad j = 0, 1, \dots, n. \quad (2.47)$$

Ряд авторів створювали вікна у вигляді добутків, сум і згорток

простих функцій чи вікон, або у вигляді окремих ділянок відомих вікон. Такі вікна використовувались для різних застосувань, не останню роль в процесі їх обґрунтування відіграло бажання отримати вікна зі спрощеним аналітичним представленням [2.12– 2.14]. Вікна Чебишева і Кайзера дають змогу знаходити компроміс між розширенням головної пелюстки і зниженням бокових пелюсток спектральної характеристики вікна завдяки зміні їх параметрів [2.10, 2.15-2.19].

*Вікно Чебишева* (рис. 2.7).

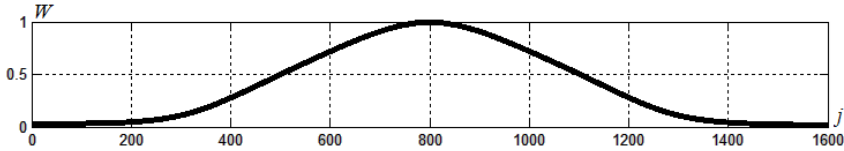


Рис. 2.7. Приклад графіка вікна Чебишева

$$W[j] = (-1)^j \frac{\cos \left[ n \arccos \left[ \beta \cos \left( \pi \frac{j}{n} \right) \right] \right]}{ch \left[ nch^{-1}(\beta) \right]}; \quad 0 \leq |j| \leq n-1, \quad (2.48),$$

де  $\beta$  – константа, яка визначає крутість фронтів вікна Чебишева.

*Вікно Кайзера* (рис. 2.8).

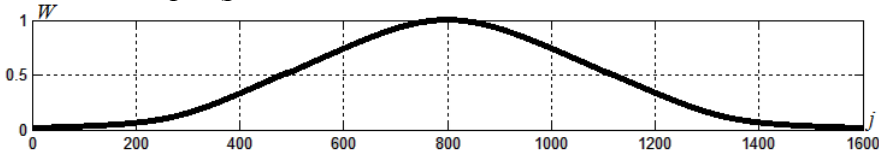


Рис. 2.8. Приклад графіка вікна Кайзера

$$W[j] = \frac{\left| I_0 \left( \beta \sqrt{1 - \left[ (2j - n + 1) / (n - 1) \right]^2} \right) \right|}{|I_0(\beta)|}; \quad -\left( \frac{n-1}{2} \right) \leq j \leq \left( \frac{n-1}{2} \right), \quad (2.49)$$

де  $\beta$  – константа, яка визначає співвідношення між максимальними рівнями бокових пелюсток і шириною головної пелюстки;  $I_0(x)$  – функція Бесселя першого роду нульового порядку.

*Вікно Тьюкі*, яке часто називають вікном з косинусоїдними фронтами, краще розглядати як результат згортки косинусоїдної пелюстки шириною  $(\alpha/2)n$  з прямокутним вікном завширшки  $(1,0 - \alpha/2)n$ . У випадку збільшення параметра  $\alpha$  від 0 до 1 вікно від прямокутного

переходить у вікно Хеннінга. Аналітично це вікно задається виразом

$$W(t) = \begin{cases} 1, 0; & 0 \leq |j| \leq \alpha n/2 \\ 0,5 \left[ 1,0 + \cos \left[ \pi \frac{j - \alpha n/2}{(1 - \alpha)n} \right] \right]; & \alpha \frac{n}{2} \leq |j| \leq \frac{n}{2} \end{cases}, \quad (2.50)$$

де  $\alpha$  – параметр, який визначає крутість фронтів вікна або ширину зони згладжування фронтів вікна.

Графіки вікон Тьюкі показані на рис. 2.9 а – в для параметру  $\alpha$ , що дорівнює 0,25%, 0,50% і 0,75% відповідно.

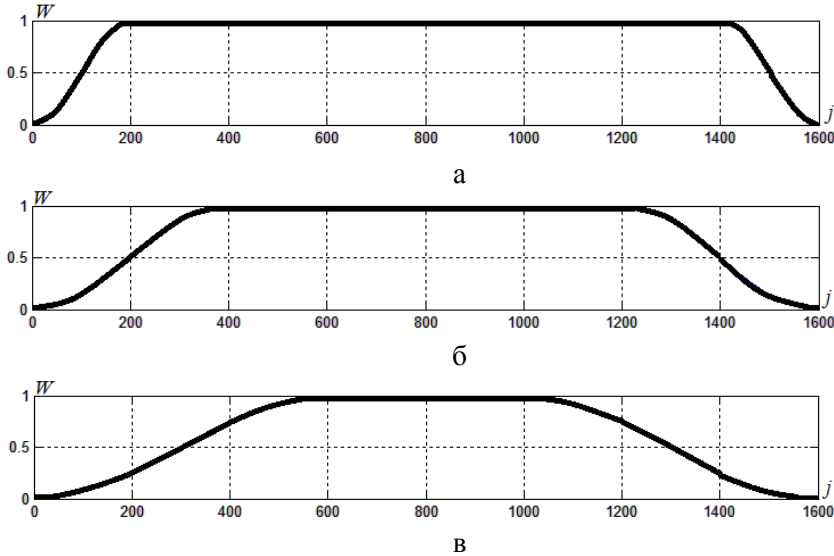


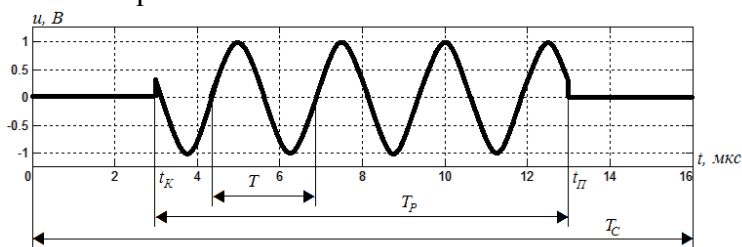
Рис. 2.9. Графіки вікон Тьюкі з 25%-им (а), 50%-им (б) та 75%-им (в) косинусоїдними фронтами

Для того, щоб динамічний діапазон досліджуваних сигналів був максимальний, вікно повинно мати вузьку головну пелюстку і низький рівень бокових пелюсток селективної характеристики вікна. Дану умову задовольняють вікна Хеммінга, Чебишева, Кайзера і Блекмана.

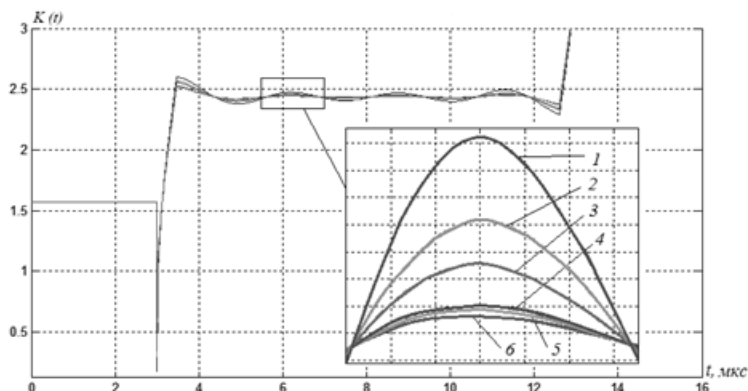
Розглянемо вплив віконного опрацювання сигналів на точність визначення ФХС у випадку накладання на сигнал вікон різних типів. Результати модельних досліджень наведені на рис. 2.10. Дослідження виконувалось для радіоімпульсного сигналу (рис. 2.10 а) з параметрами: амплітуда сигналу-носія  $U_0 = 1$  В, частота  $f = 400$  кГц, початкова фаза  $\varphi = 0$ , кількість періодів сигналу 4, період дискретизації  $T_d = 2 \cdot 10^{-8}$  с, час спостереження  $T_C = 16$  мкс, тривалість радіоімпульсного сигналу  $10 T$ . Графіки похибок визначення ФХС для різних типів



вікон показано на рис. 2.10 б.



а



б

Рис. 2.10. Радіоімпульсний сигнал (а) та похибки визначення ФХС (б) для різних типів вікон: 1 – прямокутне вікно, 2 – трикутне вікно, 3 – вікно Хеммінга, 4 – вікно Блекмана, 5 – вікно Кайзера, 6 – вікно Чебишева

Досліджування виконувалось як послідовність наступних дій:

1) на радіоімпульсний сигнал виду (рис. 2.10 а)

$$u[j] = \begin{cases} U[j] \cos(2\pi f j T_d + \varphi[j]), & t \in [t_{\Pi}, t_K] = T_d [j_{\Pi}, j_K]; \\ 0, & t \in [t_{\Pi}, t_K], \end{cases} \quad (2.51)$$

де  $t_{\Pi}$  і  $t_K$  – відповідно моменти початку і закінчення радіоімпульсу, ( $t_{\Pi} = 3$  мкс,  $t_K = 13$  мкс), накладалось вікно вибраного типу;

2) до добутку  $u[j]W[j]$  застосовувалось ДПГ, визначався гільберт-образ сигналу  $u_d[j]$  та його ФХС  $\Phi[j]$  (2.30), фазова характеристика сигналу (2.51) дорівнювала  $\Phi_0[j] = 2\pi f j T_d + \varphi[j]$ ,  $j \in [j_{\Pi}, j_K]$ ;

3) визначалась методична похибка оцінювання дискретної ФХС:

$$\varphi_M[j] = \Phi[j] + \Phi_0[j], \quad j \in [j_{\Pi}, j_K]; \quad (2.52)$$

4) порівнювалась ефективність застосування різних типів вікон за допомогою введеної функції  $K[j]$

$$K[j] = \Delta\varphi_{\Pi}[j] - \Delta\varphi_M[j], \quad j \in [j_{\Pi}, j_K], \quad (2.53)$$

де  $\Delta\varphi_{\Pi}[j]$ ,  $\Delta\varphi_M[j]$  – методичні похибки визначення дискретної ФХС добутку вихідного сигналу відповідно з прямокутним вікном і вікном обраної форми.

Під час дослідження похибки ФХС найкращі результати були отримані для вікон Чебишева (крива 6) та Кайзера (крива 5) (рис.2.10 б). Результати виконаного порівняльного аналізу впливу вікон на зменшення методичної похибки визначення обвідної та фази сигналу [2.12], представлені в табл. 2.1.

Таблиця 2.1. Порівняльна характеристика вікон для вимірювання амплітудних і фазових характеристик з використанням ПГ

Тип вікна	Відносне зменшення методичної похибки визначення характеристик сигналу		Загальна оцінка
	обвідної	фази	
Хеммінга	34%	40%	Дуже добре
Ханна	42%	48%	Добре
Трикутне	29%	25%	Задовільно
Бартлетта	29%	24%	Задовільно
Блекмена	65%	63%	Відмінно
Кайзера	65%	63%	Відмінно
Чебишева	66%	64%	Відмінно

У разі виконання ковзного віконного опрацювання вводиться параметр самого вікна – тривалість вікна  $T_W = M_W T_D > T$ , де  $M_W$  – апертура вікна. З метою зменшення методичної похибки для кожного положення вікна, відбирались значення  $\varphi[j]$ , обраховані для центральної частини вікна  $W[j]$  (з апертурою  $st$ ), для якої значення  $|\Delta\varphi_M[j]|$  набували менших значень. Таким чином, виконувалось подвійне віконне

опрацювання сигналу: зовнішнє вікно  $W(t)$  вибраного типу застосовувалось для визначення гільберт-образу сигналу і ФХС, а внутрішнє вікно  $W_{\Pi}[j]$  прямокутної форми і вкладене у  $W[j]$  – для відбору значень ФХС з середньої частини вікна  $W(t)$ . Вікна  $W[j]$  і  $W_{\Pi}[j]$  рухались синхронно відносно вибірки  $u[j]$ .

Використання вікна  $W_{\Pi}[j]$  обумовлено тим, що на краях часового вікна  $W[j]$  методична похибка  $\Delta\varphi_M[j]$  значно зростає у порівнянні з середньою частиною вікна. Величина  $st$  визначає крок зміщення вікна

$$sh = (M_W - st) / 2. \quad (2.54)$$

До прикладу, в разі використання вікна Чебишева з параметрами  $M_W = 2000$  і  $\beta = 90$  (рис. 2.11 а), вкладене вікно з визначеними параметрами  $st$  і  $sh$  показано на рис. 2.11 б.

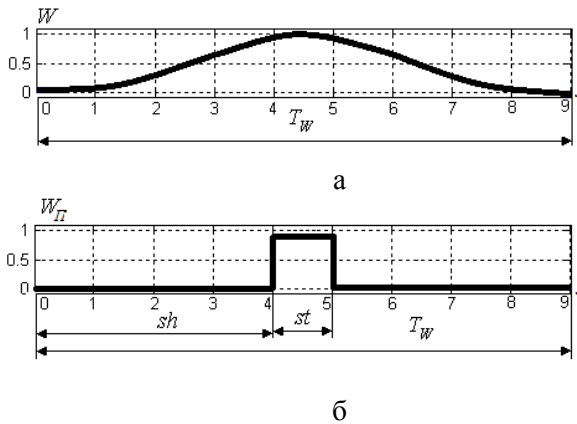


Рис. 2.11. Взаємне розташування вікна Чебишева (а) та вікна вибірки (б) прямокутної форми

Значення  $st$  суттєво впливає і на швидкість руху вікна і рівень методичної похибки визначення ФХС: чим більший крок  $st$  тим швидше рухається вікно, але в цьому разі похибка  $\Delta\varphi_M[j]$  також збільшується.

У [2.13] запропоновано методику визначення кількісних характеристик методичної похибки, що дає змогу обґрунтувати вибір ширини вікна із заданою допустимою методичною похибкою. Методику апробовано на прикладі аналізу ФХС гармонічного сигналу.

На рис. 2.12 зображено отримані графіки  $\Delta\varphi_M[st]$  для різних від-

ношень  $T_w/T$ . Ці графіки дають можливість обрати ширину  $st$  вікна вибірки в залежності від припустимої методичної похибки.

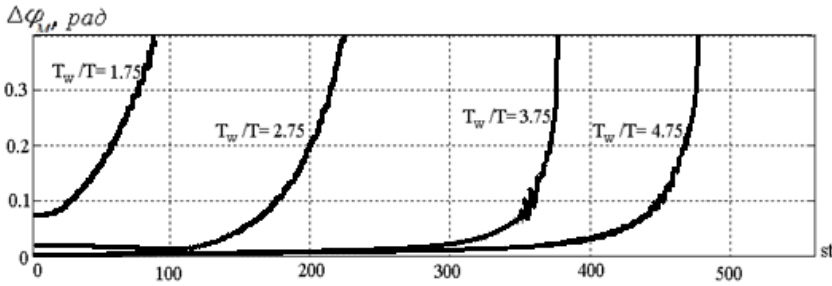


Рис. 2.12. Залежність методичної похибки визначення дискретної ФХС гармонічного сигналу від параметра  $st$  для різних значень  $T_w/T$

Застосування ковзних вікон під час обчислення гільберт-образу сигналів УЗТ та їх характеристик дає змогу зменшити методичну похибку визначення їх ФХС, яка виникає внаслідок обмеженого часу аналізу сигналів. Для вікон Блекмена, Кайзера і Чебишева досягається зменшення методичної похибки на  $\sim 60\%$  за апріорно невідомого відношення тривалості вікна до періоду сигналу та частоти дискретизації. Для підвищення точності оцінки ФХС крім зовнішнього вікна доцільно застосовувати внутрішнє (прямокутної форми) вікно відбору даних. Апертура останнього  $st$  визначається як необхідною точністю визначення ФХС, так і вимогами щодо швидкодії вимірювальної апаратури.

### 2.3 Обґрунтування параметрів досліджуваних сигналів та отримання експериментальних даних

Параметри досліджуваних сигналів (тривалість та форма імпульсів, частота несучої, та інші) і режимів збору інформації (тип та тривалість вікна, час дискретизації, час аналізу, період квантування та інші) мають вплив на результати дослідження процесу ультразвукового вимірювання товщини виробів. Для зменшення впливу цих чинників на точність вимірювання необхідно узгодити дані параметри між собою.

В загальному випадку під час аналізу сигналів особливо зі складними АЧХ та ФЧХ методична похибка  $|\Delta\varphi_M[st]|$  може бути зменшена за рахунок застосування віконного опрацювання сигналів. Однак такий підхід не вичерпує всіх можливих способів зменшення цієї похибки. Для гармонічних і полігармонічних сигналів існує можливість суттєво-

го зменшення  $|\Delta\varphi_M [st]|$  за рахунок узгодження періодів сигналу  $T$ , та дискретизації  $T_D$ .

В роботі [2.20] отримано умови, для яких  $|\Delta\varphi_M [st]|$  набуває найменших значень. Розглянемо їх на прикладі аналізу гармонічного сигналу частотою  $f = 1$  Гц виду

$$u(t) = \sin(2\pi ft), \quad t \in [0, 3] \text{ с}, \quad (2.55)$$

час спостереження  $T_C$  якого значно більше періоду сигналу ( $T_C \gg T$ ). Інтервал часу  $T_C$  розраховується таким чином, щоби на кожен період сигналу  $T$  припадала однакова кількість відліків. Дослідження проводилось для трьох різних значень обсягу вибірки  $N$

$$N = T_C/T_D. \quad (2.56)$$

Дискретна фазова характеристика  $\Delta\Phi_0[j]$  для дискретного представлення сигналу (2.55) відома:  $\Delta\Phi_0[j] = 2\pi f j T_D$ . Виміряна дискретна ФХС цього сигналу визначалась через його ДПГ (2.1) для різних  $N$ .

Наступним кроком був розрахунок за формулою (2.52) методичної похибки визначення дискретної ФХС для різних значень  $N$  і її аналізу згідно з (2.53). Параметри сигналу та процесу моделювання становили:  $U = 1$  В,  $f = 1$  Гц,  $\varphi = 0$ ,  $T_C = 3$  с,  $T_D = 10^{-2}$  с, а кількість відліків обиралась різною –  $N_1 = 300/3$ ,  $N_2 = 299/3$ ,  $N_3 = 301/3$ .

Приклади графіків функції  $\Delta\varphi_M(t)$  наведені на рис. 2.13.

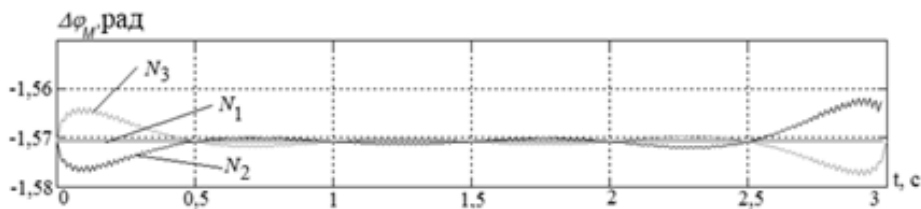


Рис. 2.13 Графік функції  $\Delta\varphi_M(t)$

За результатами аналізу отриманих даних встановлено, що у випадку цілочислового значення  $N$  методична похибка стає нехтовно малою, наприклад, для  $N = 300$  ця похибка не перевищувала  $10^{-15}$  (обмежується лише точністю отриманих відліків сигналів, яка визначається

ся розрядністю АЦП та похибками перетворення), а за збільшення або зменшення  $N$  точність визначення ФХС значно зменшується. Тобто у випадку накладання на сигнал прямокутних вікон узгодженої зі значенням  $T$  тривалості методична похибка суттєво зменшується.

Той самий ефект спостерігається і у випадку накладання ковзного вікна на досліджуваний сигнал. За погодження тривалості вікна, параметрів його руху і часу дискретизації можна мінімізувати методичну похибку визначення ФХС. Проте під час узгодження реальних фізичних експериментів підтримання цілочислового відношення  $T/T_D$  є проблематичним внаслідок дрейфу частот сигналів і неконтрольованих випадкових змін режимів збору інформації.

Нижче наведені результати порівняльного аналізу даних вимірювань ФХС для гармонічного сигналу з ковзним віконним опрацюванням і без такого. Для гармонічного сигналу виду (2.51) задані параметри:  $T_C=20$  мкс,  $T_D=2 \cdot 10^{-6}$  с,  $U=1$  В,  $f=4$  МГц,  $\varphi=0$ ; графік сигналу показано на рис. 2.14.

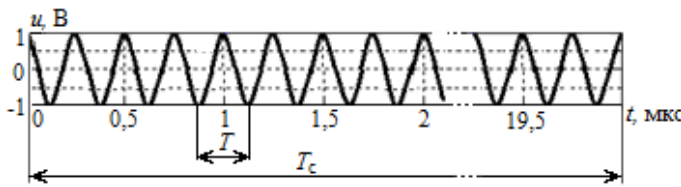


Рис. 2.14. Графік досліджуваного сигналу

Використаємо вікно Чебишева з параметрами  $M_W=200$ ,  $\beta=90$  і тривалістю  $T_W=M_W T_D \gg T$ . Для зменшення методичної похибки для кожного положення вікна, як найбільш достовірний результат обирається значення  $u_n[j]$  з центральної частини вікна для  $st=10$  (рис. 2.11 б). Графік розрахованої за (2.52) методичної похибки визначення ФХС для ковзного вікна Чебишева (крива 2) у порівнянні з методичною похибкою, отриманою для прямокутного ковзного вікна (крива 1), представлено на рис. 2.15.

За результатами аналізу даних моделювання рис. 2.15 встановлено, що значення методичної похибки визначення ФХС  $\Delta\varphi_M[j]$  для ковзного вікна Чебишева зменшується відносно ковзного прямокутного вікна більш ніж у 70 разів – для  $T_W=200$ ,  $st=10$  і у 250 разів – для  $T_W=500$ ,  $st=10$ .

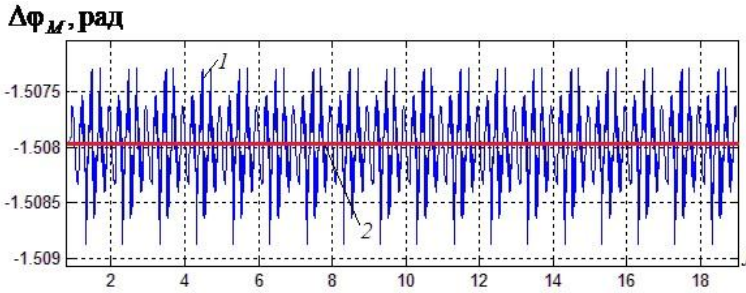


Рис. 2.15. Приклад графіків методичної похибки визначення ФХС

На рис. 2.16 зображено залежність методичної похибки визначення ФХС для ковзного вікна  $T_{W_1} = 200$  (крива 1) і для нерухомого вікна  $T_{W_2} = 2000$  (крива 2). З рис. 2.16 видно, що ковзне вікно Чебишева з відбором результатів обчислень з його середньої частини забезпечує значне зменшення методичної похибки визначення фазової характеристики сигналу порівняно з нерухомим вікном Чебишева.

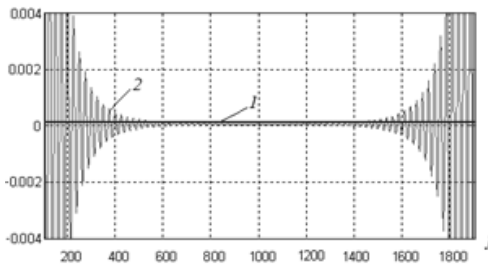


Рис. 2.16. Графіки методичної похибки визначення ФХС для ковзного (крива 1) і нерухомого (крива 2) вікон Чебишева

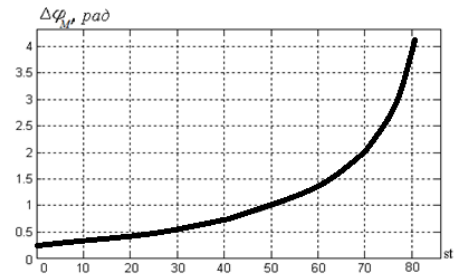


Рис. 2.17. Залежність  $\Delta\varphi_M [j]$  від величини  $st$  для  $T_W = 200$

Залежність методичної похибки визначення ФХС від  $st$  наведено на рис 2.17. Величиною  $st$  можна, в певних межах, корегувати значення  $\Delta\varphi_M [j]$  і задавати її допустимий рівень.

Узгодження параметрів сигналів і режимів збору даних можна здійснювати двома шляхами: за кількістю відліків і за числом періодів. В першому випадку узгоджується кількість відліків у вибірці досліджуваного сигналу з тривалістю вікна у відліках, в другому випадку узгоджується кількість періодів в досліджуваному сигналі і тривалість вікна у періодах.

## 2.4 Застосування кругових статистик в фазовій УЗТ

Отримання дискретних фазових характеристик досліджуваного сигналу і різниці ФХС як вибірки виду  $\Psi = \{\varphi_i, j = \overline{1, n}, \varphi_i = [0, 2\pi)\}$ , де  $\varphi_i = (\Phi[j] - 2\pi f T_d j) \bmod 2\pi$ , створює підґрунтя для застосування статистичних методів аналізу фазових даних в УЗТ.

Оскільки вибірка  $\Psi$  розглядається як реалізація випадкового фазового зсуву з областю значень  $[0, 2\pi)$ , до неї можна застосувати методи статистичної фазометрії [2.2]. До статистичних характеристик реалізацій випадкового фазового зсуву відносяться: вибіркові тригонометричні моменти, кругове середнє значення, кругове середнє відхилення, кругова дисперсія, кругова медіана, результуюча довжина вектора, ексцес, асиметрія та ін. Їх визначення та зміст наведено в табл. 2.2.

Таблиця 2.2. Кругові статистики різниць ФХС обсягу  $M$

Найменування статистичної характеристики	Скорочення	Позначення	Зміст, формули визначення
1	2	3	4
Вибіркове кругове середнє	ВКС	$\varphi_c$	$\varphi_c = \arctg \frac{S}{C} + \frac{\pi}{2} \{2 - (\text{sign} S) \times [1 + \text{sign} C]\}$ $C = \frac{1}{M} \sum_{j=1}^M \cos \varphi_j; \quad S = \frac{1}{M} \sum_{j=1}^M \sin \varphi_j$
Вибіркова довжина результуючого вектора	ВДВ	$r$	$r = \sqrt{C^2 + S^2}$
Вибіркова кругова дисперсія	ВКД	$V$	$V = 1 - r$
Вибіркове кругове стандартне відхилення	КСВ	$\sigma$	$\sigma = \sqrt{-2 \ln(1 - V)} = \sqrt{-2 \ln r};$ $V = 1 - \exp(-0,5\sigma^2)$
Вибіркова кругова медіана	ВКМ	$M$	Куту відповідає точка кола $P$ , діаметр $PQ$ ділить значення статистики навпіл, в околі $P$ маємо максимальну концентрацію значень



Продовження таблиці 2.2

1	2	3	4
Вибіркова мода	ВМ	<i>Mode</i>	Куту відповідає точка кола, в околі якої спостерігається максимальна концентрація значень статистики
Вибірковий круговий розмах	ВКР	<i>W</i>	Довжина найменшої дуги одиничного кола, що визначається з варіаційного ряду $T_j = \varphi_{j+1} - \varphi_j, j = 1, \dots, M - 1;$ $T_M = 2\pi - \varphi_M + \varphi_1;$ $W = 2\pi - \max\{T_1, \dots, T_M\}$
Вибірковий тригонометричний момент порядку <i>u</i> відносно напрямку $\alpha$ ( <i>u</i> - ціле число)		$T_u(\alpha)$	$T_u(\alpha) = \frac{1}{M} \sum_{j=1}^M e^{iu(\theta_j - \alpha)} = a_u(\alpha) + ib_u(\alpha) = r_u(\alpha) e^{im_u(\alpha)}; u = 0, 1, 2, \dots$ $a_u(\alpha) = \frac{1}{M} \sum_{j=1}^M \cos[u(\varphi_j - \alpha)] =$ $= a_u(0) \cos(u\alpha) + b_u(0) \sin(u\alpha);$ $b_u(\alpha) = \frac{1}{M} \sum_{j=1}^M \sin[u(\varphi_j - \alpha)] =$ $= -a_u(0) \sin(u\alpha) + b_u(0) \cos(u\alpha);$ $r_u(\alpha) = \sqrt{a_u^2(\alpha) + b_u^2(\alpha)} =$ $= \sqrt{a_u^2(0) + b_u^2(0)} = r_u(0);$ $m_u(\alpha) = m_u(0) - u\alpha.$
Вибіркова характеристика асиметрії	<i>BXA</i>	$g_1$	$g_1 = \frac{b_3(m)}{V^{3/2}} = \frac{r_2 \sin[m_2(0) - 2m]}{V^{3/2}}.$
Вибіркова характеристика ексцесу	<i>BXE</i>	$g_2$	$g_2 = \frac{a_4(m) - (1-V)^4}{V^2} =$ $= (r_2 \cos m_2(0) - 2n - (1-V)^4) / V^2.$

\* В табл. 2.2 і далі передбачається, що різниці ФХС мають незмінне в часі математичне сподівання (тобто однакові середні прирости в часі).

Статистичне опрацювання результатів фазових вимірювань дає змогу створювати і обґрунтовувати нові методи та методики вимірювань в УЗТ. Оскільки в наш час є можливість використання в складі

приладів та систем УЗТ потужних засобів обчислювальної техніки, це створює підґрунтя для реалізації алгоритмів опрацювання даних вимірювань різного ступеня складності і дає змогу підвищити точність і швидкодію вимірювальних систем, приладів діагностики та контролю.

**Обґрунтування використання кругових статистик  $\varphi_c$  та  $r$  в фазовій лунаїмпульсній УЗТ.** Як основну статистичну характеристику для виявлення лунаїмпульсів УЗТ і визначення їх ФХС в роботах [2.2, 2.21, 2.22] обґрунтовано вибіркочну результуючу довжину вектора  $r$  (модуль тригонометричного моменту першого порядку вибірки різниці ФХС) та вибіркоче кругове середнє  $\varphi_c$ . Розглянемо їх більш детально.

Аналізується сигнал УЗТ виду (2.39). За результатами оброблення сигналів УЗТ отримано вибірку ФХС  $\Psi = \{\varphi_i, j = \overline{1, n}, \varphi_i = [0, 2\pi)\}$ , значення  $\varphi_i$  оцінюються за формулою (2.37). Необхідно виявити лунаїмпульси за результатами аналізу поточних значень статистики  $r$ .

Зі всіх відомих статистичних характеристик вибіркочна результуюча довжина вектору  $r$ , по-перше, є інваріантною до початкової фази сигналу (2.39), по-друге, має наочну графічну інтерпретацію.

Властивості кутових (фазових) вимірювань відмінні від властивостей лінійних вимірювань. Про це свідчить і геометрична інтерпретація результатів таких вимірювань, яка будується на колі для плоского кута чи фазового зсуву сигналів, що змінюються в межах  $[0, 2\pi)$ . Результати кутових спостережень можна відобразити радіусами і точками на одиничному колі. Приклад відображення вибірки значень  $\{\varphi_i, i = \overline{1, n}\}$  наведено на рис. 2.18 а.

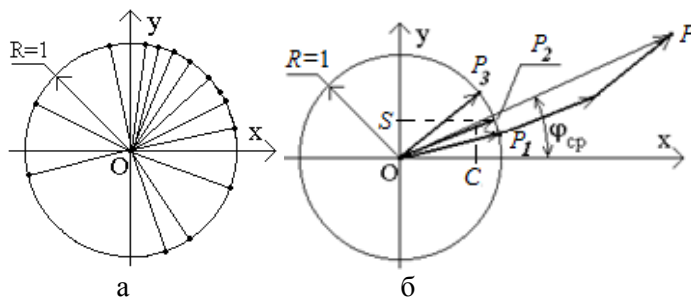


Рис. 2.18. Графічне відображення результатів спостережень фазових зсувів сигналів на колі

Усереднення значень вибірки на колі дає змогу отримати вектор певної довжини (рис. 2.18 б). Вибіркоче кругове середнє фазового зсу-

ву  $\varphi_{\text{CP}} = L(S, C)$  є аргументом вектору, який утворено сумою одиничних векторів  $\overrightarrow{OP_1}, \dots, \overrightarrow{OP_n}$ . Наприклад, для  $n = 3$  (рис. 2.18 б) сумарний вектор дорівнює  $\overrightarrow{OP} = \sum_{i=1}^3 \overrightarrow{OP_i}$  і має координати  $\left( \sum_{i=1}^3 \cos \varphi_i, \sum_{i=1}^3 \sin \varphi_i \right)$ .

Вибірковою результуючою довжиною вектора  $r$ , для розглянутого випадку, є усереднене значення модуля сумарного вектора, тобто модуль вектора  $r = \frac{1}{3} \sum_{i=1}^3 \overrightarrow{OP_i}$ . Величину  $r$  використовується для характеристики розкиду значень випадкового фазового зсуву відносно середнього зсуву – вибіркової кругової дисперсії  $V = 1 - r$ . Значення  $r$  не залежить від початку відліку кутів: якщо повернути вектори  $\overrightarrow{OP_i}$  на деякий кут  $\nu$ , значення  $r$  не зміниться, лише приведе до повороту вектору  $r$  у просторі на такий самий кут  $\nu$ .

Вектори  $\vec{r}$  та  $\overrightarrow{OP}$  розташовані у просторі під однаковим кутом  $\varphi_{\text{CP}}$  до осі  $Ox$ . Значення вибіркового кругового середнього  $\varphi_{\text{CP}}$  визначається виразом

$$\varphi_{\text{CP}} = L[S, C] = \arctg \frac{S}{C} + \frac{\pi}{2} \{2 - (\text{sign}S)(1 + \text{sign}C)\}. \quad (2.57)$$

Для множини  $\{\varphi_i, i = \overline{1, M_r}\}$ , довжина вектора  $r$ , який починається в точці з координатами  $(0,0)$  і закінчується в точці  $(C, S)$ , визначається

$$r = \sqrt{C^2 + S^2}, \quad (2.58)$$

де  $S, C$  – вибіркві синус- і косинус-моменти першого порядку для  $\alpha=0$

$$C = \frac{1}{M_r} \sum_{i=1}^{M_r} \cos \varphi_i, \quad S = \frac{1}{M_r} \sum_{i=1}^{M_r} \sin \varphi_i. \quad (2.58)$$

$M_r$  – обсяг вибірки  $r$ ,  $M_r = T_{\text{д}} m = T_r = kT$ ;

$k$  – кількість періодів,  $k = 1, 2, 3, \dots$

Більші значення векторів  $r$  вказують на меншу дисперсію для випадку наявності ділянок з гармонічним сигналом. Отже, за значеннями  $r$  можна виявляти лунаїсигнали УЗТ. Ознакою присутності чи відсутності сигналу є зміна значень  $\varphi[j]$ , а отже, і значень вибіркової резуль-

туючої довжини вектора  $r$ , що дозволяє виявити сигнали на фоні значних за рівнем завад [2.2, 2.23–2.26].

Визначення  $r$  (далі – статистика  $r$ ) доцільно виконувати в ковзному режимі з метою оцінювання її поточних значень.

**Практичне використання ковзних вибіркових кругових статистик в аналізі сигналів УЗТ.** Поточні значення статистики  $r$  обчислюються в ковзному режимі, під час руху прямокутного вікна відносно вибірки  $\Psi$ . Тривалість вікна  $M_r$  обирається кратною періоду сигналуносія. На кожному  $j$ -тому кроці аналізу підлягає сукупність значень

$$\varphi[k, M_r] = \left\{ \varphi[k], k \in \left[ j - \frac{M_r}{2}, j + \frac{M_r}{2} \right], j \in \left[ \frac{M_r}{2}, n - \frac{M_r}{2} \right] \right\}. \quad (2.59)$$

Поточне значення статистики  $r$  визначається згідно виразу

$$\begin{aligned} r[j, M_r] &= \sqrt{C^2[j, M_r] + S^2[j, M_r]} = \\ &= \frac{1}{M_r} \sqrt{\left( \sum_{k=j-M_r/2}^{j+M_r/2} \cos \varphi[k] \right)^2 + \left( \sum_{k=j-M_r/2}^{j+M_r/2} \sin \varphi[k] \right)^2}. \end{aligned} \quad (2.60)$$

Проілюструємо процес визначення  $r[j, M_r]$  на прикладі модельного експерименту з виявлення двох лунасигналів з гауссовою обвідною в адитивній суміші з гауссовим шумом (середньоквадратичне значенням  $\sigma = 0,1$  В) для двох ковзних вікон різної тривалості. Модель сигналу відповідає виразу (2.39). Задамо параметри сигналу та режиму його опрацювання: частота  $f = 1$  МГц, максимальне значення обвідної дорівнює 1 В, період дискретизації  $T_{\text{д}} = 2 \cdot 10^{-8}$  с, кількість аналізованих лунаїмпульсів  $k = 2$ , часу аналізу  $t \in [0; 0,024]$  с. Ковзні вікна мають апертури  $M_r = 350$  і  $M_r = 700$ ; коефіцієнти ЕАТ товщиноміру для донних імпульсів становлять  $k_{\text{ЕАТ1}} = -10$  дБ,  $k_{\text{ЕАТ2}} = -20$  дБ; період повторення імпульсів  $T_{\text{п}} = 8$  мкс.

Графіки суми зонduючого і відбитих сигналів та їх адитивної суміші з гауссовим шумом представлені відповідно на рис. 2.19 а і б. На рис. 2.19 б: крива 1 – незашумлені зондувальний і ланасигнали з гармонічним заповненням; крива 2 – це адитивна суміш зондувального і ланасигналів та гауссового шуму.

На рис. 2.20 приведено графіки АХС сигналу без шуму (крива 1) і за наявності в сигналі адитивного гауссового шуму (крива 2).

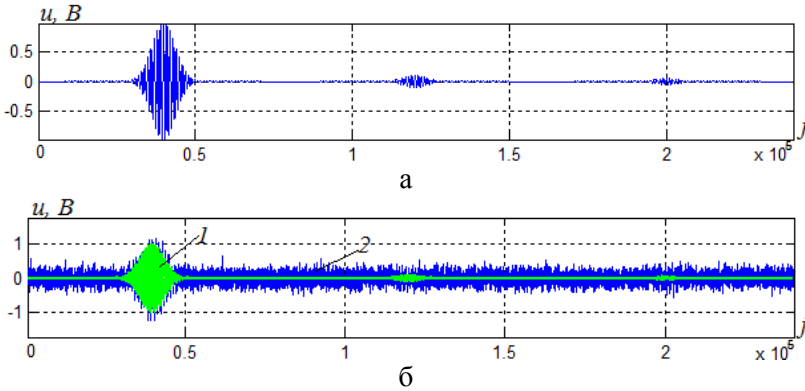


Рис. 2.19. Сигнал  $u[j]$  (а) і його адитивна суміш з гауссовим шумом (б)

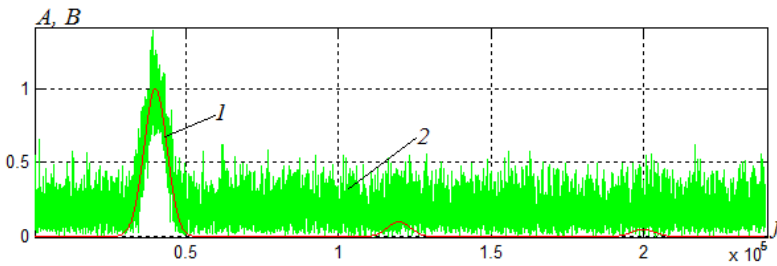


Рис. 2.20 Графіки обвідної: крива 1 – для  $u[j]$ ; крива 2 – для адитивної суміші  $u[j]$  з гауссовим шумом

З графіків рис. 2.20 видно, що виявити лунаісигнали в їх адитивній суміші з шумом за АХС практично неможливо. Перевіримо ефективність застосування статистичного аналізу ФХС для виявлення сигналів УЗТ. Рішення про наявність лунаісигналу формуватимемо за поточними значеннями статистики  $r[j]$ , отриманими в результаті опрацювання послідовності  $\phi[j]$ . Визначення  $r[j]$  виконується в ковзному режимі, обсяг усереднення і апертура вікна однакові і дорівнюють  $M_r$ .

На рис. 2.21 зображено дробову частину ФХС адитивної суміші корисного сигналу і гауссового шуму.

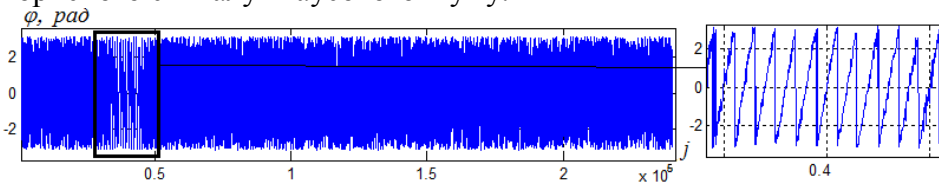


Рис. 2.21 Графік дробової частини ФХС

Наявність в сигналі шумової складової приводить за відсутності луна сигналів до стрибкоподібної зміни  $\varphi[j]$  на величину до  $2\pi$  (див. рис. 2.21) з частотою, що значно перевищує частоту сигналу-носія.

На рис. 2.22 показано графіки функцій  $r[j]$ , отримані за умови застосування ковзного прямокутного вікна з різними апертурами  $M_r$ .

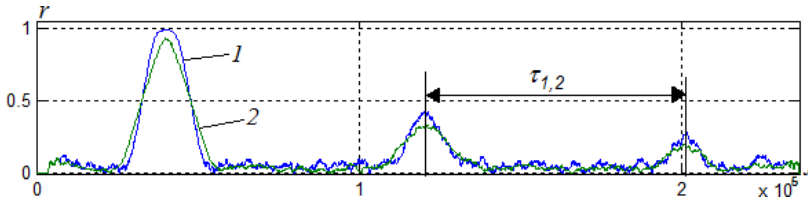


Рис. 2.22 Графіки  $r[j]$  для  $M_r = 350$  (крива 1) і  $M_r = 700$  (крива 2)

З рис. 2.22 видно, що використання статистичного опрацювання ФХС є ефективним в задачах виявлення луна сигналів УЗТ на фоні значних шумів, і дає змогу визначити їх часове положення навіть за відношення  $c/\text{ш} \leq 1$ . В даному експерименті відношення  $c/\text{ш}$  визначалось як відношення пікових значень луна-сигналу до  $\sigma$  (для першого луна-сигналу відношення  $c/\text{ш} = 1$ , для другого –  $c/\text{ш} = 0,2$ ). Використання вікон різної тривалості  $M_r$  дає додаткові можливості для підвищення точності визначення положення в часі донних сигналів УЗТ.

Час  $\tau$  поширення сигналу в ОК між першим і наступним луна-сигналом визначається за «центрами мас»  $q$ , ділянок статистики  $r$ , що відповідають луна-сигналам. На рис. 2.23 зображено приклад отримання значення  $q$  за певним пороговим рівнем  $P$ .

Значення  $q$  визначається за формулою:

$$q = \frac{\sum_{j=k}^m jr[j]}{\sum_{j=k}^m r[j]}, \quad (2.61)$$

де  $k$  та  $m$  – значення змінної  $j$ , що відповідає межах інтервалу дослідження статистики  $r[j]$  із заданим пороговим рівнем  $P$ . Останній вибирається з умови перевищення шумової складової статистики  $r[j]$  за відсутності луна-сигналу, до прикладу  $P = (\max r_{\text{ш}}) \cdot k_3$ , де  $\max r_{\text{ш}}$  – максимальне значення статистики  $r[j]$  за відсутності луна-сигналу,  $k_3$  – коефіцієнт запасу,  $k_3 \in [1,1 \div 1,5]$ .

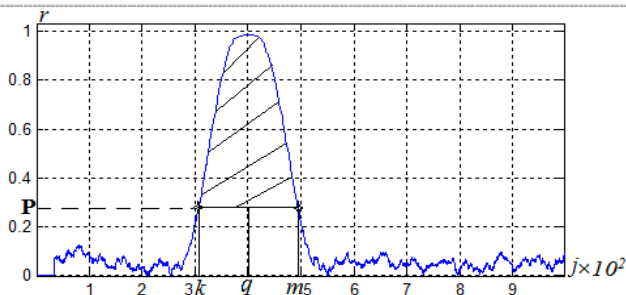


Рис. 2.23 Ілюстрація визначення центру імпульсу статистики  $r[j]$

Даний спосіб дає змогу виявити послідовність загасаючих луна-сигналів в присутності шумів, визначити затримку в часі  $\tau_{1,i}$  між першим та  $i$ -тим відлунням і за рахунок цього зменшити середньоквадратичну похибку визначення часового інтервалу  $\bar{\tau} = \frac{\tau_{1,i}}{i-1}$  в  $\sqrt{i-1}$  разів.

## Література до розділу 2

- 2.1. Бендат Дж. Прикладной анализ случайных данных: пер. с англ. / Дж. Бендат, А. Пирсол. – М.: Мир, 1989. – 540 с.
- 2.2. Куц Ю.В., Щербак Л.М. Статистична фазометрія. Наукова монографія / Ю.В. Куц, Л.М. Щербак. – Тернопіль: ТДГУ ім. І. Пулюя, 2009. – 384 с.
- 2.3. Куц Ю. В. Застосування перетворення Гільберта у фазометрії / Ю. В. Куц, Л. М. Щербак // Технологические системы. – 2004. – № 2. – С. 50–55.
- 2.4. Математическая энциклопедия. В пяти томах. Главный редактор И.М.Виноградов. Серия «Энциклопедии, словари, справочники» М. Советская энциклопедия. 1977.
- 2.5. Михеечев В.В. Геоэзические светодальномеры / В.В Михеечев. – М.: Недра, 1979. – 222 с.
- 2.6. Вакман В.Е. Об определении понятия амплитуды, фазы и мгновенной частоты сигнала. // Радиотехника и электроника. – 1972. – Т.17, №5. – С.972–978.
- 2.7. Коржик В.И. Огибающая сигнала и некоторые ее свойства. // Радиотехника. – 1968, т.23. – №4. – С.1–6.
- 2.8. Сергиенко А.Б. Цифровая обработка сигналов: Учебник для вузов / А.Б. Сергиенко. – 2-е изд. – СПб.: Питер, 2006. – 751с.

- 2.9. Babak V., Kuts U. Discret Hilbert Transform In Problems of the Measuring System Signal Analysis // Датчики и системы: Сборник докладов международной конф. Том III. СПб.: Изд-во СПбГПУ. – 2002. – С.32–36.
- 2.10. Річард Лайонс. Цифровая обработка сигналов.: «Бином-Пресс», 2007.– 656 с.
- 2.11. Куц Ю.В. Методи та системи статистичної фазометрії: дисертація на здобуття наук. ступеня доктора технічних наук: 05.11.16 / Ю.В. Куц; Національний авіаційний університет. – Київ, 2004.– 317 с.
- 2.12. Куц Ю.В. Підвищення точності визначення фазових характеристик сигналів / Ю.В. Куц, І.М. Лапіга, О.В. Монченко // Вісник НАУ. – 2006. – №4. – С. 26–29.
- 2.13. Куц Ю.В. Дослідження віконної обробки сигналів в задачах фазометрії / Ю.В. Куц, І.М. Лапіга, О.В. Монченко // Праці Луганського відділення Міжнародної Академії інформатизації. – 2008. – № 1(16). – С. 62–65.
- 2.14. Куц Ю.В. Уменьшение методической погрешности измерения параметров сигналов при использовании метода преобразования Гильберта / Ю.В. Куц, И.Н. Лапига // «Метрология–2009»: материалы Междун. науч.-практ. конф., 14–15 апреля 2009 г.: тезисы докл. – Минск: БелГИМ, 2009. – С. 281–285.
- 2.15. Херрис Ф.Дж. Использование окон при гармоническом анализе методом дискретного преобразования Фурье / Ф.Дж. Херрис. // ТИИЭР. – Т. 66. – 1978. – №1. – С. 60–96.
- 2.16. Бархатов В.А. Применение оконных функций в задачах распознавания образов ультразвуковых сигналов / В.А. Бархатов // Дефектоскопия. – 2010. № 10. С. 3–10.
- 2.17. Еременко В.С. Применение оконной обработки сигналов в задачах анализа их фазовых характеристик / В.С. Еременко, Ю.В. Куц, И.Н. Лапига, Е.В. Монченко // «Современные информационные и электронные технологии»: материалы VII Междун. научн.-практ. конф., 22–26 мая 2006 г.: тезисы докл.– Одеса, 2006.–Т. II. –С. 229.
- 2.18. Гутников В.С. Фильтрация измерительных сигналов / В.С. Гутников. – Л.: Энергоатомиздат. Ленингр. отд-ние, 1990. – 192 с.
- 2.19. Оппенгейм А. Цифровая обработка сигналов / А. Оппенгейм, Р. Шафер. – 2-е изд. – М.: ЗАО «РИЦ Техносфера», 2007. – 856 с.
- 2.20. Куц Ю.В. Дослідження точності визначення фазових характеристик сигналів / Ю.В. Куц, І.М. Лапіга, В.Ф. Петрик // «Приладобудування 2008: стан і перспективи»: матеріали VII Міжнар. наук.-



- техн. конф., 22–23 квітня 2008 р.: тези доп. – К.: ПБФ, НТУУ «КПІ», 2008. – С. 226–227.
- 2.21. *Патент* на корисну модель № 35057 Україна, МПК (2006) G01B 17/02. Спосіб ультразвукового вимірювання товщини виробів / Куц Ю.В., Єременко В.С., Монченко О.В. та ін; заявник та патентовласник Національний авіаційний університет. – № u200805320; заявл. 23.04.2008; опубл. 26.08.2008, Бюл. № 16.
- 2.22. *Куц Ю.В.* Підвищення точності вимірювання товщини в ультразвуковій товщинометрії / Ю.В. Куц, О.В. Монченко, І.М. Лапіга // Теорія і практика неруйнівного контролю матеріалів і конструкцій. Серія: Фізичні методи та засоби контролю середовищ, матеріалів та виробів: збірник наук. праць. – Львів: Фізико-механічний інститут ім. Г.В. Карпенка НАН України, 2008. – Вип. 13. – С. 161–164.
- 2.23. *Куц Ю.В.* Підвищення точності ультразвукового вимірювання товщини виробів / Ю.В. Куц, О.В. Монченко, І.М. Лапіга, В.К. Цапенко // «Неруйнівний контроль та технічна діагностика – UkrNDT–2009»: матеріали 6-ї Національної наук.-техн. конф., 9–12 червня 2009 р.: тези доп. – К.: УТ НКДТ, 2009. – С. 351–354.
- 2.24. *Єременко В.С.* Спосіб ультразвукової товщинометрії / В.С. Єременко, Ю.В. Куц, І.М. Лапіга, О.В. Монченко // «Інтегровані інтелектуальні робототехнічні комплекси (ПРТК-2009)»: матеріали другої Міжнар. наук.-практ. конф., 25–28 травня 2009 р.: тези доп. – К.: НАУ, 2009. – С. 301–302.
- 2.25. *Куц Ю.В.* Експериментальне дослідження фазового способу ультразвукової товщинометрії / Ю.В. Куц, О.В. Монченко // «Авіа-2007»: матеріали VII Міжнар. наук.-техн. конф., 25–27 квітня 2007.: тези доп. – К.: НАУ, 2007. – Т.1. – С. 11.33–11.36.
- 2.26. *Куц Ю.В.* Ультразвуковое измерение толщины многослойных материалов и изделий / Ю.В. Куц, Е.В. Монченко // Техническая диагностика и неразрушающий контроль. – 2008. – №1. С. 35–38.
- 2.27. *Болтянский В.Г.* Огибающая / В.Г. Болтянский. – М.: Государственное издательство физ.-мат. литературы, 1961. – 76 с.

## Розділ 3

**ФАЗОВИЙ МЕТОД ЛУНАІМПУЛЬСНОЇ УЗТ ОБ'ЄКТІВ З  
БАГАТОШАРОВИХ МАТЕРІАЛІВ**

Фазовий метод УЗТ розвивався, в основному, в напрямі удосконалення методів та засобів вимірювання фазового зсуву сигналу-носія. Останній визначався, як правило, за один чи декілька періодів сигналу-носія. За такої умови «тонка» структура фази сигналу залишалась поза аналізом. В той же час зміна фази сигналу на всьому інтервалі часу його існування містить додаткову інформацію про поширення сигналів в електроакустичному тракті ультразвукових приладів НК.

В цьому розділі наведено розв'язання завдання УЗТ об'єктів, що виготовлені з багатошарових матеріалів за умови часткового суміщення в часі відбитих (або зондувального і відбитого) сигналів УЗТ. Розглянуто варіанти вирішення даного завдання через отримання та аналіз фазових характеристик сигналів УЗТ. Приведено результати теоретичного аналізу, моделювання процесів визначення часу затримки сигналів, запропоновано способи підвищення точності вимірювання часової затримки сигналів в шарах матеріалу ОК.

**3.1 Формування вимірювальних сигналів в акустичному тракті  
ультразвукових лунаїмпульсних товщиномірів**

Для кращого розуміння сутності процесів формування сигналів в фазових ультразвукових товщиномірах розглянемо акустичний тракт товщиноміра. Основним результатом розрахунку акустичного тракту є коефіцієнт ослаблення акустичного тракту (коефіцієнт акустичного тракту):

$$k_{\text{АТ}} = p_{\text{п}} / p_{\text{в}} , \quad (3.1)$$

де  $p_{\text{п}}$  і  $p_{\text{в}}$  – акустичний тиск в приймаючому і випромінюючому перетворювачах.

Основною оцінкою електроакустичного тракту [3.1] є його коефіцієнт ослаблення (коефіцієнт ЕАТ)

$$k_{\text{ЕАТ}} = U_{\text{п}} / U_{\text{в}} , \quad (3.2)$$

де  $U_{\Pi}$  – амплітудне значення напруги прийнятого електричного сигналу, приведене до входу аналогового електричного тракту,  $U_B$  – амплітудне значення напруги зондуючого сигналу.

Якщо прийняти, що коефіцієнти перетворення (рис. 3.1) під час випромінювання  $k_B$  і прийому  $k_{\Pi}$  рівні відповідно

$$k_B = P_B / U_B, \quad k_{\Pi} = U_{\Pi} / P_{\Pi}, \quad (3.3)$$

то коефіцієнт подвійного електроакустичного перетворення складе

$$k_{\text{мп}} = k_B k_{\Pi} = \frac{U_{\Pi}}{U_B} \cdot \frac{P_B}{P_{\Pi}} = k_{\text{ЕАТ}} \cdot \frac{1}{k_{\text{АТ}}},$$

а коефіцієнт електроакустичного тракту:

$$k_{\text{ЕАТ}} = U_{\Pi} / U_B = k_{\text{АТ}} k_{\text{мп}}. \quad (3.4)$$

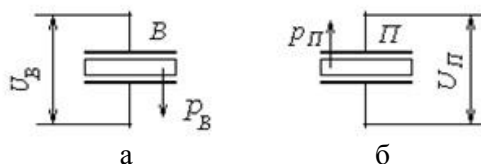


Рис. 3.1. ПЕП під час випромінювання (а) і приймання (б) сигналів УЗТ

Коефіцієнт  $k_{\text{мп}}$  близький за величиною до коефіцієнту електромеханічного зв'язку і на відміну від нього, окрім оцінки п'єзоелектричних властивостей п'єзоматеріалу, залежить ще й від форми і розмірів перетворювача, робочої частоти, демпфування як механічного, так і електричного; його типові значення належать інтервалу  $(0.2 \div 0.4)$  [3.1].

Модель акустичного тракту для лунаїмпульсної УЗТ виробів з одностарових матеріалів у випадку нормального введення (кут падіння не перевищує  $6^0 \div 8^0$ ) коливань в ОК для параметрів  $h < r_{\text{бл}}$ ,  $S^1 \gg S$  представлена на рис. 3.2 (де  $r_{\text{бл}}$  – межа ближньої зони випромінювача,  $S'$  – площа поверхні ОК, що відбиває ультразвукові коливання).

Відбивач  $S^1$  уявляє плоску поверхню, що знаходиться в ближній зоні випромінювача і повністю перебиває акустичний тракт.

Скориставшись уявним положенням приймача (рис. 3.2), з урахуванням того, що всі процеси випромінювання-приймання відбуваються в ближній зоні, а також з урахуванням коефіцієнта усереднення  $K_{\text{ср}}$  та коефіцієнта загасання  $\alpha$  матеріалу ОК отримаємо

$$\bar{p}_{II} = K_{cp} 2p_I T_I R_p e^{-2h\alpha}. \quad (3.5)$$

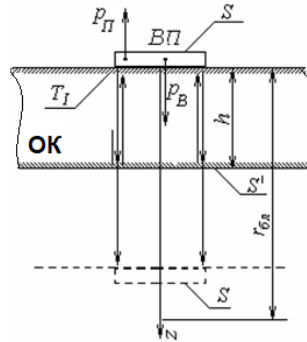


Рис. 3.2. Променева картина акустичного тракту для лунаімпульсної УЗТ виробів з одношарових матеріалів

Зазвичай приймають  $K_{cp}=0,4$ , що враховує усереднення акустичного тиску в перетині трубки випромінювання, та краєвий ефект, тому

$$k_{AT} \cong 0,8 \cdot T_I R_p e^{-2h\alpha}. \quad (3.6)$$

В формулі (3.6)  $T_I$  – коефіцієнт проходження ультразвукового сигналу за інтенсивністю через межу розділу двох середовищ (ПЕП та ОК);  $R_p$  – коефіцієнт відбиття за тиском на межі розділу двох середовищ (матеріал ОК та повітря).

Від акустичних характеристик суміжних середовищ, а також характеру падаючої ультразвукової хвилі певним чином залежить кількість одержуваної про ОК інформації [3.1]. Розглянемо більш детально проходження ультразвукових хвиль через межу поділу середовищ, що відіграє основну роль у формуванні сигналу, який містить інформацію про ОК. Під межею розділу розуміють поверхню між двома контактуючими середовищами з відмінними акустичними властивостями – густиною і фазовою швидкістю розповсюдження пружних коливань. Фізична модель межі між двома середовищами повинна задовольняти граничним умовам, які впливають з наступних припущень:

- межа поділу є нескінченно тонким шаром, що належить одночасно двом середовищам що межують, тобто на межі поділу відсутні розшарування або руйнації (умови суцільності середовищ на межі поділу);

- на межі поділу, як і в будь-якому перетині середовища, у відповідності до закону Гука виконується умова рівності дії і протидії (механічних напруг або акустичного тиску, зсувів, коливальних швидкостей і

потенціалів швидкостей), в іншому випадку на межі поділу виникнуло би порушення суцільності [3.1, 32].

У випадку проходження плоскої хвилі через плоску межу поділу середовищ за нормального падіння виникає відбита хвиля та хвиля, що пройшла через межу (рис. 3.3).



Рис. 3.3. Представлення хвильових процесів на межі поділу середовищ

На рис. 3.3 позначено:  $v_i$  – коливальна швидкість часток середовища,  $\Phi_i$  – потенціал швидкостей,  $\rho_i$  – густина матеріалу середовища,  $c_i$  – швидкість повздовжних акустичних хвиль у середовищі,  $I_i$  – інтенсивність коливань у середовищі.

Вважатимемо хвилю гармонічною. Тоді потенціали швидкостей у всіх трьох хвильових процесах представляються в загальному виді як

$$\begin{aligned} \phi_1(x, t) &= \Phi_1 \exp(j\omega(t - x/c_1)) \text{ – пряма хвиля,} \\ \phi_1'(x, t) &= \Phi_1' \exp(j\omega(t + x/c_1)) \text{ – відбита хвиля,} \\ \phi_2(x, t) &= \Phi_2 \exp(j\omega(t - x/c_2)) \text{ – хвиля, що пройшла} \\ &\text{межу поділу середовищ.} \end{aligned} \quad (3.7)$$

На межі поділу середовищ ( $x = 0$ ) повинна виконуватися умова рівності потенціалів швидкостей [3.1]

$$\phi_1(x, t) + \phi_1'(x, t) = \phi_2(x, t)|_{x=0} . \quad (3.8)$$

Якщо потенціали швидкостей ліворуч і праворуч межі поділу рівні, то повинні бути рівними і відповідні їм акустичні тиски та коливальні швидкості. З урахуванням граничних умов для  $x = 0$  отримуємо

$$\begin{aligned} \rho_1 \Phi_1 + \rho_1 \Phi_1' &= \rho_2 \Phi_2 \\ \Phi_1/c_1 - \Phi_1'/c_1 &= \Phi_2/c_2 . \end{aligned} \quad (3.9)$$

Введемо поняття коефіцієнтів відбиття та проходження через потенціал швидкостей для межі поділу середовищ як

$$R_{\Phi} = \Phi_1' / \Phi_1 \quad \text{і} \quad T_{\Phi} = \Phi_2 / \Phi_1.$$

Розв'язок системи (3.9) дає

$$R_{\Phi} = \frac{z_2 - z_1}{z_2 + z_1}, \quad T_{\Phi} = \frac{2z_2}{z_2 + z_1} \frac{\rho_1}{\rho_2}, \quad (3.10)$$

де  $z = \rho c$  – акустичний імпеданс середовища.

За акустичним тиском і коливальною швидкістю на межі поділу середовищ коефіцієнти відбиття та проходження представляються відповідно як:

$$R_p = \frac{z_2 - z_1}{z_2 + z_1}, \quad T_p = \frac{2z_2}{z_2 + z_1} \quad (3.11)$$

та

$$R_v = \frac{z_1 - z_2}{z_2 + z_1}, \quad T_v = \frac{2z_1}{z_2 + z_1}. \quad (3.12)$$

Залежно від співвідношення акустичних імпедансів середовищ  $z_1$  та  $z_2$  коефіцієнти відбиття  $R_p$  і  $R_v$  можуть змінюватися в інтервалі значень від +1 до -1, тобто мати як позитивний, так і негативний знаки. Це означає, що відбиття за тиском або коливальною швидкістю може відбуватися як без зміни фази на  $\pi$  (без "втрати фази"), так і зі зміною фази на  $\pi$  у випадку негативних значень  $R_p$  і  $R_v$  (йдеться про відбиття з втратою фази або втратою півхвилі) [3.1, 3.2]. На рис. 3.4 показано амплітудно-фазове співвідношення миттєвих значень акустичного тиску в падаючій, відбитій і хвилі, що пройшла через межу поділу середовищ в примежовій області за нормального падіння.

У випадку проходження хвилею межі поділу середовищ фаза акустичного тиску і коливальної швидкості не змінюється, і коефіцієнти проходження  $T_p$  і  $T_v$  змінюються в інтервалі значень (0...2). До прикладу, якщо падаюча хвиля поширюється в акустично «жорсткому» середовищі ( $z_1 \gg z_2$ ), тобто проходить межу в «м'яке» середовище, амплітуда коливальної швидкості майже подвоюється за незначної амплітуди акустичного тиску. Відбиття за тиском відбувається із «втратою фази» («м'яка» межа). Межа поділу з повітрям прирівнюється до межі з вакуумом, і називається *вільною* або *ненавантаженою поверхнею*.

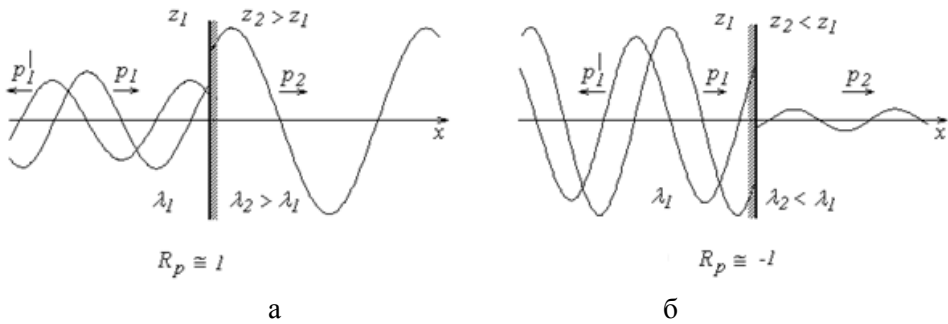


Рис. 3.4. Форми миттєвих зображень хвиль акустичного тиску в примежовій зоні поділу середовищ для випадку проходження з води в сталь (без втрати фази) (а) та зі сталі у воду (з втратою фази) (б)

У випадку переходу хвилі з «м'якого» середовища в «жорстке» ( $z_1 \ll z_2$ ), до прикладу, з газу в рідину чи з рідини в тверде тіло, в хвилі що пройшла, майже подвоюється амплітуда акустичного тиску.

Оскільки на межі поділу середовищ повинен зберігатися енергетичний баланс (баланс інтенсивностей), коефіцієнти відбиття  $R_I$  і проходження  $T_I$  за інтенсивністю (енергією) можна одержати з рівності  $I_1 = I_1^I + I_2$ , звідки, після ділення на  $I_1$ , маємо

$$R_I + T_I = 1. \quad (3.13)$$

Оскільки

$$R_I = \frac{I}{I_1} = \frac{(p_1^I)^2}{z_1} \cdot \frac{z_1}{(p_1)^2} = \left[ \frac{p_1^I}{p_1} \right]^2 = R_p^2 = \frac{(z_2 - z_1)^2}{(z_2 + z_1)^2}, \quad (3.14)$$

то на підставі (3.13) одержимо

$$T_I = 1 - R_I = 1 - \frac{(z_2 - z_1)^2}{(z_2 + z_1)^2} = \frac{4z_2z_1}{(z_2 + z_1)^2} = T_p \cdot T_v. \quad (3.15)$$

Коефіцієнт проходження за інтенсивністю через межу поділу дорівнює добутку коефіцієнтів проходження за тиском (або за коливальною швидкістю) в прямому і в зворотному напрямках, тобто

$$T_I = T_p^\uparrow \cdot T_p^\downarrow = T_v^\uparrow \cdot T_v^\downarrow. \quad (3.16)$$

Факт інверсії фази раніше не враховувався, оскільки використовувались амплітудні методи опрацювання сигналів УЗТ. У випадку аналізу ФХС ця особливість врахована в моделі відбитих сигналів виду:

$$u_{в,i}(t) = \begin{cases} |k_{\text{EAT},i}| U_3(t) \cos \left[ 2\pi f(t - \tau) + \frac{\pi}{2}(1 - \text{sign}(k_{\text{EAT},i})) \right], & t \in [\tau, \tau_i + \tau) \\ 0, & t \notin [\tau_i, \tau_i + \tau), \end{cases}$$

де  $|k_{\text{EAT},i}|$  – модуль коефіцієнта ЕКТ у випадку відбиття від  $i$ -го шару,  $U_3(t)$  – обвідна сигналу,  $\tau_i$  – тривалість радіоімпульсу.

У випадку відбиття зонduючого сигналу від акустично більш «жорсткого» матеріалу  $k_{\text{EAT}} > 0$  фаза передається без змін:

$$k_{\text{EAT}} > 0 \rightarrow 0,5\pi[1 - 1] = 0.$$

За умови відбиття зонduючого сигналу від акустично «м'якшого» матеріалу маємо  $k_{\text{EAT}} < 0$  і фаза інвертується:

$$k_{\text{EAT}} < 0 \rightarrow 0,5\pi[1 - (-1)] = \pi.$$

У випадку контролю багат шарових середовищ схема акустичного тракту має більш складний вигляд. На рис. 3.5 наведено приклад формування сигналів у ОК виготовленого з 4-шарового матеріалу. Кожен шар такого середовища має свій набір фізико-механічних характеристик. У формулі  $k_{\text{EAT}}$  враховуються всі коефіцієнти проходження, відбиття і загасання для всіх меж розділу середовищ.

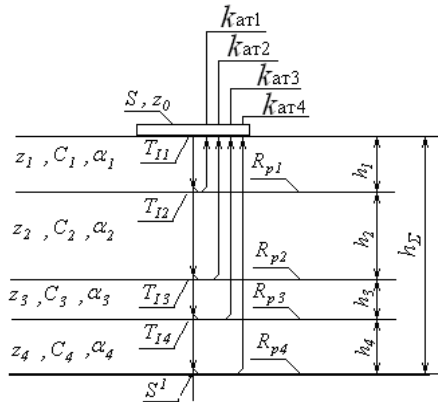


Рис. 3.5. Формування ультразвукової хвилі в акустичному тракті, що складається з чотирьох шарів

Для кожної  $i$ -тої межі розділу середовищ значення коефіцієнта акустичного тракту розраховується за формулою

$$k_{\text{AT},i} \cong \prod_{k=1}^i T_{Ik} R_{p,k} \exp\left(-\sum_{k=1}^i h_k \alpha_k\right),$$



де  $T_k$  – коефіцієнт проходження ультразвукового сигналу  $k$ -тої межі розділу шарів ОК за інтенсивністю,  $R_{pk}$  – коефіцієнт відбиття за тиском від межі  $k$ -го шару,  $\alpha_k$  – коефіцієнт загасання ультразвукової хвилі в  $k$ -му шарі акустичного тракту товщиноміра.

Коефіцієнт ЕАТ у випадку відбиття від  $i$ -го шару визначається як

$$k_{\text{ЕАТ},i} \cong k_{\text{ш}} k_{\text{АТ}}. \quad (3.17)$$

Нижче розглянуто приклади розрахунку  $k_{\text{ЕАТ}}$  для трьох типів ОК.

**Приклад 3.1.** Проведемо розрахунки  $k_{\text{ЕАТ}}$  для таких типів ЕАТ:

- 1) одношаровий ОК “алюмінію – ПЕП із ЦТС-19”;
- 2) двошаровий ОК “алюміній – мідь – ПЕП із ЦТС-19”;
- 3) тришаровий ОК “алюміній – пінополіуретан (ППУ) – алюміній – ПЕП із ЦТС-19”.

Необхідні для розрахунків довідникові дані наведено у табл. 3.1.

Таблиця 3.1. Параметри матеріалів акустичного тракту

Параметри	Матеріали			
	ЦТС-19	ППУ	Al	Cu
Акустичний імпеданс, $z \times 10^6$ , кг/м <sup>2</sup> с	23	0,1	17,1	42
Коефіцієнт загасання, $\alpha$ , м <sup>-1</sup>	0,095	5,85	0,1	2,5

1) ОК із алюмінію завтовшки 1,4 мм, а пластина ПЕП – 2,7 мм. Коефіцієнт проходження за інтенсивністю визначаються як

$$T_{11} = \frac{4Z_{\text{ЦТС}}Z_{\text{Al}}}{(Z_{\text{ЦТС}} + Z_{\text{Al}})^2} = \frac{4 \cdot 23 \cdot 10^6 \cdot 17,1 \cdot 10^6}{(23 + 17,1)^2 \cdot 10^{12}} = 0,978.$$

Коефіцієнт відбиття за тиском на межі розділу ОК-повітря  $R_{p1} = 1$ .

За даними табл. 3.1, розраховується  $k_{\text{АТ}}$  згідно з формулою (3.6).

$$k_{\text{АТ}} = \prod_{i=1}^1 T_{i1} R_{p1} e^{-(1,4 \cdot 10^{-3} \cdot 0,1)} = 0,782$$

Оскільки  $k_{\text{АТ}} > 0$ , це означає, що інверсія фази на межі розділу середовищ не відбувається.

2) ОК – біметал товщиною 1,4 мм; що складається з двох шарів металів – алюмінію і міді, кожен завтовшки по 0,7 мм. Пластина ПЕП із ЦТС-19 товщиною 2,7 мм. Визначимо  $k_{\text{АТ}}$  для двох меж середовищ:

$k_{AT1}$  – алюміній - мідь;  $k_{AT2}$  – мідь - повітря.

$$T_{I1} = \frac{4Z_{ЦТС}Z_{Al}}{(Z_{ЦТС} + Z_{Al})^2} = \frac{4 \cdot 23 \cdot 10^6 \cdot 17,1 \cdot 10^6}{(23 + 17,1)^2 \cdot 10^{12}} = 0,978.$$

$$T_{I2} = \frac{4Z_{Cu}Z_{Al}}{(Z_{Cu} + Z_{Al})^2} = 0,822.$$

$$R_{P1} = \frac{Z_{Cu} - Z_{Al}}{Z_{Cu} + Z_{Al}} = \frac{17,1 \cdot 10^6 - 23 \cdot 10^6}{17,1 \cdot 10^6 + 23 \cdot 10^6} = 0,421; R_{P2} = 1.$$

$$k_{AT1} = \prod_{i=1}^1 T_{I1} R_{P1} e^{-(0,7 \cdot 10^{-3} \cdot 0,1)} = 0,33;$$

$$k_{AT2} = \prod_{i=1}^2 T_{I2} R_{P2} e^{-(0,7 \cdot 10^{-3} \cdot 0,1 + 0,7 \cdot 10^{-3} \cdot 2,5)} = 0,537.$$

Хоча в цьому прикладі  $k_{AT1}$ ,  $k_{AT2}$  значно менші, ніж в попередньому, але  $k_{AT1} > 0$ ,  $k_{AT2} > 0$ , отже інверсії фази не відбувається.

3) ОК завтовшки 7 мм складається з трьох шарів матеріалів – алюміній-ППУ-алюміній, товщина кожного шару відповідно 1, 5, 1 мм. Пластина ПЕП із ЦТС-19 завтовшки 2,7 мм.

В цьому випадку є три межі розділу середовищ і, відповідно, необхідно розрахувати три коефіцієнти акустичного тракту:  $k_{AT1}$  – алюміній / ППУ,  $k_{AT2}$  – ППУ / алюміній,  $k_{AT3}$  – алюміній / повітря.

$$T_{I1} = \frac{4Z_{ЦТС}Z_{Al}}{(Z_{ЦТС} + Z_{Al})^2} = \frac{4 \cdot 23 \cdot 10^6 \cdot 17,1 \cdot 10^6}{(23 + 17,1)^2 \cdot 10^{12}} = 0,978.$$

$$T_{I2} = \frac{4Z_{ППУ}Z_{Al}}{(Z_{ППУ} + Z_{Al})^2} = 0,023; T_{I3} = \frac{4Z_{ППУ}Z_{Al}}{(Z_{ППУ} + Z_{Al})^2} = 0,023.$$

$$R_{P1} = \frac{Z_{ППУ} - Z_{Al}}{Z_{ППУ} + Z_{Al}} = -0,988; R_{P2} = \frac{Z_{Al} - Z_{ППУ}}{Z_{Al} + Z_{ППУ}} = 0,988; R_{P3} = 1.$$

$$k_{AT1} = \prod_{i=1}^1 T_{I1} R_{P1} e^{-(1 \cdot 10^{-3} \cdot 0,1)} = -0,773;$$

$$k_{AT2} = \prod_{i=1}^2 T_{I2} R_{P2} e^{-(1 \cdot 10^{-3} \cdot 0,1 + 5 \cdot 10^{-3} \cdot 5,85)} = 3,715 \cdot 10^{-4};$$

$$k_{AT3} = \prod_{i=1}^3 T_{I3} R_{P3} e^{-(1 \cdot 10^{-3} \cdot 0,1 + 5 \cdot 10^{-3} \cdot 85 + 1 \cdot 10^{-3} \cdot 0,1)} = 8,286 \cdot 10^{-6}.$$

Коефіцієнти ЕАТ визначаються за формулою (3.4).

Значення коефіцієнта подвійного електроакустичного перетворення для ЦТС-19 прийємо  $k_{\text{мп}}=0,3$ . Відповідно значення коефіцієнтів ЕАТ для розглянутих трьох випадків складають:

$$1) k_{\text{ЕАТ}} = 0,235.$$

$$2) k_{\text{ЕАТ1}} = 0,099, k_{\text{ЕАТ2}} = 0,161.$$

$$3) k_{\text{ЕАТ1}} = -0,232, k_{\text{ЕАТ2}} = 1,114 \cdot 10^{-4}, k_{\text{ЕАТ3}} = 2,486 \cdot 10^{-6}.$$

### 3.2 Особливості використання фазової характеристики сигналів лунаїмппульсної УЗТ

**Фазова характеристика адитивної суміші радіосигналів з синусоїдними сигналами-носіями.** В основу запропонованого методу фазової лунаїмппульсної УЗТ виробів з багатошарових матеріалів покладено ідею, що ґрунтується на припущенні можливості визначення моментів часткового збігу в часі лунаісигналів з однаковою частотою сигналу-носія за виявленими спотвореннями фазової характеристики їх адитивної суміші від фазової характеристики гармонічного сигналу.

Для доведення такої можливості виконанно моделювання процесу формування фазової характеристики на моделі сигналу, утвореного адитивною сумішшю кусково-гармонічних функцій виду:

$$u_{\Sigma}(t) = u_1(t) + u_2(t) = U_1 \sin(2\pi ft + \varphi_1) + U_2 \sin(2\pi ft + \varphi_2 - 2\pi f \tau)g(t - \tau),$$

$$t \in (0, T_a), U_1, U_2 > 0, \tau > 0, \varphi_1, \varphi_2 \in [0, 2\pi), \quad (3.18)$$

де  $U_1, U_2$  та  $\varphi_1, \varphi_2$  – відповідно амплітуди та початкові фази сигналів  $u_1(t), u_2(t)$ ;  $f$  – частота сигналів,  $\tau$  – затримка в часі початку сигналу  $u_2(t)$  відносно  $u_1(t)$ ;  $T_a$  – час аналізу;  $g(t - \tau)$  – функція Хевісайда

$$g(t - \tau) = \begin{cases} 1, & t - \tau > 0, \\ 0, & t - \tau \leq 0. \end{cases}$$

Обвідна і початкова фаза сигналу  $u_{\Sigma}(t)$  визначаються як [3.3]

$$U_{\Sigma}(t) = \sqrt{U_1^2 + [U_2^2 + 2U_1U_2 \cos 2\pi f \tau]g(t - \tau)}, \quad (3.19)$$

$$\varphi_{\Sigma}(t) = \arctg \frac{U_1 \sin \varphi_1 + U_2 g(t - \tau) \sin[\varphi_2 - 2\pi f t]}{U_1 \cos \varphi_1 + U_2 g(t - \tau) \cos[\varphi_2 - 2\pi f t]}. \quad (3.20)$$

Визначення моменту часу  $t = \tau$  за ФХС  $u_{\Sigma}(t)$  ілюструють графіки на рис. 3.6. Сигнал  $u_2(t)$  (рис. 3.6, б) зміщений відносно  $u_1(t)$  (рис. 3.6, а) на величину  $\tau$ . Амплітуда сумарного сигналу  $u_{\Sigma}(t)$  практично не змінюється на інтервалі часу його аналізу (рис. 3.6, в), що не дозволяє використати її для виявлення моменту  $t = \tau$  початку сигналу  $u_2(t)$ , в той час як фаза сумарного сигналу в цей момент має стрибок значень величиною  $\delta\varphi \cong -0,8$  рад (рис. 3.6, г).

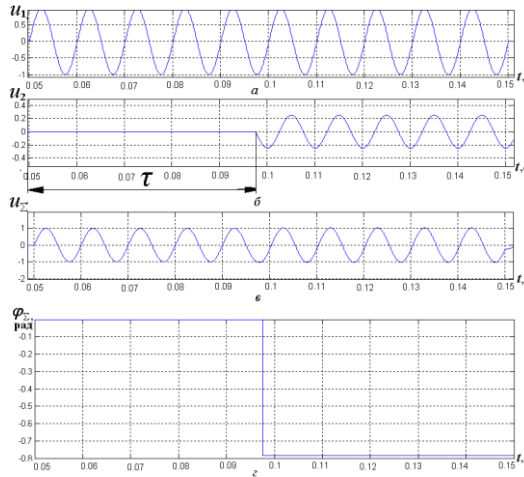


Рис. 3.6. Ілюстрація процесу виявлення моменту спотворення ФХС: а – сигнал  $u_1(t)$ , б – сигнал  $u_2(t)$ , в – сигнал  $u_{\Sigma}(t)$ , г – стрибок значень початкової фази сигналу  $u_{\Sigma}(t)$

Початкова фаза (3.20) сигналу  $u_{\Sigma}(t)$  є функцією часу. В момент суміщення затриманого в часі сигналу  $u_2(t)$  з  $u_1(t)$  відбувається стрибкоподібна зміна фази  $u_{\Sigma}(t)$  на величину  $\delta\varphi(t = \tau) = \varphi_{\Sigma}(t > \tau) - \varphi_1$ .

Якщо покласти  $\varphi_1 = \varphi_2 = 0$ , то вираз (3.20) спрощується:

$$\varphi_{\Sigma}(t) = \arctg \frac{-U_2 g(t - \tau) \sin[2\pi f t]}{U_1 + U_2 g(t - \tau) \cos[2\pi f t]}. \quad (3.21)$$

Як видно з (3.21) величина  $\delta\varphi$  залежить від багатьох параметрів –

від амплітуд сигналів, їх початкових фаз та затримки. Для з'ясування функціональної залежності  $\delta\varphi$  від цих параметрів було проведене комп'ютерне моделювання для визначення залежності  $\delta\varphi$  від відношення амплітуд  $m = U_2/U_1 \in [0, 1]$  і початкової фази  $\varphi_2 \in [0, 2\pi)$ . На рис. 3.7 показано графік функції  $\delta\varphi = f(\varphi_2, m)$ . З графіка видно, що величина стрибка змінюється в межах інтервалу  $(-\pi/2; \pi/2)$ .

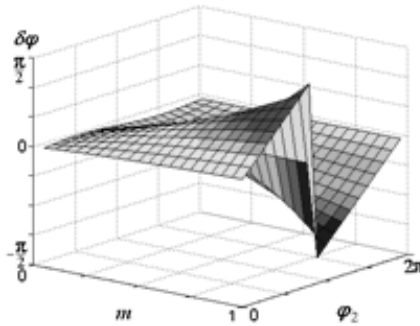


Рис.3.7. Графік залежності  $\delta\varphi = f(\varphi_2, m)$

З аналізу графіка витікає, що максимальне значення  $\delta\varphi$  досягається за значення  $m = 1$  і плавно спадає до нуля для  $m \rightarrow 0$ . Крім того, на значення  $\delta\varphi$  суттєво впливає співвідношення початкових фаз сигналів. З графіку видно, що залежність  $\delta\varphi = f(\varphi_2)|_{\varphi_1=0}$  має знакозмінний характер і набуває близького до нуля значення для  $\varphi_2 = \pi n$ , де  $n=0,1,2$ . Цю особливість необхідно враховувати у випадку аналізу частково суміщених в часі луна сигналів з довільними початковими фазами.

Виконаний аналіз доводить можливість використання особливостей ФХС для вирішення завдань лунаїмппульсної УЗТ виробів з багат шарових матеріалів за умови часткового суміщення в часі луна сигналів з однаковою частотою сигналу-носія.

**Формування фазових характеристик сигналів лунаїмппульсної УЗТ.** Нехай для прозвучування ОК використовується сигнал виду

$$u_3(t) = \begin{cases} U_3 \cos 2\pi ft, & t \in [0, \tau_i), \\ 0, & t \in [\tau_i, T_n), \end{cases} \quad (3.22)$$

де  $U_3$ ,  $T_n$ ,  $\tau_i$  – відповідно амплітуда, період повторення та тривалість зондувальних сигналів,  $T_n \gg f^{-1}$ .

В ЕАТ товщиноміра ультразвукова хвиля затримується і загасає за

рахунок відповідно поширення в матеріалі ОК і втрат енергії. Відбита хвиля, після перетворення в електричний сигнал, в першому наближенні може бути представлена послідовністю донних сигналів виду

$$u_B(t) = \begin{cases} k_{\text{нп}} \sum_{k=1}^n U_{B,k}(t) \cos 2\pi f(t - k\tau), & t \in [\tau, \tau_i + \tau) \\ 0, & t \notin [\tau, \tau_i + \tau) \end{cases}, \quad (3.23)$$

де  $U_{B,k}(t)$  – обвідна відбитого  $k$ -того донного сигналу.

Розглянемо наступну задачу УЗТ. Вважатимемо, що в (3.23) присутній лише перший донний сигнал, тобто  $n=1$ , а для  $\tau$  і  $\tau_i$  може не виконуватись умова  $\tau > \tau_i$ , тобто можливе суміщення в часі зонduючого та донного сигналів. Такий випадок має місце, до прикладу, в завданні вимірювання товщини тонких шарів матеріалу. Прийнятий (інформаційний) сигнал (без врахування дії шумів вимірювального каналу) являє адитивну суміш зонduючого і відбитого сигналів

$$u(t) = u_3(t) + u_B(t), \quad t \in [0, T_n) . \quad (3.24)$$

Оскільки за умов задачі частоти сигналів-носіїв  $u_3(t)$  та  $u_B(t)$  співпадають, а  $\tau < \tau_i$ , це не дозволяє застосувати методи часової або частотної селекції для виокремлення відбитого сигналу. Розглянемо можливість використання ФХС для визначення моменту надходження донного сигналу за прийнятої умови. Фазова характеристика зонduючого сигналу виду (3.22) представляється виразом

$$\Phi_0(t) = \begin{cases} 2\pi ft, & t \in [0, \tau_i], \\ 2\pi f\tau_i, & t \in (\tau_i, T_n]. \end{cases} \quad (3.25)$$

Загальний вигляд функції  $\Phi_0(t)$  представлений на рис. 3.8.

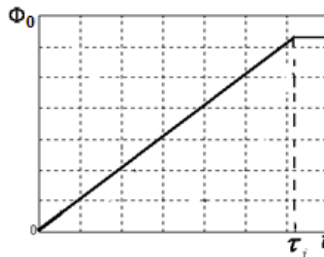


Рис.3.8. Фазова характеристика зонduючого сигналу (3.22)

Суміщення в часі сигналів  $u_3(t)$  та  $u_b(t)$  приводить до стрибкоподібної зміни значень фазової характеристики сумарного сигналу.

Отримана за виразами (2.30) значення ФХС сигналу  $u(t)$  містить два типи стрибків її значень, які відрізняються за величиною: I тип – стрибки величиною з інтервалу  $-(1,5\pi, 2\pi)$ , II тип – стрибки, що знаходяться в межах  $(-\pi/2, \pi/2)$ . Перші не містять інформацію про особливості ОК і використовуються для розгортання ФХС в часі. Другі, інформативні, утворені внаслідок суміщення в часі відбитого та зонduючого сигналів. Стрибки значень ФХС першого типу можуть бути використані для формування ступінчастої функції, необхідної для розгортання ФХС

$$L[\varphi(t)] = \begin{cases} 1, & \varphi(\tau_+) - \varphi(\tau_-) \in -(1,5\pi, 2\pi), \\ 0, & \varphi(\tau_+) - \varphi(\tau_-) \notin -(1,5\pi, 2\pi), \end{cases} \quad (3.26)$$

де  $\varphi(\tau_-)$ ,  $\varphi(\tau_+)$  – значення дробової частини ФХС  $\varphi(t)$  ліворуч та праворуч стрибка її значень.

Процес розгортання ФХС в часі аналітично представляється виразом (2.31). Суть запропонованого методу УЗТ [3.8, 3.9] полягає в аналізі ФХС для (3.24) і визначенні моменту часу, коли відбувається її спотворення (стрибок значень ФХС другого типу) (рис.3.9).

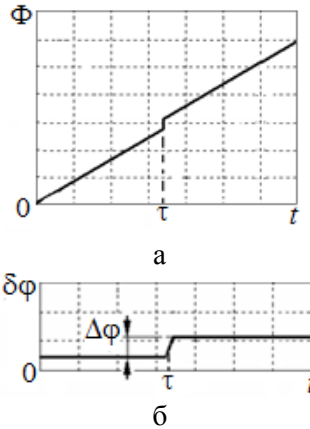


Рис. 3.9. Ділянка фазової характеристики прийнятого сигналу  $\Phi(t)$  (а) та різниці фазових характеристик зонduючого та відбитого сигналів  $\delta\varphi(t)$  (б)

Різниця фазових характеристик зонduючого та відбитого сигналів  $\delta\varphi(t)$  (рис. 3.9, б) визначається наступним чином

$$\delta\varphi(t) = \Phi(t) - \Phi_0(t). \quad (3.27)$$

Як видно з графіка, функція  $\delta\varphi(t)$  має дві горизонтальні ділянки, а перехід від однієї до іншої супроводжується стрибком значень на величину  $\Delta\varphi$ . Часове положення цього стрибка дає змогу визначити момент часу  $\tau$ , що відповідає моменту надходження відбитого сигналу. Шукана товщина ОК розраховується за формулою (1.4).

Зазвичай в амплітудних товщиномірах, у випадку контролю одношарових ОК, значення  $\tau$  оцінюється за часовим положенням обвідних сигналів. Такий випадок був розглянутий в п. 1.1 (див. рис.1.6). Визначення затримки на поширення сигналу в ОК за ФХС створює можливість для розширення функціональних можливостей ультразвукових товщиномірів і дає змогу запропонувати інші варіанти визначення часової затримки. До прикладу, можна визначати  $\tau$  між обвідною і стрибком значень ФХС, або між стрибками значень ФХС. Такі способи запропоновані для розв'язання завдань контролю як тонких одношарових, так і багатошарових ОК.

У випадку контролю двошарових ОК прийнятий сигнал складається із суми зонduючого та двох лунасигналів (рис. 3.10), відбитих від меж кожного шару (графіки складені за умови, що акустичний імпеданс ультразвукової лінії затримки (УЛЗ) дорівнює  $z_{\text{УЛЗ}} \approx z_1$ ).

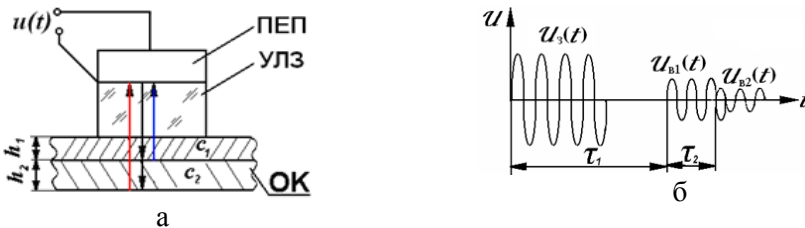


Рис. 3.10. Схематичне зображення УЗТ двошарового ОК:

а – схема прозвучування ОК, б – графіки зонduючого та відбитих сигналів

Зонduючий і перший відбитий сигнали розділяються в часі за рахунок використання УЛЗ, а момент приходу другого відбитого сигналу на фоні першого визначається через стрибок значень ФХС. Товщина кожного шару визначається відповідно як

$$h_1 = 0,5c_1(\tau_1 - \tau_{\text{УЛЗ}}), \quad h_2 = 0,5c_2\tau_2. \quad (3.28)$$

В формулі (3.28)  $\tau_{\text{УЛЗ}}$  – затримка на проходження сигналу через УЛЗ;  $\tau_1$  – інтервал часу між обвідними зонduючого сигналу і першого від-



битого сигналу;  $\tau_2$  – інтервал часу між обвідною суми відбитих сигналів і стрибком її фазової характеристики.

Можливі варіанти визначення часової затримки сигналів і, відповідно, товщини ОК, в різних завданнях УЗТ представлені на рис. 3.11.



Рис. 3.11. Варіанти визначення часової затримки сигналу, що розповсюджується в акустичному тракті ультразвукового товщиноміра

Дослідження особливостей використання ФХС в УЗТ розв'язувалось шляхом комп'ютерного моделювання.

**Приклад 3.2.** Виконується вимірювання товщини тонкого шару матеріалу методом фазової УЗТ за умови суміщення в часі зонduючого і відбитого сигналів. Зонduючий сигнал формується у вигляді радіоїмппульсу з експоненціальною обвідною виду

$$u_3(t) = U_3 \exp(-t/\tau_{п.ч.}) \cos(2\pi f t) . \quad (3.29)$$

Для моделі (3.29) обрано наступні параметри:  $\tau_{п.ч.} = 0,02$  с – постійна часу,  $t = lT_d$  – поточний час,  $l = \overline{1, 1700}$ ,  $T_d = 100$  мкс – період дискретизації,  $f = 100$  Гц – частота сигналу-носія,  $U_3 = 1$  В – амплітуда.

Отримані значення сигналу  $u_3(t)$  зображено на рис. 3.12, а.

На сигнал  $u_3(t)$  накладається відбитий сигнал  $u_b(t)$  (луна-сигнал), затриманий в часі відносно  $u_3(t)$  на величину  $\tau$

$$u_b(t) = k_{mn} U_b \exp\left(-\frac{t-\tau}{\tau}\right) \cos[2\pi f (t-\tau)] \sin[14\pi(t-\tau)], \quad (3.30)$$

де  $U_b = 0,5$  В,  $\tau = 0,035$  с,  $k_{mn} = 1$ .

Графік луна-сигналу зображено на рис. 3.12 б.

На рис. 3.12 в зображено суперпозицію зонduючого і відбитого сигналів –  $u(t) = u_3(t) + u_b(t)$ . Саме цей сигнал є доступним аналізу. За-

значимо, що обвідна суперпозиції зонduючого і відбитого сигналу не дає змоги впевнено визначити момент приходу відбитого сигналу.

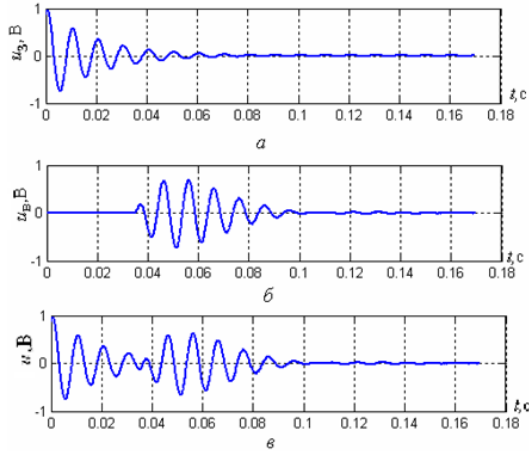


Рис. 3.12. Графіки, що ілюструють процес формування аналізованого сигналу УЗТ: *a* – зонduючий сигнал, *б* – луна-сигнал, *в* – суперпозиція зонduючого і відбитого сигналів

Застосуємо до сигналу  $u(t)$  ПГ. Отриманий гільберт-образ  $u_H(t)$  сигналу  $u(t)$  та його обвідна  $\tilde{U}(t)$  показані на рис. 3.13 а.

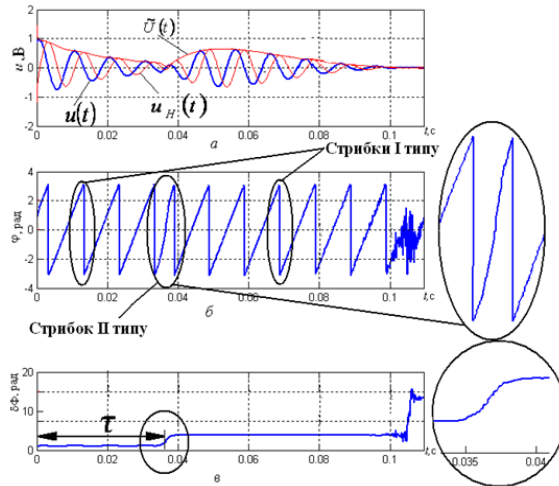


Рис. 3.13. Сигнал  $u(t)$ , його гільберт-образ  $u_H(t)$  та обвідна  $\tilde{U}(t)$  (*a*), дробова частина ФХС  $\varphi(t)$  (*б*), різниця ФХС  $\delta\varphi(t)$  (*в*)

Проаналізуємо ФХС сигналу  $u(t)$ . На рис. 3.13 б зображено дро-

бову частину ФХС –  $\varphi(t) \in (-\pi, \pi)$ . Оскільки сигнал-носій має синусоїдну форму, то ФХС в межах існування сигналу має бути лінійною функцією часу. Результати розрахунків за формулою (3.27) показано на рис. 3.13 в. З графіка видно, що на інтервалі часу  $t \in (0,035; 0,045)$  с, ФХС стрибкоподібно змінюється на величину  $\sim 1,5$  рад. Це значення надійно виявляється, а момент стрибка впевнено фіксується в часі, що дозволяє визначити величину  $\tau$ , і розрахувати значення  $h$  [3.10].

**Приклад 3.3.** Виконується вимірювання товщини двошарового ОК, за умови накладання відбитих від межі розділу двох шарів лунаїмппульсів. Зондуючий сигнал задається моделлю з гауссовою обвідною

$$u_3(t) = e^{-at^2} \cos 2\pi ft, \quad t \in [0, T_c]. \quad (3.31)$$

Зондуючий сигнал поширюється в ОК і відбивається від меж кожного шару. Враховуючи загасання і затримку лунаїмппульсу після проходження першого шару перший відбитий імпульс можна аналітично представити наступним чином

$$u_{b1}(t) = k_{EAT1}(t) e^{-at^2} \cos(2\pi f(t - \tau_1)), \quad (3.32)$$

другий відбитий –

$$u_{b2}(t) = k_{EAT2}(t) e^{-at^2} \cos(2\pi f(t - \tau_1 - \tau_2)). \quad (3.33)$$

Сигнал, що поступає на перетворювач, являє собою суперпозицію зондуючого (3.31) та відбитих (3.32, 3.33) сигналів

$$u(t) = u_3(t) + u_{b1}(t) + u_{b2}(t), \quad (3.34)$$

Часові параметри вибрані за умови накладання в часі відбитих імпульсів. Результати моделювання наведені на рис. 3.14.

На рис. 3.14 а зображено:  $u(t)$  – прийнятий сигнал,  $u_H(t)$  – гільберт-образ прийнятого сигналу  $u(t)$ ,  $U(t)$  – АХС. На рис. 3.14, б представлено графік дробової частини ФХС, а на рис. 3.14, в – різниця фазових характеристик зондуючого та прийнятого сигналів. З рис. 3.14 в видно, що стрибок ФХС II типу має місце для значення  $\tau \approx \tau_1 + \tau_2$ , тобто співпадає з моментом накладання відбитих сигналів. За прийнятих вхідних даних  $\Delta\varphi = \Phi(t = 0,12\text{с}) - \Phi(t = 0,11\text{с}) \approx -2,3$  рад.

Момент виявлення стрибка дає змогу визначити  $\tau_2$  і відповідно товщину другого шару за формулою (3.28). За гауссової обвідної мож-

ливе збільшення величини стрибка фази  $\Delta\varphi$  і, відповідно, підвищення надійності його виявлення.

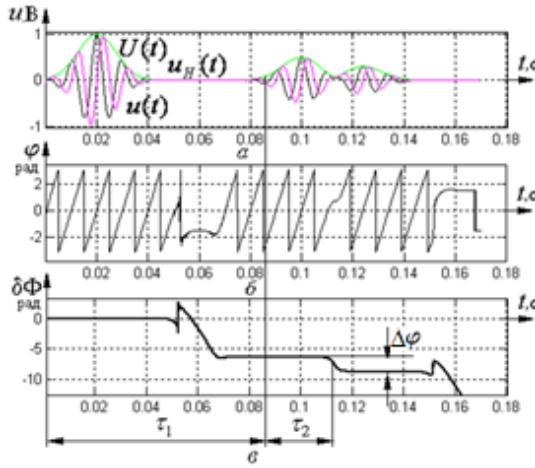


Рис. 3.14. Графіки сигналів  $u(t)$ ,  $u_H(t)$ ,  $U(t)$  (а), дробової частини ФХС  $\varphi(t)$  (б) та різниці ФХС  $\delta\varphi(t)$  (в)

**Підвищення точності вимірювання часової затримки сигналів УЗТ.** Визначення часового положення стрибка значень ФХС потребує високої точності, оскільки безпосередньо впливає на визначення товщини шарів ОК. Розглянемо способи підвищення точності визначення часового положення стрибка значень ФХС.

*Спосіб диференціювання стрибка значень ФХС* полягає у диференціюванні функції  $\delta\varphi(t)$ , що дає змогу локалізувати момент стрибка, який визначається за максимумом похідної  $d\delta\varphi/dt$  [3.7]. Структура пристрою, що реалізує такий спосіб, показана на рис. 3.15.

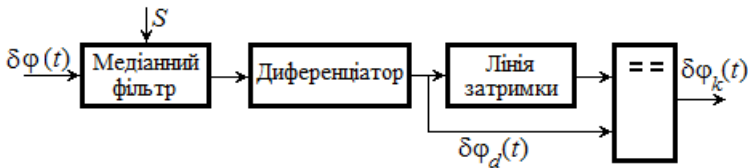


Рис. 3.15. Структура пристрою прецизійного визначення моменту стрибка значень ФХС

В наведеній структурі передбачено використання медіанного фільтру, який призначено для зменшення рівня шумів і передавання стрибка функції  $\delta\varphi(t)$  з якомога меншими спотвореннями. Апертура фільтра  $S$  повинна узгоджуватись з умовами вирішення конкретної задачі (до

прикладу, узгоджуватись з рівнем шуму). Лінія затримки на час  $\tau_3$  разом з компаратором дає змогу сформувати функцію  $\delta\varphi_k(t)$  зі стрибкоподібною зміною її значення у момент часу  $t_c + \tau_3$ .

Результати моделювання процесу визначення моменту  $t_c$  стрибка ФХС для прикладу 3.2 представлені на рис. 3.16.

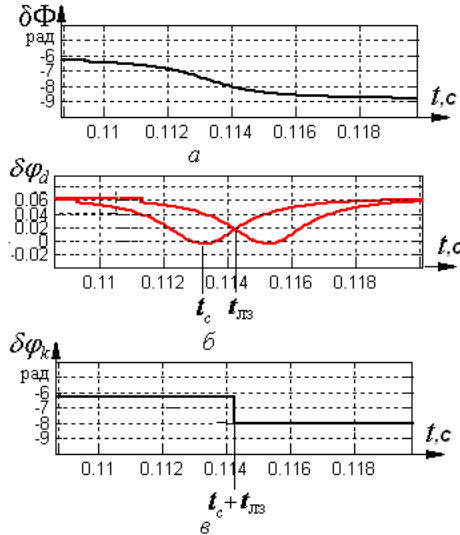


Рис. 3.16. Графіки функцій  $\delta\varphi(t)$  (а),  $\delta\varphi_d(t)$  (б),  $\delta\varphi_k(t)$  (в), що ілюструють роботу пристрою визначення моменту стрибка значень ФХС

Такий спосіб опрацювання ФХС чутливий до наявності в сигналі  $u(t)$  шумів і може бути рекомендований за високого відношення с/ш.

Спосіб низькочастотної фільтрації ФХС [3.11] передбачає виконання низькочастотної фільтрації функції  $\delta\varphi(t)$  фільтрами з різними постійними часу та наступним їх порівнянням. Такий спосіб опрацювання приводить до зміни крутості стрибка ФХС, що дозволяє виділити його середину. В дискретному варіанті фільтрація реалізується шляхом визначення ковзного середнього арифметичного для вікон з різними апертурами. Внаслідок порівняння отриманих значень ковзних середніх компаратором формується цифровий сигнал, зміна логічного рівня якого відбувається в момент стрибка ФХС. Структура пристрою, що реалізує даний спосіб, показана на рис. 3.17.

Результати моделювання процесу визначення моменту стрибка значень ФХС приведено на рис. 3.18. В процесі моделювання використовувалось 3 вікна з апертурами  $S = 113$ ,  $S_1 = 213$ ,  $S_2 = 53$ .

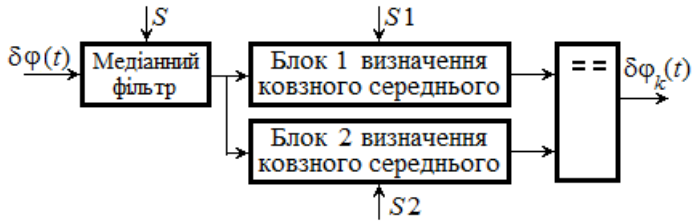


Рис. 3.17. Структура пристрою виділення моменту стрибка значень функції  $\delta\varphi(t)$  на основі її низькочастотної фільтрації

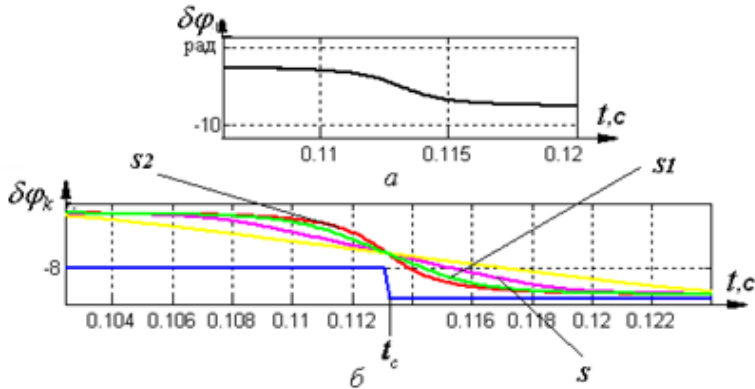


Рис. 3.18. Графіки сигналів низькочастотної фільтрації функції  $\delta\varphi(t)$ : *a* – функція  $\delta\varphi(t)$ , *б* – сигнали низькочастотної фільтрації для різних апертур фільтрів та вихідний сигнал компаратора  $\delta\varphi_k(t)$

Наведені способи дають змогу локалізувати момент стрибка  $t_c$  і зменшити дисперсію його значень.

### 3.3 Вплив параметрів сигналів лунаїмпульсної УЗТ на величину стрибка значень їх фазової характеристики

Величина стрибка значень ФХС суттєво залежить від параметрів сигналів – амплітуди і початкової фази. Останні, у свою чергу, визначаються акустичними і механічними властивостями і характеристиками матеріалу шарів ОК. Задача аналізу впливу параметрів сигналів лунаїмпульсної УЗТ на величину стрибка значень їх фазової характеристики формулюється наступним чином. Доступною аналізу є адитивна суміш зонduючого  $u_3(t)$  і відбитого  $u_b(t)$  сигналів виду:

$$\begin{aligned} u(t) &= u_3(t) + u_b(t) = \\ &= U_3(t) \sin(2\pi f t - \varphi_3) + U_b(t - \tau) \sin[2\pi f (t - \tau) - \varphi_b], \quad t \in [0, T_C], \end{aligned} \quad (3.35)$$

де  $U_3(t)$ ,  $U_b(t - \tau)$  – обвідні відповідно зонduючого і відбитого сигналів,  $T_C$  – час спостереження.

Сигнал розглядається на інтервалі часу  $T_C < T_n$ , де  $T_n$  – період повторення донних сигналів. Необхідно проаналізувати залежність величини стрибка ФХС  $\delta\varphi$  сигналу  $u(t)$  (3.35), який зумовлено збігом в часі зонduючого і відбитого сигналів (у випадку одношарового ОК, або відбитих сигналів у разі двошарового ОК) від відношення їх амплітуд  $m = U_b/U_3 \in [0, 1]$  та різниці  $\varphi = \varphi_b - \varphi_3 \in [0, 2\pi)$  їх початкових фаз.

Для кількісного оцінювання впливу цих параметрів на величину  $\delta\varphi$  введено наступну характеристику – чутливість ФХС до відповідних параметрів сигналу. Під чутливістю в даному разі розуміється модуль величини стрибка значень ФХС  $|\delta\varphi| = f[m, \varphi]$ , тобто функції, що залежить від аргументів  $m$  та  $\varphi \in [0, 2\pi)$ . Для роздільного аналізу впливу цих чинників чутливість ФХС представлена характеристиками  $S(m)$  та  $S(\varphi)$ . Під чутливістю  $S(m)$  до відношення амплітуд розуміється величина стрибка значень ФХС  $\delta\varphi$ , викликана зміною  $m$  за незмінної затримки  $\tau = \varphi/2\pi f$  між досліджуваними сигналами:

$$S(m) = \delta\varphi(m) \Big|_{\tau = \text{const}}. \quad (3.36)$$

Під чутливістю  $S(\varphi)$  ФХС до різниці початкових фаз сигналів розуміється величина стрибка ФХС  $\delta\varphi$  за умови  $\tau = \text{var}$  та  $m = \text{const}$

$$S(\varphi) = \delta\varphi(\varphi) \Big|_{m = \text{const}}. \quad (3.37)$$

Для дослідження характеристик (3.36) і (3.37) було виконано модельний експеримент, який передбачав:

- 1) формування зонduючого сигналу  $u_3(t)$  з заданими параметрами;
- 2) формування відбитого сигналу  $u_b(t)$ , зміщеного відносно  $u_3(t)$  на час  $\tau$ , з амплітудами, що відповідали  $m \in [0, 1]$  для функції  $S(m)$ , та різницею фаз з інтервалу  $[0, 2\pi)$  для функції  $S(\varphi)$ ;
- 3) формування суперпозиції сигналів  $u(t)$  (3.35);

- 4) визначення ФХС для  $u(t)$ ;
- 5) визначення різниці ФХС  $\delta\varphi(t)$ ;
- 6) оцінювання величини стрибка  $\delta\varphi$ .

Нижче розглянуто результати моделювання з визначення функцій (3.36) і (3.37) для трьох сигналів. В першому випадку розглядалися сигнали з прямокутною обвідною, що відбиваються на «жорсткій» та «м'якій» межах. Зонduючий сигнал являв собою функцію виду

$$u_3(t) = U_3(t) \sin 2\pi f t, \quad t \in [0, T_C],$$

а відбитий –

$$u_B(t) = k_{\text{ЕАТ}} U_3(t - \tau) \sin 2\pi f (t - \tau),$$

з параметрами:  $U_3 = 1$  В,  $U_B = (0,5; 1)$  В,  $T_C = 0,18$  с,  $f = 100$  Гц,  $\tau = 0,08$  с. Сигнали представлені вибірками, отриманими з частотою дискретизації  $f_d = 10$  кГц. Графіки досліджуваних сигналів з прямокутною обвідною зображено на рис. 3.19: на рис. 3.19, а – зонduючий сигнал  $u_3(t)$ ; на рис. 3.19, б – відбитий сигнал  $u_B(t)$ , зміщений відносно зонduючого на величину  $\tau$ ; на рис. 3.19, в – суперпозиція сигналів  $u(t)$ ; на рис. 3.19, г – функція  $\delta\varphi(t)$  зі стрибком значень ФХС, обумовленим частковим збігом в часі сигналів  $u(t)$  та  $u_3(t)$ .

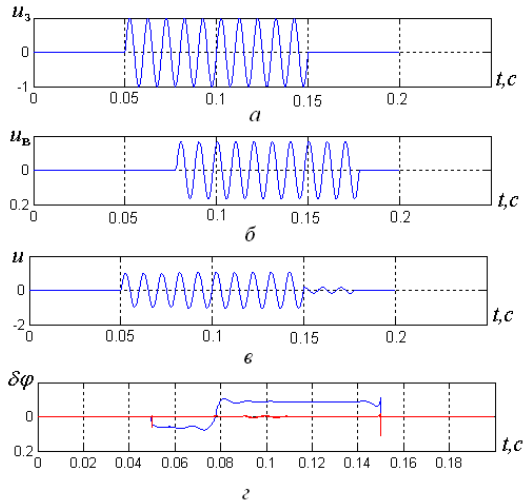


Рис. 3.19. Графіки сигналів в експерименті з дослідження чутливості ФХС: зонduючий сигнал (а), – відбитий сигнал (б), їх суперпозиція (в), г –  $\delta\varphi(t)$

В другому випадку проводилось дослідження сигналів з експонен-



ціальною обвідною, що відбиваються на «жорсткій» та «м'якій» межах. Зонduючий сигнал являв собою функцію виду:

$$u_3(t) = U_3 \exp(-t/\tau_{\text{п.ч.}}) \cos(2\pi ft),$$

де  $\tau_{\text{п.ч.}} = 0,02$  с – постійна часу,  $t = lT_d$  – поточний час,  $l = \overline{1, 1700}$ ,  $T_d = 100$  мкс,  $f = 100$  Гц,  $U_3 = 1$  В.

$$\text{Відбитий сигнал: } u_b(t) = k_{\text{ЕАТ}}(t) U_b \exp\left(-\frac{t-\tau}{\tau}\right) \cos[2\pi f(t-\tau)],$$

де  $U_b = (0,5; 1)$  В,  $\tau = 0,035$  с.

У третьому випадку проводилось дослідження сигналів з гауссовою обвідною, що відбиваються на «жорсткій» та «м'якій» межах.

Зонduючий сигнал задавався згідно з виразом

$$u_3(t) = e^{-at^2} \cos 2\pi ft, \quad t \in [0, T_C],$$

а відбитий сигнал –

$$u_b(t) = k_{\text{ЕАТ}}(t) e^{-at^2} \cos[2\pi f(t-\tau)].$$

Параметри моделі:  $\alpha = 35000$  с<sup>-2</sup>,  $T_C = 0,18$  с,  $f = 100$  Гц,  $\tau_1 = 0,08$  с,  $k_{\text{ЕАТ}} = 0,5$ ,  $T_d = 10^{-4}$  с,  $U_b = (0,5; 1)$  В,  $U_3 = 1$  В. Отримані графіки чутливості ФХС  $\delta\varphi = f[m, \varphi]$  зведені в табл. 3.2.

Як видно з представлених у табл. 3.2 результатів, спостерігається загальна тенденція до збільшення  $\delta\varphi(m)|_{\tau=\text{const}}$  з наближенням  $m \rightarrow 1$ , а максимальні значення  $\delta\varphi(\varphi)|_{m=\text{const}}$  періодично повторюються через кут  $0,5\pi$ . Слід зазначити, що інверсія фази, викликана відбиттям від акустично «м'якої» поверхні не впливає ні на модуль величини стрибка ФХС, ні на положення максимумів чи мінімумів ФХС.

Мінімуми чутливості  $S(\varphi)$  спостерігаються в точках  $\varphi = \pi k$ ,  $k = 0, 1, 2, \dots$  Для підвищення чутливості  $S(\varphi)$  запропоновано використати спосіб, який полягає у зміні в невеликому діапазоні частоти сигналу-носія і, відповідно, довжини ультразвукової хвилі  $\lambda$ , що за незмінних геометричних розмірів елементів акустичного тракту приводить до зміни фазових співвідношень між зонduючим і відбитим сигналами. Частоту доцільно змінювати до отримання максимального значення  $\delta\varphi$ . Діапазон зміни частот визначається з апіорних відомос-

тей про очікувані значення товщини шарів і швидкості розповсюдження ультразвукових хвиль в них.

Таблиця 3.2. Графіки функцій  $|\delta\varphi| = f[m, \varphi]$  для різних типів обвідних зондувальних сигналів

Об-від-на	Відбиття від «жорсткої» межі	Відбиття від «м'якої» межі
Прямокутна		
Експоненціальна		
Гауссова		

Якщо товщина шару ОК

$$l = 0,5n\lambda_1, \quad (3.38)$$

де  $\lambda_1$  – довжина хвилі частотою  $f_1$ , за якої виникають мінімуми чутливості  $S(\varphi)$ ,  $n$  – кількість періодів сигналу,

то з умови зміни кількості хвиль, що укладаються на  $l$ , на чверть хвилі, що необхідно для пошуку максимуму  $S(\varphi)$ , маємо

$$l = 0,5n\lambda_2 + 0,25\lambda_2 \rightarrow n\lambda_1 = \lambda_2(n + 0,5), \quad (3.39)$$

де  $\lambda_2$  – довжина хвилі частотою  $f_2$ .

З урахуванням  $\lambda = c/f$  отримуємо співвідношення частот:

$$\frac{n}{f_1} = \frac{(n + 0,5)}{f_2}. \quad (3.40)$$

### 3.4 Передавання сигналів зі стрибками значень ФХС в електроакустичному тракті лунаїмппульсних товщиномірів

Ультразвукові лунаїмппульсні товщиноміри мають обмежені частотні смуги. З огляду на це представляється доцільним дослідити особливості проходження сигналів зі стрибками значень їх фазових характеристик в ЕАТ товщиномірів та проаналізувати вплив обмеження смуги частот на фазову характеристику таких сигналів. З цією метою розглянемо спочатку спектр послідовності частково суміщених в часі відбитих сигналів. Для спрощення аналітичних викладок і інтерпретації отриманих результатів прийемо, що відбиті сигнали (рис. 3.20) уявляють собою послідовність радіоїмппульсів з прямокутною обвідною, сигналом-носієм синусоїдної форми частотою  $f_n = 1/T_n$  і сталими співвідношеннями між періодом повторення  $T$ , значенням  $T_n$  і тривалістю імппульсів  $\tau_i$ .

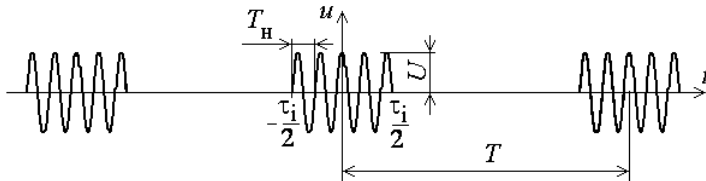


Рис. 3.20. Графік відбитого сигналу за нульового часового зсуву

Цей сигнал уявляє відрізки косинусоїди з цілим числом напівперіодів і може бути представлений виразом

$$u(t) = \begin{cases} U \cos 2\pi f_n t, & t \in [-\tau_i/2 \pm kT, \tau_i/2 \pm kT), \quad k \in N, \\ 0, & t \notin [-\tau_i/2 \pm kT, \tau_i/2 \pm kT). \end{cases} \quad (3.41)$$

Нехай параметри сигналу (3.41) зв'язані між собою співвідношеннями:  $T = gT_n$ ,  $\tau_i = 0,5(2p + 1)T_n$ ,  $g, p \in N$ ,  $N$  – натуральний ряд.

Сигнал (3.41) є періодичним, його спектр представляється рядом Фур'є. Взавши до уваги, що в ЕАТ товщиноміра з сигналами відбува-

ються лише лінійні перетворення, застосуємо до сигналу (3.41) символічний метод.

Представимо сигнал (3.41) у комплексній формі

$$\dot{u}(t) = \begin{cases} Ue^{j2\pi f_n t}, & t \in [-\tau_i/2 \pm kT, \tau_i/2 \pm kT), \quad k \in N, \\ 0, & t \notin [-\tau_i/2 \pm kT, \tau_i/2 \pm kT). \end{cases} \quad (3.42)$$

Загальний вираз для ряду Фур'є такого сигналу має вид [3.12]

$$u(t) = \sum_{-\infty}^{\infty} \dot{c}_n e^{j(2\pi n f_1 t + \theta_n)}, \quad \text{де коефіцієнти ряду визначаються як}$$

$$\dot{c}_n = \frac{1}{T} \int_{-0.5\tau_i}^{0.5\tau_i} Ue^{j2\pi n f_1 t} e^{-j2\pi f_n t} dt = \frac{U}{q} \frac{\sin \pi(f_n - n f_1)\tau_i}{\pi(f_n - n f_1)\tau_i}, \quad (3.43)$$

де  $q = T/\tau_i$  – шпаруватість сигналу.

Оскільки в (3.437)  $\text{Im} \dot{c}_n = 0$ , то початкові фази всіх гармонік  $\theta_n = 0$ .

Розглянемо процес розповсюдження сигналу (3.41) в двошаровому середовищі. Відбитий сигнал характеризується затримкою в часі на величину  $\tau_3$  і загасанням, яке враховується коефіцієнтом  $k_i$ .

Представимо відбиті сигнали в двошаровому середовищі як:

$$u_{\text{в1(2)}}(t) = \begin{cases} U k_{1(2)} e^{j2\pi f_n(t - \tau_{1(2)})}, & t \in [\tau_{1(2)} - \tau_i/2 \pm kT, \tau_{1(2)} + \tau_i/2 \pm kT), \\ 0, & t \notin [\tau_{1(2)} - \tau_i/2 \pm kT, \tau_{1(2)} + \tau_i/2 \pm kT), \quad k \in N. \end{cases} \quad (3.44)$$

В формулі (3.44) використані індекси відповідають номеру шару.

Утворимо адитивну суміш  $u_{\text{в}}(t) = u_{\text{в1}}(t) + u_{\text{в2}}(t)$  і дослідимо її спектр. Оскільки перетворення Фур'є є лінійним, у випадку додавання періодичних коливань з однаковим періодом повторення і спектрами  $S_{\text{в1}}(\omega)$  і  $S_{\text{в2}}(\omega)$ , спектр  $u_{\text{в}}(t)$  дорівнює  $S_{\text{в}}(\omega) = S_{\text{в1}}(\omega) + S_{\text{в2}}(\omega)$ . Коефіцієнти ряду Фур'є для сигналу (3.44) визначаються як

$$\begin{aligned} \dot{c}_{n(\text{в1,2})} &= \frac{1}{T} \int_{\tau_{1(2)} - \frac{\tau_i}{2}}^{\tau_{1(2)} + \frac{\tau_i}{2}} U k_{1(2)} e^{j2\pi f_n(t - \tau_{1(2)})} e^{-j2\pi n f_1 t} dt = \\ &= \frac{U}{q} k_{1(2)} e^{-j2\pi n f_1 \tau_{1(2)}} \frac{\sin \pi(f_n - n f_1)\tau_i}{\pi(f_n - n f_1)\tau_i}. \end{aligned} \quad (3.45)$$

Спектр (3.45) є лінійчастим, а фази  $n$ -тих гармонік спектру зсунуті відносно фаз відповідних гармонік незсунутого в часі сигналу на вели-

чину  $2\pi f_1 n \tau_{1(2)}$ . З аналізу (3.45) випливає, що спектри відбитих сигналів є лінійчастими, мають однакові гармоніки, які набувають максимальних значень за умови  $f_n = n f_1$ , і  $n$ -ті гармоніки відбитих сигналів зсунуті одна відносно одної на кут  $2\pi f_1 n (\tau_2 - \tau_1)$ .

Можна припустити, що для інших видів обвідних радіоїмппульсних сигналів будуть отримані подібні результати.

В реальному ЕАТ спектр інформаційного сигналу обмежується, що впливає на параметри стрибка значень ФХС. Оскільки залежність між смугою пропускання ЕАТ, яка в основному обмежена смугою пропускання ПЕП, та передачею стрибка ФХС аналітично проаналізувати досить складно, така залежність досліджувалась в модельному експерименті.

*Дослідження впливу смуги пропускання ПЕП на стрибки значень ФХС на прикладах формування, передавання і аналізу відбитих сигналів лунаїмппульсної УЗТ зі стрибками значень ФХС.*

Загальна методика проведення модельних експериментів полягала у виконанні наступних етапів:

- 1) формування послідовності досліджуваних сигналів зі стрибками значень ФХС в часовій області;
- 2) визначення стрибка значень ФХС;
- 3) визначення амплітудного та фазового спектрів аналізованих сигналів через дискретне пряме перетворення Фур'є;
- 4) модифікація спектру інформаційних сигналів (обмеження смуги частот сигналу);
- 5) виконання дискретного оберненого перетворення Фур'є модифікованого спектру і визначення відповідного сигналу в часовій області;
- 6) визначення стрибка значень ФХС модифікованого сигналу за функцією  $\delta\Phi_m(t)$ ;
- 7) порівняльний аналіз отриманих результатів.

**Приклад 3.4.** *Формування і передавання через ЕАТ інформаційних сигналів з прямокутною обвідною для двошарового ОК.*

Аналізований сигнал – періодичний сигнал у вигляді послідовності частково суміщених в часі відбитих радіоїмппульсів виду (3.42).

Параметри моделювання:  $U = 1$ ,  $k_{\text{ЕАТ1}} = 0,5$ ,  $k_{\text{ЕАТ2}} = 0,2$ ,  $f_n = 1$  МГц,  $T = 16$  мкс,  $\tau_i = 4,45$  мкс,  $\tau_1 = 25,5$  мкс,  $\tau_2 = 46$  мкс,  $T_d = 7,8$  нс. Вибір таких параметрів забезпечує кратність періодів дискретизації сигналу, часу аналізу і тривалості імпульсу і дозволяє вважати сигнал

періодичним. Інтервал між суміжними гармоніками  $\Delta f = 62,5$  кГц.

Результати моделювання представлені на рис. 3.21, де зображено: а, б, в – графіки сигналу  $u_{в,1}(t)$ , затриманого на величину  $\tau_1, u_{в,2}(t)$  – затриманого на  $\tau_2$  та їх суми; г, д, е – відповідно їх амплітудні спектри та є, ж, з – їх фазові спектри; и – фрагменти фазових характеристик інформаційного (1) та модифікованого (2) сигналів.

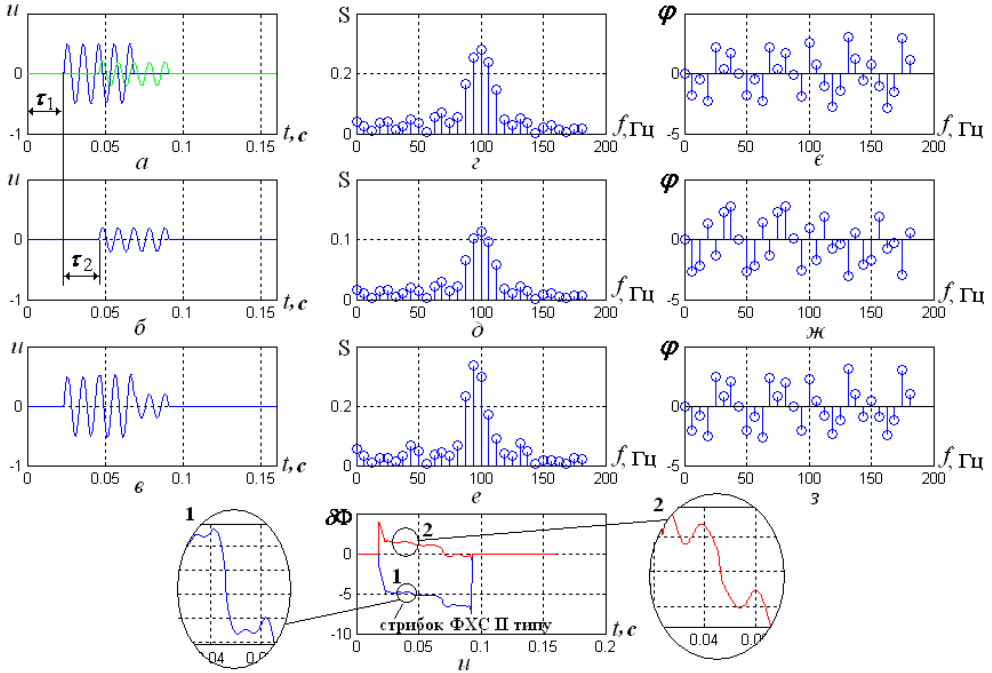


Рис. 3.21. Графіки аналізованих сигналів (а – в), їх амплітудних спектрів (г – е), фазових спектрів (є – з), та функції  $\delta\varphi(t)$  (и) для немодифікованого і модифікованого сигналів (відповідно криві 1 і 2)

З графіка 3.21, и (крива 1) видно, що інформаційний стрибок для сигналу з наведеними параметрами становить 0,5 рад, а тривалість фронту наближено оцінюється значенням 1 мкс.

Другий етап експерименту полягав у обмеженні спектру сигналу. Для випадку обмеження спектру 20-ма гармоніками отримано ФХ, яка представлена на рис. 3.21, и (крива 2). Порівняно з графіком 3.21, и (крива 1) відбулися зменшення величини стрибка ФХС на 0,1 рад та зміна форми кривої ФХС в околі стрибка її значень.

За результатами експерименту зроблено висновок про доцільність зміщення робочої частоти  $f_p$  (рис. 3.22) приладу відносно середньої

частоти  $f_c = 0,5(f_b + f_n)$  в область більш високих частот з умови

$$(f_b - f_p)/f_p - f_n \cong 2/3 . \quad (3.46)$$

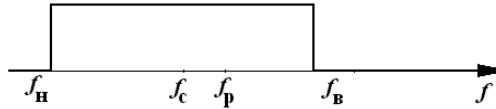


Рис. 3.22 . Смуга пропускання ПЕП

Залежність (3.60) була встановлена шляхом перевірки відмінності кривих 1 і 2 за обмеження смуги пропускання ЕАТ зі сторони нижніх та верхніх частот. Встановлено, що обмеження частоти на нижніх гармоніках значно відчутніше впливає на форму ФХС та величину стрибка. Наприклад, для прийнятої допустимої величини спотворень ФХС  $\approx 0,03$  рад отримали  $f_n \cong 31$  Гц,  $f_b = 156$  Гц.

Отриманим значенням частот відповідає добротність ПЕП [3.13, 3.14], що визначається як

$$Q = f_c / (f_n - f_b) \cong 0,8 . \quad (3.47)$$

**Приклад 3.5.** *Формування і передавання через ЕАТ інформаційних сигналів з експоненціальною обвідною для одношарового ОК.*

Зондуєчий сигнал має виду послідовності радіосигналів з експоненціальною обвідною. Досліджуваний сигнал являє собою суперпозицію зондуєчого та відбитого сигналів, які зображено на рис. 3.12. Параметри сигналів відповідають прикладу 3.2.

За представленою вище методикою отримано графіки сигналів, які зображено на рис. 3.23, де сигнал  $u(t)$  – сигнал без обмежень смуги частот;  $u'(t)$ ,  $u''(t)$  – після обмеження смуги пропускання інтервалом відповідно (63...162) Гц та (76...153) Гц.

З графіків видно, що за значного обмеження спектру з'являються високочастотні флюктуації сигналу (рис. 3.23, б).

На рис. 3.24 представлені ФХ сумарного сигналу: крива 1 – функція  $\delta\phi(t)$  для немодифікованого сигналу; крива 2 – функція  $\delta\phi(t)$ , отримана за сигналом  $u''(t)$  (смуга пропускання 63...162 Гц); крива 3 – функція  $\delta\phi(t)$ , отримана за сигналом  $u''(t)$  (смуга пропускання 76...153 Гц).

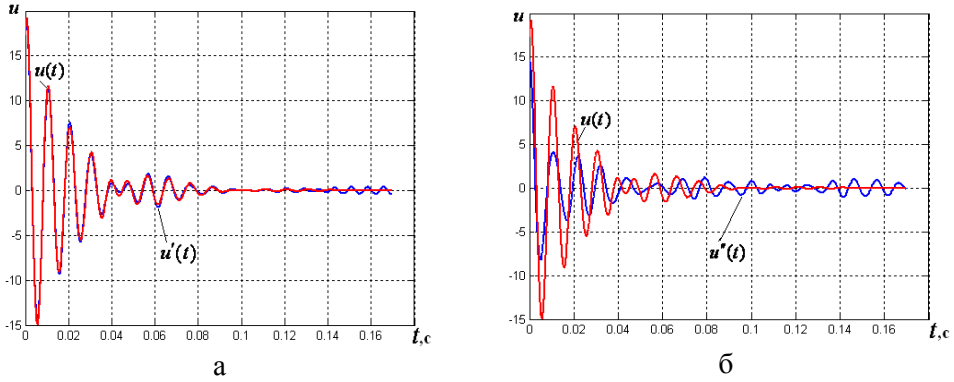


Рис. 3.23. Досліджуваний сигнал  $u(t)$  після обмеження смуги пропускання на рівні 63...162 Гц (а) та 76...153 Гц (б)

Незначне обмеження спектру практично не погіршує виявлення інформаційного стрибка ФХС, оскільки крива 2 несуттєво відрізняється від кривої 1. Для зменшеної смуги пропускання 76...153 Гц спостерігається суттєве спотворення ФХС (зменшення крутості кривої 3), що ускладнює, або зовсім унеможлиблює виявлення її стрибків.

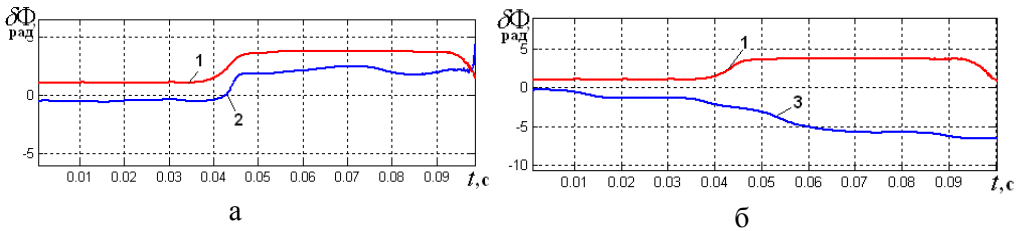


Рис. 3.24. ФХС з експоненціальною обвідною після обмеження спектру сигналу на рівні 63...162 Гц (а) та 76...153 Гц (б)

Отримані результати модельних експериментів підтверджують необхідність забезпечення широкої смуги пропускання вимірювального каналу товщиноміра для неспотвореної передачі стрибка ФХС. В проведеному експерименті добротність ПЕП склала  $Q \approx 0,77$ .

**Приклад 3.6.** Формування і передавання через ЕАТ інформаційних сигналів з гауссовою обвідною для випадку двошарового ОК.

Результати модельного експерименту наведені на рис. 3.25.

Як і у випадку сигналу з експоненціальною обвідною з рис. 3.25 видно, що зі звуженням смуги частот збільшуються високочастотні флуктуації сигналу (рис. 3.24, б).

На рис. 3.26 представлені ФХ сумарного сигналу: крива 1 – функція  $\delta\Phi(t)$  для немодифікованого сигналу; криві 2, 3 –  $\delta\Phi(t)$  для смуги пропускання відповідно 63...162 Гц та 76...153 Гц.



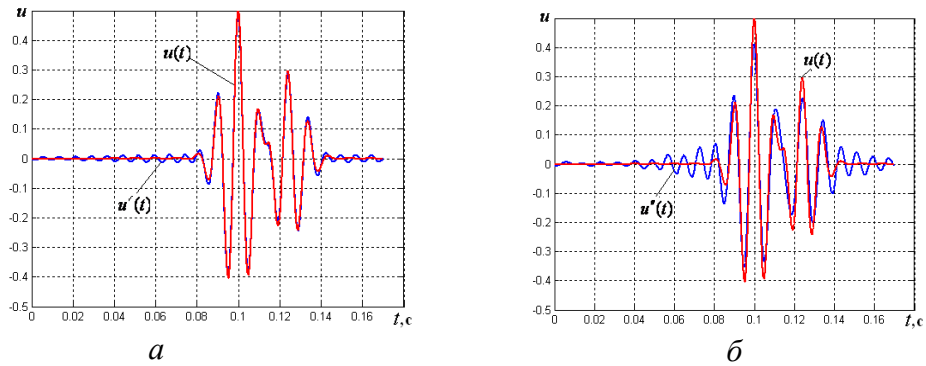


Рис. 3.25. Досліджуваний сигнал  $u(t)$  після обмеження смуги пропускання на рівні 63...162 Гц (а) та 76...153 Гц (б)

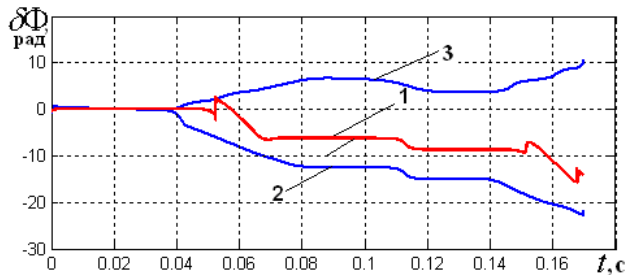


Рис. 3.26. ФХ сигналу з гауссовою обвідною після обмеження смуги пропускання на рівні 63...162 Гц (крива 2) та 76...153 Гц (крива 3)

Отже незначне обмеження спектру практично не погіршує виявлення інформаційного стрибка значень ФХС. Для обмеженої смуги пропускання 76...153 Гц спостерігається значне зменшення крутості функції ФХС, що ускладнює або зовсім унеможливорює виявлення стрибків її значень (див. криву 3).

Результатами моделювання (приклад 3.4–3.6) доведено, що неспотворена передача стрибка значень ФХС можлива за добротності ПЕП  $Q \leq 1.0$ .

### Література до розділу 3

- 3.1. Цапенко В.К. Основи ультразвукового неруйнівного контролю: Підручник / В.К. Цапенко, Ю.В. Куц. – К.: НТУУ «КПІ», 2010. – 448 с.
- 3.2. Крауткремер Й. Ультразвуковий контроль матеріалів: справоч. изд., пер.с.нем. / Й. Крауткремер, Г. Крауткремер. – М.: Металлу-

- ргия, 1991.–752 с.
- 3.3. *Корн Г.* Справочник по математике : (для науч. работников и инженеров) / Г. Корн, Т. Корн. – М.: Наука, 1974.– 920 с.
- 3.4. *Куц Ю. В.* Статистична фазометрія / Ю. В. Куц, Л. М. Щербак. – Тернопіль: В-во Терноп. технологіч. ун-ту, 2009. – 383 с.
- 3.5. *Бендат Дж.* Прикладной анализ случайных данных: пер. с англ. / Дж. Бендат, А. Пирсол. – М.: Мир, 1989. – 540 с.
- 3.6. *Куц Ю. В.* Застосування перетворення Гільберта у фазометрії / Ю. В. Куц, Л. М. Щербак // Технологические системы. – 2004. – № 2. – С. 50–55.
- 3.7. *Куц Ю. В.* Применение выборочных характеристик расположения и рассеяния в фазометрии // Ю. В. Куц, Н. Е. Куц // Электронное моделирование.– 2004.– Т. 26. – №2. – С. 89-97.
- 3.8. *Еременко В.С.* Современные информационные технологии в системах неразрушающего контроля / В. С. Еременко, Е. Ф. Суслов, О. В. Монченко, Н. Б. Налесный // Вісник Інженерної академії України. – 2007. – Вип. 3– 4. – С. 113–116.
- 3.9. *Патент* на корисну модель 18441 Україна, МПК(2006) G01B17/00. Спосіб ультразвукового вимірювання товщини багат шарових матеріалів та виробів / Єременко В.С., Куц Ю.В., Монченко О.В.; заявник та патентовласник заявник та патентовласник Національний авіаційний університет. – № u200604354; заявл.18.04.2006; опубл.15.11.2006, Бюл. № 11.
- 3.10. *Куц Ю. В.* Ультразвуковое измерение толщины многослойных материалов и изделий / Ю. В. Куц, Е. В. Монченко // Техническая диагностика и неразрушающий контроль.– 2008.– №1.– С.35– 38.
- 3.11. *Білинський Й. Й.* Субпіксельні методи обробки дискретної вимірювальної інформації в комп'ютерних оптико-електронних системах: автореф. дис. на здобуття наук. ступеня док. техн. наук: спец. 05.13.05 «Комп'ютерні системи та компоненти» /Й. Й. Білинський. – Вінниця, 2009. – 36 с.
- 3.12. *Лазарев Ю.* Моделирование процессов и систем в MATLAB : учеб. курс / Ю. Лазарев. – СПб. : Питер; К. : Изд. группа BHV, 2005. – 512 с.
- 3.13. *Ультразвуковые* пьезопреобразователи для неразрушающего контроля / под. общ. ред. И. Н. Ермолова.– М.: Машиностроение, 1986.– 280 с.
- 3.14. *ЭМА-преобразователи* для ультразвуковых измерений / А. А. Самокрутов, В. Г. Шевалдыкин, В. Т. Бобров [и др.] // В мире неразрушающего контроля.– 2008. – № 2.– С. 22-25.

- 3.15. *Картикеян П.* Безконтактне ультразвукове датчики для технологического контроля производства композитных материалов / П. Картикеян, К. Баласубраманиам, С. Бхардвай Махеш // В мире неразрушающего контроля. – 2008. – № 2. – С. 65-67.
- 3.16. *Залесский В.В.* Анализ и синтез пьезоэлектрических преобразователей / В. В. Залесский. – Ростов-на-Дону: Изд-во Ростов. ун-та, 1971. – 280 с.
- 3.17. *Newnham R. E.* Molecular mechanisms in smart materials / R. E. Newnham // MRS Bull. – 1997. – Vol.22, N.5. – P. 22-24.
- 3.18. *Контроль неразрушающий. Преобразователи ультразвуковые. Методы испытаний: ГОСТ 23702–90* – [Чинний від 2001-01-07]. – К.: Вид-во стандартів, 2001. – 25 с.
- 3.19. *Вакман Д. Е.* Амплитуда, фаза, частота – основные понятия теории колебаний / Д. Е. Вакман // Успехи физических наук. – 1977. – Т. 123, вып. 4. – С. 657-682.
- 3.20. *Датчики измерительных систем. В 2-х кн. Кн.2: пер. с фр.* / Ж. Аш, П. Андре, Ж. Бофрон [и др.]. – М.: Мир, 1992. – 424 с.
- 3.21. *Колесников А. Е.* Ультразвуковые измерения / А. Е. Колесников. – 2-е изд., перераб. и доп. – М.: Изд-во стандартов, 1982. – 248 с.

**Розділ 4****ПРЕЦИЗІЙНІ СПОСОБИ ФАЗОВОЇ ЛУНАІМПУЛЬСНОЇ УЗТ**

В задачах вимірювального контролю товщини стінок балонів які працюють під високим тиском, ємностей для зберігання агресивних рідин відповідальних елементів силових конструкцій використовується лунаїмпульсний метод УЗТ. Зазвичай, значення затримки сигналів  $\tau$  на поширення УЗ коливань в ОК оцінюють за часовими положеннями обвідних зондуючого і донного або двох донних ультразвукових сигналів, які отримують за допомогою амплітудних детекторів.

Певною вадою такого способу формування та вимірювання  $\tau$  є наявність суттєвої похибки виділення часових інтервалів. Остання, в свою чергу, пов'язана з кінцевими тривалістю радіоімпульсного сигналу та швидкістю наростання/спаду його обвідної. Внаслідок дії випадкових чинників похибка вимірювання часу затримки може сягати величини до одного періоду коливань сигналу-носія.

Для зменшення похибки вимірювання  $\tau$  у лунаїмпульсному методі скорочують тривалість та підвищують крутість фронту зондувальних радіоімпульсів, що потребує розширення смуги частот, і як наслідок, призводить до зниження відношення с/ш.

В цьому розділі розглянуто способи формування та прецизійного вимірювання затримки  $\tau$  на основі використання короткотривалих сигналів-носіїв з фазовою маніпуляцією та опрацювання їх фазової характеристики, що сприяє підвищенню точності вимірювань і вірогідності вимірювального контролю товщини виробів.

**4.1 Фазоманіпульовані сигнали та їх проходження через резонансні кола**

Один з напрямів удосконалення методів і засобів УЗНК пов'язаний з використанням зондувальних сигналів більш складної структури, оскільки прості сигнали не здатні задовольнити все зростаючі вимоги щодо точності вимірювань та вірогідності контролю.

Ефективність застосування складних сигналів теоретично доведена і практично підтверджена в різних галузях техніки – у радіолокації [4.1], зв'язку [4.2], системах передавання інформації [4.3]. В цілому, складні сигнали займають більшу смугу частот і мають ряд переваг порівняно з простими сигналами. Зокрема, завдяки широкій базі складний сигнал дозволяє покращити роздільну здатність в радіоло-

кації, забезпечити сумісне вимірювання швидкості і дальності до цілі і т.п. Відомі приклади застосування сигналів зі складними законами модуляції і в НК. До цього напряму досліджень належить і використання в УЗК фазоманіпульованих сигналів-носіїв. Під маніпуляцією розуміють процес управління стрибкоподібною зміною параметрів сигналу-носія. Зазвичай в якості останнього використовують просте гармонічне коливання. До прикладу, в роботах [4.4 – 4.6] розглянуто використання складних фазоманіпульованих сигналів (ФМ-сигналів) для підвищення відношення с/ш з метою прозвучування матеріалів зі значним загасанням ультразвукових коливань. В цих роботах використовуються сигнали значної тривалості (до десяти періодів сигналу-носія і більше). Це призводить до розширення мертвої зони і, відповідно, збільшує нижню межу діапазону вимірюваних товщин ОК.

В даній роботі запропоновано використання короткотривалих (два – чотири періоду сигналу-носія) ФМ-сигналів для зменшення похибки вимірювання затримки сигналів УЗТ. Оскільки ПЕП ультразвукових коливань являють собою резонансні системи [4.7, 4.8], для кращого розуміння процесів формування сигналів УЗТ спочатку розглянемо особливості проходження ФМ-сигналів через резонансні кола. В основу дослідження покладено результати, наведені в [4.9].

Особливість ФМ-сигналів полягає у стрибкоподібній зміні фази високочастотного коливання на деяку фіксовану величину за незмінних значень амплітуди і частоти сигналу.

Використаємо один з найпростіших різновидів фазової маніпуляції – двохпозиційну чи двійкову маніпуляцію. В техніці цифрової передачі даних вона відома як маніпуляція типу BPSK (binary phase-shift keying). В цьому випадку сигнали утворюються послідовністю відрізків гармонічного сигналу однакової тривалості виду

$$\begin{aligned} s_0(t) &= S_0 \cos(2\pi f_0 t + \varphi_0), \quad t \in [0, T_c), \\ s_1(t) &= S_0 \cos(2\pi f_0 t + \varphi_0 + \pi) = -s_0(t), \quad t \in [T_c, 2T_c), \end{aligned} \quad (4.1)$$

де  $S_0$ ,  $f_0$ ,  $\varphi_0$  – відповідно амплітуда, частота і початкова фаза сигналу,  $T_c$  – тривалість відрізка гармонічного сигналу з незмінною початковою фазою,  $T_c > 1/f_0$ .

Цей вид маніпуляції реалізується простим інвертуванням сигналу.

Спектральна щільність потужності сигналу BPSK [4.3] співпадає з щільністю амплітудно маніпульованого сигналу типу ООК (on-off keying) за умови виключення зі спектру частоти сигналу-носія:

$$S(f) = S_0^2 T_c \left\{ \frac{\sin(\pi |f_0 - f| T_c)}{\pi |f_0 - f|} \right\}^2. \quad (4.2)$$

На рис. 4.1а представлено сигнал з двійковою фазовою маніпуляцією, для якого початок відліку часу обрано в момент виконання маніпуляції, а  $S_0 = 1$ .

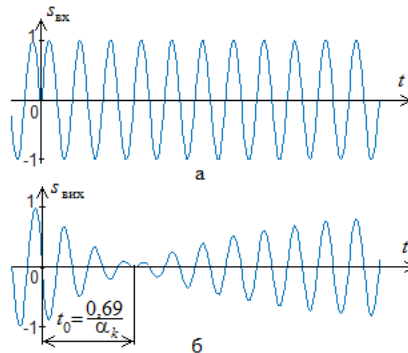


Рис. 4.1. Графіки фазоманіпульованого коливання на вході (а) та виході (б) резонансного кола

Для спрощення аналізу проходження сигналу (4.1) через поодинокі резонансні кола вважатимемо, що, по-перше, резонансна частота кола співпадає з частотою сигналу, по-друге, значення  $T_c$  набагато більше тривалості перехідних процесів в ланцюгах коливального контуру. Це дозволяє розглядати ізольовано реакцію ланцюга на кожний зі стрибків фази. Використовуючи принцип суперпозиції для  $t > 0$  вихідний сигнал представимо сумою вільного коливання контуру, що існує після закінчення попереднього сигналу, і зростаючого коливання, обумовленого дією нового сигналу зі зміненою на величину  $\pi$  фазою. Ці два коливання представляються виразами

$$\begin{aligned} s_1(t) &= e^{-\alpha_k t} \cos(2\pi f_0 t), \\ s_2(t) &= -(1 - e^{-\alpha_k t}) \cos(2\pi f_0 t), \end{aligned} \quad (4.3)$$

де  $\alpha_k$  – параметр контуру (обернено пропорційний його добротності).

Сумарний сигнал на виході резонансного кола дорівнює

$$s_{\text{вих}}(t) = s_1(t) + s_2(t) = -(1 - 2e^{-\alpha_k t}) \cos(2\pi f_0 t). \quad (4.4)$$

Цей сигнал представлено на рис. 4.1 б. У виконаному досліді було обрано  $\alpha_k / f_0 = 0,23$ . З (4.4) витікає, що внаслідок інерційності конту-

ру стрибок фази вхідного сигналу приводить до зміни амплітуди вихідного сигналу. Обвідна сигналу  $s_{\text{вих}}(t)$  набуває нульового значення в момент часу, що визначається з рівняння:  $1 - 2e^{-\alpha_k t} = 0$ . З цього рівняння маємо  $t_0 = 0,69 / \alpha_k$ . Результатами моделювання підтверджено, що зі зменшенням значення  $\alpha_k$  (тобто чим більша добротність контуру), збільшується тривалість перехідного процесу, і тим більшим стає  $t_0$  – зміщення в часі моменту маніпуляції фази на виході коливального контуру. Крім того слід відзначити, що моменти модуляції фази і маніпуляції обвідної сигналу співпадають в часі.

В коливальних контурах більш складної структури та у випадку, якщо резонансна частота контуру та частота сигналу не співпадають, окрім паразитної модуляції обвідної сигналу порушується і характер зміни фази сигналу – стрибкоподібна зміна фази сигналу стає більш плавною. Для аналізу цього випадку достатньо в (4.3) врахувати розстроювання частот сигналу і власної частоти контуру.

З виконаного аналізу можна зробити висновок, що в УЗТ з використанням ФМ-сигналів доцільно застосовувати широкосмугові ПЕП [4.10], що необхідно для передавання стрибків фази сигналу-носія з якомога меншими спотвореннями. Також слід відзначити, що величина  $t_0$  практично не впливає на точність визначення часу затримки сигналу в ОК у випадку, коли цей часовий інтервал визначається між стрибками значень фази сигналів-носіїв двох донних імпульсів. Це пояснюється тим, що в цьому разі затримка  $t_0$  присутня у всіх відбитих сигналах.

## 4.2 Спосіб визначення затримки сигналів лунаїмпульсної УЗТ за характеристиками фазоманіпульованих сигналів

Суть цього способу ґрунтується на використанні в УЗТ фазоманіпульованих сигналів для прецизійного визначення часу затримки сигналів за їх фазовими характеристиками. В основі опрацювання сигналів УЗТ покладена методологія, що базується на загальних засадах визначення їх характеристик через ДПГ. Спосіб може бути застосований за відношення с/ш більше десяти [4.11, 4.12].

**Постановка задачі.** Проводиться вимірювання часу затримки фазоманіпульованого сигналу в широкосмуговому ЕАТ лунаїмпульсного ультразвукового товщиноміра за умови одностороннього доступу до ОК та застосування суміщеного ПЕП.

Для вимірювання затримки використовується фазоманіпульований

радіоімпульсний сигнал виду

$$u_3(t) = \begin{cases} U \sin 2\pi f t, & t \in [0, \tau_1], \\ -U \sin 2\pi f t, & t \in [\tau_1, \tau_i], \\ 0, & t \notin [\tau_i, T_n], \end{cases} \quad (4.5)$$

де  $U$  – амплітуда сигналу,  $f$  – частота заповнення радіоімпульсу,  $\tau_1$  – момент маніпуляції фази,  $\tau_i$  – тривалість радіоімпульсу.

Необхідно провести модельні дослідження поширення фазоманіпульованого сигналу в ЕАТ лунаімпульсного УЗТ та процесу визначення часу затримки сигналу за його фазовою характеристикою і оцінити точність запропонованого способу.

**Розв'язання поставленої задачі.** Моделювання процесу опрацювання сигналів УЗТ та визначення  $\tau$  проводилось за такою методикою.

1. Формування зондуючого сигналу виду (4.1).
2. Формування відбитого сигналу виду:

$$u_b(t) = \begin{cases} K_T U \sin 2\pi f (t - \tau_3), & t \in [\tau_3, \tau_3 + \tau_1], \\ -K_T U \sin 2\pi f (t - \tau_3), & t \in [\tau_3 + \tau_1, \tau_3 + \tau_i], \\ 0, & t \notin [\tau_3 + \tau_i, T_C], \end{cases} \quad (4.6)$$

де  $K_T$  – коефіцієнт ЕАТ,  $\tau_3$  – затримка на поширення сигналу в ОК.

3. Визначення через ДПГ сигналу  $u(t) = u_3(t) + u_b(t)$  його фазової характеристики

$$\tilde{\Phi}(t) = \arctg \frac{\hat{u}(t)}{u(t)} + \mathbf{K}[u(t), \hat{u}(t)] + 2\pi \mathbf{L}[u(t), \hat{u}(t)], \quad (4.7)$$

де  $\mathbf{K}[u(t), \hat{u}(t)] = 0,5\pi \{2 - \text{sign} \hat{u}(t) [1 + \text{sign} u(t)]\}$  – оператор розгортання ФХС в межах інтервалу  $[-\pi, \pi)$ ,  $\mathbf{L}[u(t), \hat{u}(t)]$  – оператор розгортання ФХС за межі інтервалу  $[-\pi, \pi)$ , дія якого зводиться до додавання одиниці щоразу, коли дробова частина ФХС стрибкоподібно змінюється від  $\pi$  до  $-\pi$ .

4. Визначення моментів стрибкоподібної зміни значень ФХС шляхом її диференціювання.

5. Селекція інформативних стрибків значень ФХС за обвідною сигналу  $u(t)$ .



5.1. Визначення обвідної сигналу  $u(t)$ .

$$A(t) = \sqrt{u^2(t) + \hat{u}^2(t)}. \quad (4.8)$$

5.2. Медіанна фільтрація функції  $A(t)$ , яка використана для згущення шумів і імпульсних завад у обвідній за одночасного збереження стрибків значень цієї функції.

5.3. Формування стробів з функції  $A(t)$  після її фільтрації

$$str(t, M_a) = 0,5 \left[ \text{sign}(\mathbf{Med}(A(t), M_a)) + 1 \right], \quad (4.9)$$

де  $\mathbf{Med}$  – оператор медіанної фільтрації,  $M_a$  – апертура фільтра.

5.4. Виділення інформативних стрибків значень ФХС сигналу  $u(t)$  за її похідною в часі –  $d\tilde{\Phi}(t)/dt$ . Ця похідна може мати як інформативні стрибки значень, викликані фазовою маніпуляцією сигналу-носія, так і неінформативні стрибки, спричинені дією шумів на процес розгортання ФХС. Неінформативні стрибки значень ФХС зосереджені в основному на ділянках, де відсутні зондуєчий або донні сигнали і присутня тільки шумова складова, яка може бути викликана як фізичними шумами в ЕАТ та електронному тракті, так і обчислювальними ефектами. Тому виділення інформативних стрибків значень ФХС здійснюється після її стробування, тобто за функцією  $str(t, M_a) \cdot d\tilde{\Phi}(t)/dt$ .

6. Оцінювання часу затримки сигналу за інформативними стрибками значень ФХС.

В проведеному модельному експерименті формувався радіоімпульсний фазоманіпульований сигнал тривалістю 4 періоди сигналу заповнення з параметрами:  $U = 5\text{В}$ ;  $f = 5\text{МГц}$ ;  $\tau_1 = 2T$ ;  $\tau_2 = 4T$ ;  $K_T = 1/7$ ;  $\tau_3 = 12T$ ,  $T = f^{-1}$  – період сигналу-носія.

Змодельований сигнал  $u(t)$  зображено на рис. 4.2 а, ФХС показано на рис. 4.2б, похідну  $d\tilde{\Phi}(t)/dt$  – на рис. 4.2в, обчислену обвідну сигналу зображено на рис. 4.2 г. Графік функції  $str(t, M_a) \cdot d\tilde{\Phi}(t)/dt$  з виділеними інформативними стрибками наведено на рис. 4.2д, тривалість  $\tau_3$  затримки на поширення сигналу в ОК визначається як інтервал часу між інформативними стрибками ФХС.

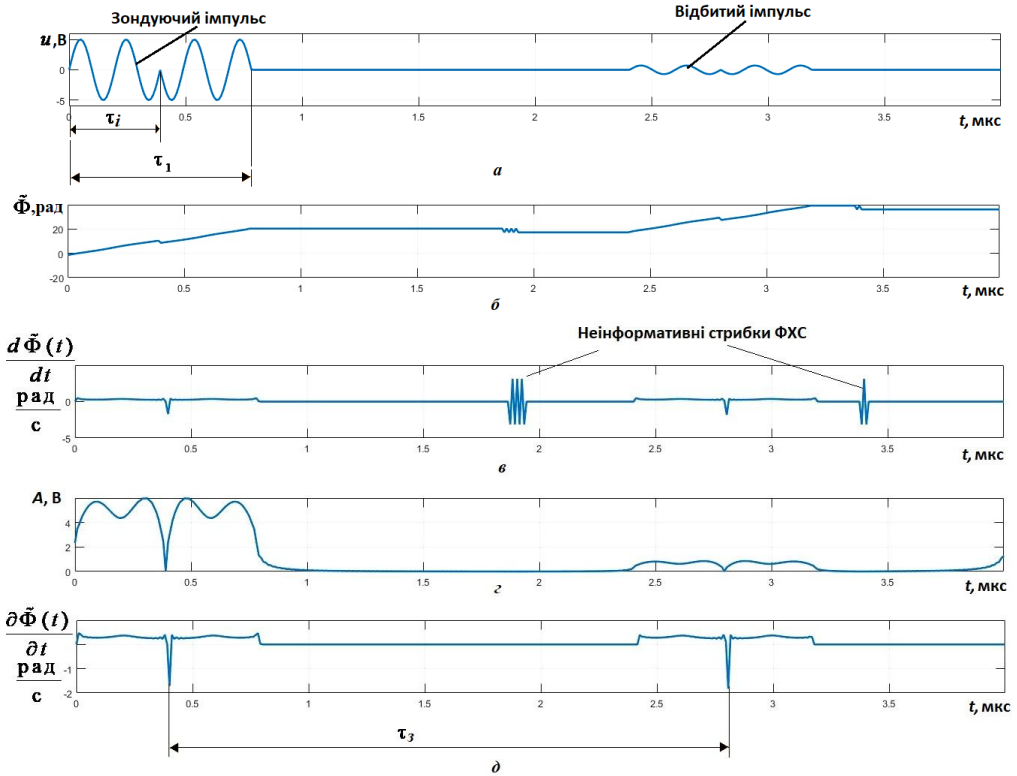


Рис. 4.2. Графіки модельного сигналу та його характеристик

З графіків видно, що на інтервалах  $t \in (0,4; 0,405)$  мкс та  $t \in (2,805; 2,81)$  мкс фаза сигналу стрибкоподібно змінюється. Стрибки значень фази надійно виявляються, а їх положення в часі локалізовані і лишаються стабільними в широкому діапазоні зміни амплітуди донних сигналів. Це витікає з того що, по-перше, амплітудні значення імпульсів, що відповідають початку і кінцю вимірюваного часового інтервалу (рис. 4.2д) в певних межах не залежать від амплітуди сигналу (на відміну від імпульсів, що виникають під час визначення обвідної сигналу за виразом, див. рис. 4.2г) і, по-друге, фронти цих стрибків значень ФХС мають значну крутість, а тривалість відповідних імпульсів функції  $d\tilde{\Phi}(t)/dt$  значно менша за  $T_d$ . Останнє дає змогу знехтувати похибкою від кінцевої тривалості цих імпульсів.

Виділений в такий спосіб інтервал часу, обмежений моментами стрибкоподібної зміни фази сигналу, з високою точністю відповідає заданому в модельному експерименті інтервалу часу.

У випадку цифрового опрацювання сигналів УЗТ визначення часового інтервалу за цим способом здійснюється автоматично. Внаслідок виконання аналого-цифрового перетворення сигналів отримують цифровий образ  $u[j]$  сигналу  $u(t)$  на евідистантній часовій ґратці

$$S[j] = S[jT_d], \quad (4.10)$$

де  $j = \overline{1, J}$ ,  $J = [T_C / T_d]^+$ ,  $[\cdot]^+$  – операція виділення цілої частини числа.

Відповідно і всі характеристики сигналу є функціями дискретного аргументу  $jT_d$ . В цьому разі відліки вимірюваного часового інтервалу  $\tau_3$  набувають дискретних значень, а визначення його величини зводиться до отримання номерів екстремальних відліків у масиві значень  $str[j, M_a] \cdot \Delta\tilde{\Phi}[j]$ ,  $j = \overline{1, J}$ , де  $\Delta\tilde{\Phi}[j]$  – кінцеві різниці суміжних елементів масиву  $\tilde{\Phi}[j]$ . Нехай номери цих відліків набувають значень  $j_n, j_k$ , що відповідає початку і закінченню часового інтервалу. Тоді визначене з кроком  $T_d$  значення часового інтервалу дорівнюватиме

$$\tau_3 = T_d(j_k - j_n) = T_d k. \quad (4.11)$$

У випадку проведення фізичних експериментів з реальними сигналами, навіть за цифрового синтезу зондуючого сигналу, внаслідок неконтрольованих затримок досліджуваних сигналів положення в часі моментів фазової маніпуляції сигналу-носія і стрибки фази його цифрового прототипу не співпадають. І це неспівпадіння має випадковий характер, внаслідок чого виникає похибка квантування  $\Delta\tau_k$  часового інтервалу на початку і в кінці інтервалу. Ця похибка притаманна різним способам цифрового вимірювання часових інтервалів. З урахуванням цього визначений в умовах реального вимірювального експерименту часовий інтервал можна представити моделлю

$$\tau = T_d(j_k - j_n) + \Delta\tau_k, \quad (4.12)$$

Загальновідомо, що похибка  $\Delta\tau_k$  має випадковий характер, її ймовірність розподілена за законом Сімпсона, діапазон можливих значень обмежений інтервалом  $\Delta\tau_k \in (-T_d, T_d)$ , а середнє квадратичне значення дорівнює  $\sigma_{\Delta\tau} = T_d / \sqrt{6}$ .

Проведені комп'ютерні вимірювальні експерименти засвідчили, що цей спосіб можна рекомендувати для УЗТ за відношення

$c/\text{ш} > 10$ . За зменшення цього відношення спостерігаються помилки під час виявлення стрибків значень ФХС, визначенні їх часового положення і як наслідок – поява надмірних помилок вимірювання часових інтервалів.

### 4.3 Двошкальний спосіб визначення затримки сигналів лунаїмпульсної УЗТ за їх фазовою характеристикою

Розглянутий в п. 4.2 спосіб вимірювання часової затримки сигналів в ультразвукових товщиномірах має певний недолік, який обмежує його використання на практиці. Цей недолік полягає в тому, що наявність шумів, які супроводжують поширення і перетворення сигналів в ЕАТ товщиноміра, приводить до спотворення їх фазових характеристик і, як наслідок, до зміщення в часі інформаційних стрибків цієї характеристики, і далі – до появи похибки виділення та вимірювання часових інтервалів. До прикладу, шуми і завади можуть виникати в ПЕП, в акустичному тракту товщиноміра (перевідбиття і розсіювання сигналу на неоднорідностях структури матеріалу і дефектах форми), в каскадах підсилювання сигналу УЗТ тощо. Крім того, на початку і наприкінці вимірюваного інтервалу, у випадку його цифрового вимірювання, виникає похибка квантування, яка також зменшує точність вимірювання останніх. Ці похибки стають суттєво відчутними у випадку зменшення частоти дискретизації.

В той же час лишається не використаним весь інформаційний ресурс сигналу УЗТ, зокрема той, що міститься у початковій фазі сигналу-носія. На сьогодні за відношення  $c/\text{ш} > 10$ , прийнятних апаратурних витрат і часу вимірювання можна визначити фазовий зсув сигналів з похибкою  $1^\circ - 2^\circ$ . Отримання відповідної похибки вимірювання часових інтервалів за наведеним в п. 4.2 способом потребує використання частоти дискретизації порядку  $f_d = (180 \dots 360)f$ , що призводить до невиправданої апаратурної надлишковості.

Використати вказаний інформаційний ресурс сигналу УЗТ можна і в інший спосіб – на основі застосування технології багатощкальних фазових вимірювань. Це дозволяє підвищити точність вимірювання часових інтервалів до точності вимірювання фазових зсувів сигналу-носія без збільшення частоти дискретизації сигналу.

**Спосіб багатощкальних багаточастотних фазових вимірювань.** Цей спосіб використовують для прецизійного вимірювання відстаней, електричної довжини кабелів, напрямку у просторі (пеленгу) та ін. [4.13 - 4.17]. У цих прикладних застосуваннях виконується вимірюван-

ня фазових зсувів гармонічних сигналів, які пройшли через певний чотириполосник (або фізичне середовище з певними характеристиками і розмірами, затримкою і загасанням сигналу) на декількох частотах (інколи на одній частоті як, наприклад, у фазових пеленгаторах [4.16, 4.17]) з наступним узгодженням отриманих результатів з метою усунення багатозначності фазових вимірювань на найвищій частоті.

Операція узгодження результатів вимірювань фазових зсувів сигналів, спрямована на усунення багатозначності фазових вимірювань, є специфічною для такого роду вимірювань і потребує більш детального аналізу з метою адаптації до поставленого завдання.

В роботі [4.15] розглянуто багатозначний спосіб вимірювання фазового часу затримки  $\tau$  гармонічних сигналів частотою  $f_b$ , де  $\tau \gg 1/f_b$ . Повний фазовий зсув сигналів на цій частоті становить

$$\Phi_b = 2\pi f_b \tau = 2\pi n + \varphi_b, \quad (4.13)$$

де  $n$  – ціле число, що дорівнює кількості цілих фазових циклів сигналу, а фазовий зсув  $\varphi_b \in [0, 2\pi)$ .

Завдання усунення багатозначності полягає у визначенні числа  $n$ . Сутність способу за [4.15] полягає в тому, що за використання допоміжного вимірювання фазового зсуву сигналів  $\varphi_n$  на низькій частоті  $f_n < f_b$  тестового сигналу (на грубій шкалі), визначають число цілих фазових циклів  $n$ , яке міститься у повному фазовому зсуві сигналів високої частоти  $f_b$ , який відповідає часу затримки сигналу  $\tau$ . Значення  $f_n$  вибирається з умови однозначності результату вимірювання фазових зсувів на цій частоті, тобто з умови  $\varphi_n = 2\pi f_n \tau < 2\pi$ . Вважається, що середовище передавання сигналу є недисперсним.

Результат вимірювання затримки сигналу на високій частоті представляється виразом:

$$\tau_\Phi = f_b^{-1} (n + \varphi_b / 2\pi), \quad (4.14)$$

де  $\varphi_b$  – вимірне значення фазового зсуву сигналів частотою  $f_b$ ,  $0 \leq \varphi_b < 2\pi$ . Число  $n$  обчислюється за виразом

$$n = \left[ \frac{\varphi_n f_b}{2\pi f_n} - \frac{\varphi_b}{2\pi} + 0,5 \right]^+. \quad (4.15)$$

Визначене за алгоритмом (4.15) числа  $n$  є найбільш достовірним і в

певних межах незалежним від значення фазових зсувів сигналів [4.15].

Умова відсутності грубої помилки (під грубою розуміється помилка визначення числа  $n$ ) задається умовою

$$\left[ \frac{\Delta\varphi_n f_b}{2\pi f_n} - \frac{\Delta\varphi_b}{2\pi} + 0,5 \right]^+ = 0, \quad (4.16)$$

де  $\Delta\varphi_n$  – похибка визначення фазових зсувів на низькій частоті.

У разі декількох ступеней перерахунку результатів вимірювання з однієї шкали на другу умова (4.16) повинна виконуватись для всіх пар частот сигналів, що беруть участь у послідовних перерахунках і визначенні числа  $n$  за алгоритмом (4.15).

Цей спосіб має обмеження для використання в УЗТ, оскільки потребує виконання фазових вимірювань в широкому діапазоні частот. Чим більше товщина вимірюваного ОК, тим нижчою повинна бути частота  $f_n$  для однозначного вимірювання  $\varphi_n$ . З іншої сторони, прагнення підвищення точності вимірювання потребує підвищення частоти  $f_b$ . Разом це призводить до розширення частотного діапазону сигналів, в той час як ПЕП працюють в обмеженому частотному діапазоні і забезпечити виконання умови  $f_b \gg f_n$  не видається можливим.

В той же час існує інший варіант підвищення точності визначення затримки за рахунок вимірювання і врахування значення усередненого фазового зсуву сигналів-носіїв УЗТ. Подібна ідея запропонована в [4.18] і розвинута в роботах [4.19, 4.20] для удосконалення способу лунаїмпульсної УЗТ з використанням ФМ-сигналів за рахунок додаткового вимірювання долі часової затримки сигналів УЗТ в межах значення  $T_d$  через фазові зсуви сигналу-носія після його поширення в ЕАТ ультразвукових товщиномірів.

**Сутність двошкального способу лунаїмпульсної УЗТ з використанням фазоманіпульованих сигналів-носіїв.** Суть удосконалення способу лунаїмпульсної УЗТ полягає у здійсненні прецизійного вимірювання  $\tau$  через фазову характеристику гармонічного сигналу з частотою  $f$  сигналу-носія. Такий підхід, який формально описує формула (4.14), передбачає отримання результату наступним чином:

– за стрибками ФХС вимірюється затримка  $\tau_3 = T_d k$  (4.11);

– за значенням  $\tau_3$  обчислюється кількість відповідних фазових циклів сигналу частотою  $f$

$$\tilde{n} = \left[ \frac{\tau_3}{T} \right] = \left[ \frac{kT_d}{T} \right]; \quad (4.17)$$

значення  $\tilde{n}$  містить як цілу так і дробову частину;

- за «точною» шкалою здійснюється прецизійне вимірювання фазових зсувів  $\varphi$  сигналу-носія з дискретом меншим за  $2\pi fT_d$ , тобто частки  $\tau_3$  в межах напівперіоду сигналу-носія на початку і наприкінці вимірювального інтервалу;
- виконується узгодження отриманих результатів  $\tilde{n}$  та  $\varphi$  і обчислення оцінки затримки сигналу УЗТ  $\hat{t}$  за загальним виразом (4.14), я якому  $n = [\tilde{n}]^+$ .

Сутність такого способу пояснює рис. 4.3.

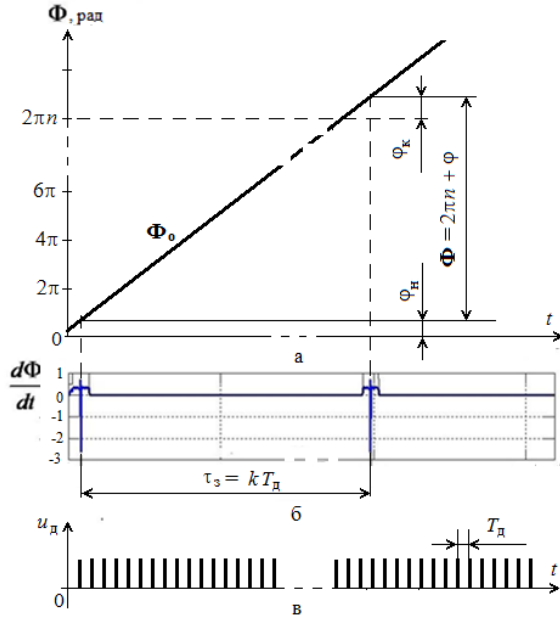


Рис. 4.3. Графічна ілюстрація двоскального способу лунаїмпульсної УЗТ з використанням фазоманіпульованих сигналів-носіїв

На рис. 4.3 зображено:

- епюра а – графік фази опорного гармонічного колювання  $\Phi_o = 2\pi ft$ , яка використовується для підвищення точності вимірювання затримки;

- епюра б – графік стрибків значень фазової характеристики фазоманіпульованих сигналів-носіїв УЗТ;
- епюра в – послідовність імпульсів дискретизації часових інтервалів з періодом  $T_d$ .

Зазвичай в цифрових системах УЗТ використовують відношення  $T/T_d \in (10...20)$ . Це означає, що, по-перше, значенню  $T_d$  відповідає значний дискрет фазового зсуву сигналу-носія –  $2\pi/T_d \in (0,1...0,2)\pi$ , по-друге, отримувані на одному періоді сигналу-носія 10...20 відліків сигналу можуть бути використані для визначення фазового зсуву  $\varphi = \overline{\varphi_k} - \overline{\varphi_n}$  за усередненими значеннями фазового зсуву сигналів наприкінці і на початку вимірювального інтервалу – відповідно  $\overline{\varphi_k}$ ,  $\overline{\varphi_n}$ .

Фазові зсуви  $\overline{\varphi_k}$ ,  $\overline{\varphi_n}$  можуть бути отримані відносно фази опорного коливання, когерентного з фазою сигналу-носія. Якщо, до прикладу, різниця фазових характеристик сигналу-носія  $\tilde{\Phi}$  та  $\Phi_0$  в околі області фазової маніпуляції на початку часового інтервалу визначається множиною різниць фазових зсувів обсягу  $g$ , тобто

$$\varphi = (\varphi_j = \Phi[j] - \Phi_0[j], j = \overline{1, g}), \quad (4.18)$$

то середнє значення кута згідно з [4.21, 4.22] обчислюється як вибірко-вий середній фазовий зсув сигналів

$$\varphi_c = \arctg \frac{S}{C} + \frac{\pi}{2} \{2 - (\text{sign}S)(1 + \text{sign}C)\}. \quad (4.19)$$

де  $S, C$  – відповідно синус і косинус моменти, що визначаються за вибіркою  $\varphi$

$$C = \frac{1}{g} \sum_{j=1}^g \cos \varphi_j, \quad S = \frac{1}{g} \sum_{j=1}^g \sin \varphi_j. \quad (4.20)$$

Узгодження отриманих на грубій і точній шкалі результатів здійснюється на тій основі, що молодші розряди числа  $\tilde{n}$  співпадають за вагою зі старшими розрядами числа  $\Phi$ , що ілюструє рис. 4.4. Структурно-логічну схему двошкального способу лунаїмпульсної УЗТ з використанням фазоманіпульованих сигналів-носіїв показано на рис. 4.5.



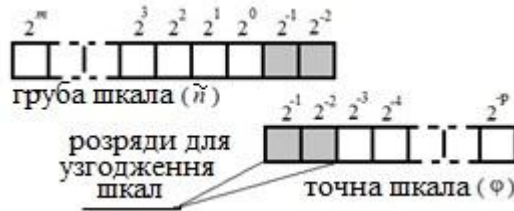


Рис. 4.4. Графічна ілюстрація процесу узгодження отриманих на грубій і точній шкалі результатів

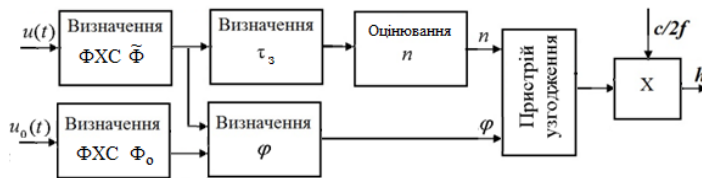


Рис. 4.5. Структурно-логічна схема двошкального способу лунаїмпульсної УЗТ з використанням фазоманіпульованих сигналів-носіїв

Особливістю запропонованого способу УЗТ є те, що він передбачає визначення  $\tau$  і фазових зсувів сигналів  $\Delta\varphi$  на одній методологічній основі – через фазову характеристику сигналів УЗТ з фазовою маніпуляцією. Грубе значення затримки сигналу, як і у викладеному в п. 4.2 способі, визначається за інформаційними стрибками значень фазової характеристики фазоманіпульованого сигналу-носія і обтяжене похибкою, спричиненою дією шуму, що супроводжує процес випромінення, поширення в матеріалі ОК і приймання ультразвукового сигналу, його перетворення в електричний сигнал та підсилення.

За двошкальним способом вимірювання часова затримка  $\tau_3$ , аналогічно (4.14), визначається як фазовий час поширення сигналу в ОК за загальною формулою

$$\tau_3 = \left( n + \frac{\varphi}{2\pi} \right) \frac{1}{f}, \quad (4.21)$$

де  $\varphi = \overline{\varphi_k} - \overline{\varphi_n}$  – різниця середніх фазових зсувів сигналу-носія, отримана за суміжними лунаїсигналами в кінці і на початку вимірюваного часового інтервалу.

Значення часу затримки в періодах сигналу-носія  $n/f$  визначається через вимірювання часового інтервалу між стрибками значень фазової характеристики сигналу-носія. Уточнююче значення затримки –

$\varphi/2\pi f$ , визначається на основі вимірювання фазового зсуву сигналів  $\varphi$  в кінці і на початку цього інтервалу, яке здійснюється відносно фази гармонічного сигналу.

Узгодження грубого і уточнюючого значень (уточнення цілої кількості фазових циклів) відбувається за формулою:

$$n = \left[ f\tau_3 - \frac{\varphi}{2\pi} + 0,5 \right]^+ \quad (4.22)$$

З урахуванням відомої швидкості  $c_l$  поширення ультразвуку в ОК, товщина ОК визначається за формулою:

$$h = \frac{c}{2f} \left( n + \frac{\varphi}{2\pi} \right) = \frac{c}{2f} \left( \left[ f\tau_3 - \frac{\varphi}{2\pi} + 0,5 \right]^+ + \frac{\varphi}{2\pi} \right) \quad (4.23)$$

Вираз (4.23) є рівнянням вимірювання запропонованого двошкального способу УЗТ.

**Моделювання процесу вимірювання товщини виробів за двошкальним способом УЗТ з фазоманіпульованими сигналами** виконувалось у такій постановці. Вимірюється товщина  $h$  виробу ультразвуковим лунаїмпульсним методом. Швидкість  $c_l$  поширення поздовжніх ультразвукових хвиль в матеріалі виробу вважається відомою. Доступним дослідженню є донні сигнали, кожен з яких являє собою фазоманіпульований сигнал-носії, сформований з гармонічного сигналу відомої частоти  $f$ , та гармонічний сигнал частотою  $f$  і довільною початковою фазою (або тільки його фазова характеристика  $\Phi_0$ ). Необхідно виконати модельні дослідження процесу опрацювання сигналів за двошкальним способом УЗТ, що ґрунтується на додатковому вимірюванні фазових зсувів фазоманіпульованого сигналу-носія.

Моделювання виконувалось наступним чином. Для визначення часової затримки  $\tau$  формувався фазоманіпульований зондуючий сигнал виду (4.5). Для моделі прийнятого сигналу  $u(t) = u_3(t) + u_b(t)$  визначалась фазова характеристики  $\Phi(t)$  і за положенням в часі стрибків її значень оцінювалась затримка  $\tau$  з точністю до  $T_d$  [4.18 – 4.20].

Для уточнення значення  $\tau$  виконувалось визначення фазового зсуву сигналу-носія відносно когерентного з ним опорного сигналу виду  $u_0(t) = U_0 \sin 2\pi ft$  (без маніпуляції) на початку і в кінці вимірюваних часових інтервалів, а уточнене значення часової затримки  $\hat{\tau}$  отримува-

лась розрахунковим шляхом.

Структура програмно-апаратної реалізації ультразвукового двошкального способу вимірювання товщини виробів наведена на рис. 4.6, на якому позначено: ПГ – перетворення Гільберта, ДФХС – визначення дискретної фазової характеристики сигналу, МФ – медіанна фільтрація, Р – процедура розгортання ФХС,  $\Sigma$  – підсумовування значень ФХС,  $d/dt$  – операція диференціювання, ГВЧІ – грубе вимірювання часового інтервалу, ВФЗС – вимірювання фазових зсувів сигналів, ПУ – процедура узгодження грубого і точного відліків.

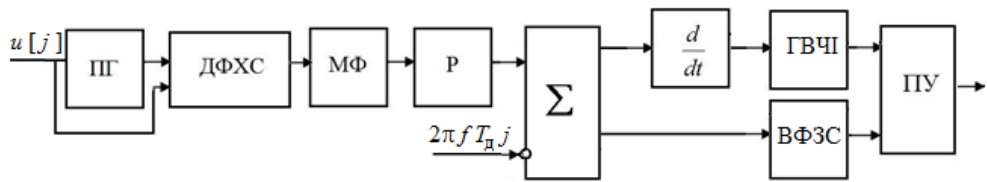


Рис. 4.6. Структура програмної реалізації процесу опрацювання сигналів за двошкальним способом УЗТ

Після визначення в блоці ПГ гільберт-образу сигналу  $\hat{u}[j]$  в блоці ДФХС отримують оцінку дробової частини ФХС, тобто частини ФХС в межах інтервалу  $[0, 2\pi)$ . Остання може бути спотворена неінформативними стрибками значень ФХС, які викликані дією шуму і мають властивості імпульсної завади. З метою фільтрації дробової частини ФХС (заглушення шумової складової одночасно зі збереженням стрибків ФХС) в структуру на рис. 4.6 включений круговий медіанний фільтр (МФ) [4.23]. Розгорнуту ФХС отримують в блоці Р. В суматорі  $\Sigma$  з отриманої ФХС вилючається лінійний тренд, тобто визначається різниця  $\Delta\Phi[j] = \Phi[j] - 2\pi f T_d j$ . В блоці  $d/dt$  відбувається диференціювання різниці  $\Delta\Phi[j]$ . Селекція інформативних стрибків ФХС, за якими визначається  $\tau_3$ , в разі потреби, може бути виконана за обвідною сигналу, обчисленою за алгоритмом (4.8) (в структурі на рис.4.6 блок селекції відсутній). У блоці ГВЧІ відбувається визначення  $\tau_3$  за виділеними інформативними стрибками ФХС. Усереднене значення фазових зсувів  $\varphi$  сигналу-носія отримують у відповідному блоці ВФЗС. Отримані значення  $\tau_3$  та  $\varphi$  узгоджуються в ПУ, де визначається сума  $(n + \varphi/2\pi)$ .

Моделювання виконувалось у два етапи:

1) моделювання одношального способу визначення часової затримки; на цьому етапі отримувалось грубе значення часової затримки за викладеним в п. 4.2. методикою;

2) моделювання процесу вимірювання фазових зсувів сигналів за двошальним способом; на цьому етапі за допомогою розрахунків обчислювалось уточнене значення часової затримки і виконувався співставний аналіз отриманих результатів.

У виконаному модельному експерименті формувался радіоімпульсний сигнал з фазоманіпулюванням на величину  $\pi$  сигналом-носієм, гауссовою обвідною і параметрами :  $U = 10$  (у відносних одиницях),  $f = 5$  МГц,  $\tau_1 \approx 3T$ ,  $\tau_i \approx 6T$ ,  $K_T = 0,6$ ,  $\tau_3 = 70T$ .

Результати моделювання представлені на рис. 4.7.

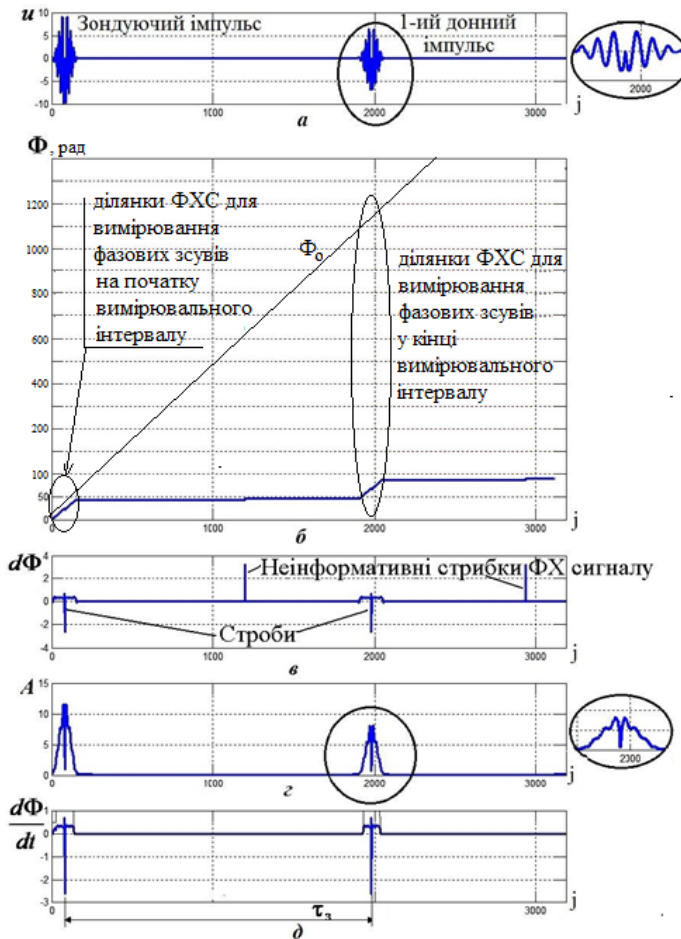


Рис. 4.7. Результати моделювання сигналів УЗТ та визначення їх фазової характеристики за двошальним способом

На рис. 4.7 відображено:  
 еюра а – графік сигналу УЗТ (зондуючий і перший відбитий);  
 еюра б – графіки розгорнутої фазової характеристики сигналу УЗТ та фази гармонічного сигналу з частотою сигналу-носія та позначеними ділянками для вимірювання фазових зсувів сигналів;  
 еюра в – графік стрибків значень ФХС разом зі стробами, необхідними для селекції інформаційних стрибків ФХС;  
 еюра г – графік амплітудної характеристики сигналу УЗТ;  
 еюра д – графік інформативних стрибків ФХС, за якими відбувається грубе визначення затримки сигналу.

В реальних системах сигнали УЗТ спостерігаються на фоні адитивних шумів. В наступному комп'ютерному вимірювальному експерименті працездатність способу перевірялась на суміші сигналу з гаусовим шумом. Результати моделювання процесу оброблення зашумлених сигналів за структурою рис. 4.6 наведені на рис. 4.8.

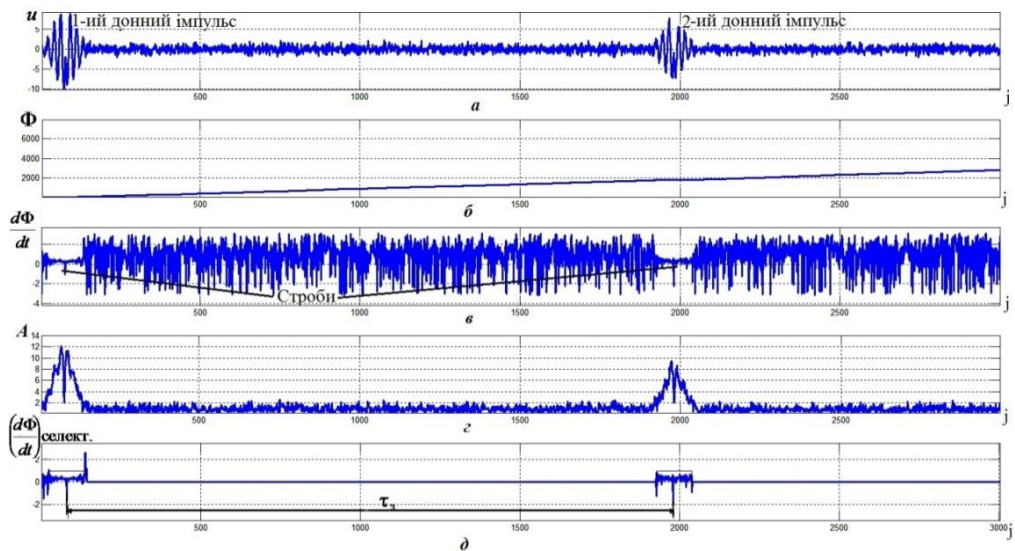


Рис. 4.8. Результати опрацювання сигналів УЗТ за двошкальним способом УЗТ для адитивної суміші донних сигналів та гаусового шуму

На рис. 4.8 а наведено графік функції  $u(t)$  – адитивної суміші двох донних сигналів у вигляді радіоімпульсів з гауссовою обвідною і гармонічним сигналом-носієм частотою  $f = 5$  МГц та гауссового шуму з дисперсією 0,5 (у відносних одиницях). Відношення с/ш визначалось як відношення максимального значення обвідної радіоімпульса до се-

редньоквадратичного значення шуму  $\sigma = \sqrt{0,5} \approx 0,71$ . Для першого донного імпульсу це відношення становило  $(c/\text{ш})_1=14,1$ , а для другого імпульсу –  $(c/\text{ш})_2=10,7$ . На рис. 4.8б показано графік різниці  $\Phi$  фазової характеристики сигналу  $u(t)$  та фази гармонічного сигналу частотою  $f$ , а на рис. 4.8в – графік похідної  $d\Phi/dt$ , на якому позначено інформативні стрибки значень ФХС. Графік обвідної сигналу  $u(t)$  наведено на рис.4.8г. Вимірюваний інтервал часу  $\tau_3$ , як і в попередньому випадку, формується за інформативними стрибками ФХС, що отримуються з функції  $d\Phi/dt$ .

Зі співставного аналізу рис.4.8г та рис.4.8в видно, що у випадку спостереження донних сигналів на фоні завади обвідна сигналу є більш вразливою щодо її спотворення шумами, тому визначення  $\tau_3$  за обвідною супроводжується значно більшими похибками.

Назагал у серії зі 100 експериментів використання двошкального методу дало змогу підтвердити зменшення абсолютної похибки формування часового інтервалу до величини  $\pm 0,2T_d$ , що свідчить про ефективність запропонованого двошкального способу лунаїмпульсної УЗТ з використанням фазоманіпульованих сигналів-носіїв.

В цілому перевагою представленого двошкального способу лунаїмпульсної УЗТ є те, що і грубе, і уточнююче значення часового інтервалу визначаються на єдиній методологічній основі за фазовою характеристикою лунаісигналів без зміни частоти сигналу-носія, що не потребує розширення робочої смуги частот товщиноміра.

Виконані комп'ютерні обчислювальні експерименти на заданих моделях сигналів підтвердили ефективність двошкального фазового способу лунаїмпульсної УЗТ для підвищення точності визначення затримки інформаційних сигналів і в цілому – товщини виробів.

#### **4.4 Спосіб визначення затримки сигналів лунаїмпульсної УЗТ в матеріалах зі значним загасанням за $r$ -статистикою**

Розглянутий в п. 4.3 спосіб лунаїмпульсної УЗТ має низьку заводостійкість. Цей спосіб виявився ефективним за відношення  $c/\text{ш} > 10$ . В той же час існує значна кількість конструкційних матеріалів зі значним загасанням ультразвукових коливань. За такої умови розглянуті вище способи УЗТ втрачають свої корисні властивості і стають малоефективними. Для випадку  $c/\text{ш} \approx 1...2$  розроблено інший спосіб лунаїмпульсної УЗТ підвищеної заводостійкості [4.24] (далі базовий спосіб). Спо-

сіб ґрунтується на поєднанні ДПГ [4.25], яке дає змогу отримати вибірки значень ФХС, та статистичного метода опрацювання кутових даних [4.26, 4.27] (див. п.2.4). За низького відношення с/ш для виявлення сигналів лунаїмпульсної УЗТ, моделі яких уявляють собою ділянки синусоїди з різними обвідними, найбільш прийнятною є  $r$ -статистика (2.58). Остання визначається з фазової характеристики сигналу-носія. Практичне застосування способу передбачає визначення  $r$ -статистики у ковзному режимі (2.60). Сутність оброблення даних за цим способом зображено на рис. 4.9.

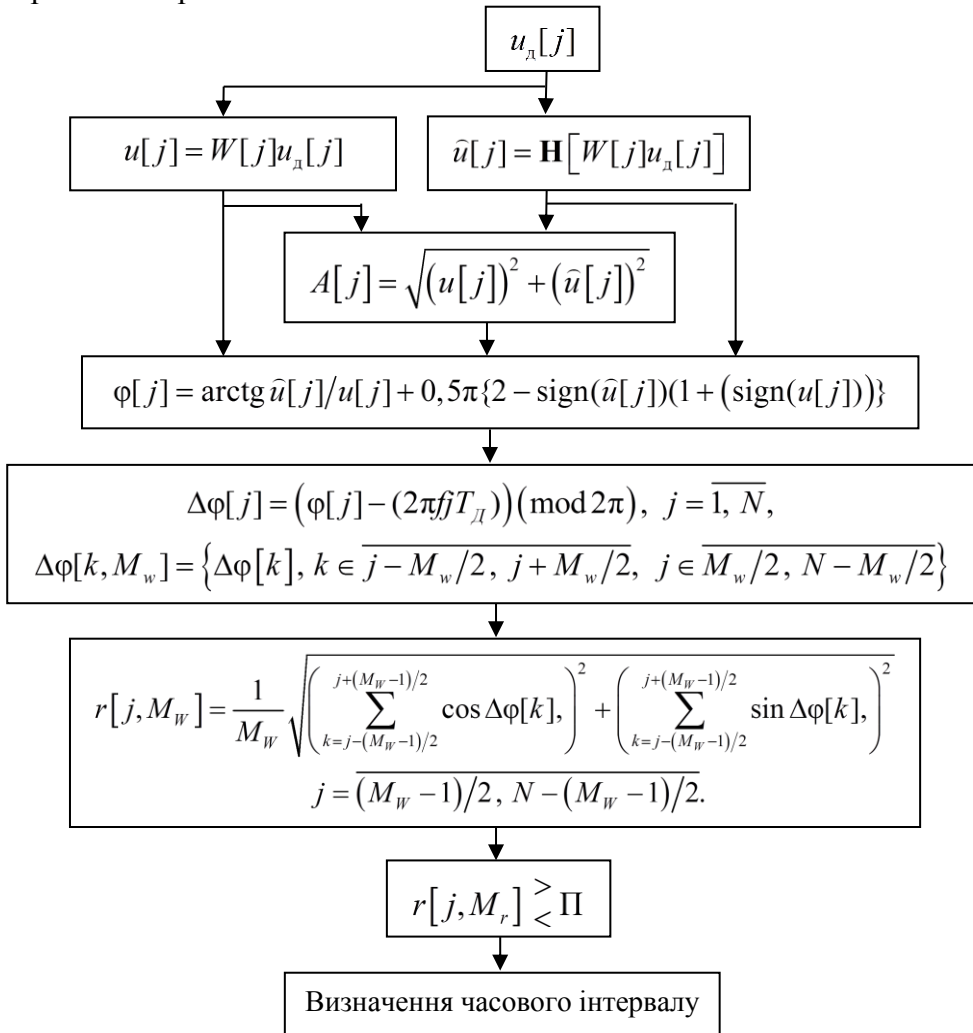


Рис. 4.9. Структурно-логічна схема оброблення сигналів лунаїмпульсної УЗТ на основі аналізу  $r$ -статистики

Запропонований метод обробки полягає у:

- ковзному віконному обробленні сигналів УЗТ вікном  $W[j]$ , що необхідно для зменшення методичної похибки визначення АХС та ФХС (п. 2.2);
- отриманні перетворення Гільберта  $\hat{u}[j]$  аналізованого сигналу УЗТ;
- визначенні АХС  $A[j]$ , необхідної для виділення інформаційних стрибків ФХС;
- визначенні дробової частини ФХС  $\varphi[j]$  та формуванні ділянок з інформативними стрибками її значень;
- визначенні різниці  $\Delta\varphi[j]$  дробової частини ФХС та гармонічного сигналу з частотою сигналу-носія;
- визначенні поточних значень статистики  $r[j, M_w] \in (0, 1]$  у ковзному режимі для вікна апертурою  $M_w$  (передбачається непарною);
- порівнянні поточних значень  $r[j, M_w]$  з порогом  $\Pi$  та прийнятті рішення про наявність у вибраній ділянці донного імпульсу: на ділянках, де донний сигнал присутній, значення статистики  $r$  збільшуються, а де сигнал відсутній – зменшуються;
- визначенні часового положення радіоімпульсів, як «центрів мас»  $q_i$  ділянок статистики  $r$ , що відповідають  $i$ -тому луна-сигналу

$$q_i = \frac{\sum_{j=k_i}^{m_i} jr[j, M_w]}{\sum_{j=k_i}^{m_i} r[j, M_w]}, \quad (4.24)$$

де  $k_i$  та  $m_i$  – значення змінної  $j$ , що відповідає початку та кінцю  $i$ -того інтервалу

$$k_i = j: \begin{cases} r_i[j+1, M_w] \leq \Pi, \\ r_i[j-1, M_w] > \Pi, \end{cases} \quad m_i = j: \begin{cases} r_i[j+1, M_w] > \Pi, \\ r_i[j-1, M_w] \leq \Pi. \end{cases} \quad (4.25)$$

Значення  $\Pi$  обирається з умови перевищення шумової складової  $r$ -статистики за відсутності луна-сигналу, наприклад,  $\Pi = (\max r_{\text{ш}}) \cdot k_3$ , де  $\max r_{\text{ш}}$  – максимальне значення  $r$ -статистики за відсутності луна-сигналу;  $k_3$  – коефіцієнт запасу,  $k_3 \in (1, 1 \div 1,5)$ .

Для формування рішення про наявність донного імпульса може бути використана і інша статистика – вибіркова кругова дисперсія  $V$ , (табл. 2.2), яка зв'язана з  $r$ -статистикою простим співвідношенням



$$V[j, M_w] = 1 - r[j, M_w]. \quad (4.26)$$

Нижче розглянуто декілька модифікацій цього (базового) способу, які дають змогу дещо збільшити відношення с/ш для  $r$ -статистики.

**Спосіб визначення затримки сигналів лунаїмпульсної УЗТ за зваженою  $r$ -статистикою** [4.28]. Задача розвитку базового способу лунаїмпульсної УЗТ на основі застосування зваженої  $r$ -статистики формулювалась наступним чином.

**Постановка задачі.** Визначається товщина ОК з композиційного матеріалу (КМ) ультразвуковим луна-імпульсним методом. Введення/виведення ультразвукового сигналу в/з ОК відбувається за допомогою суміщеного ПЕП. Зондування ОК здійснюється радіоімпульсним сигналом виду

$$u_3(t) = \begin{cases} U \sin(2\pi ft), & t \in [0, T_3], \\ 0, & t \notin [0, T_3] \end{cases} \quad (4.27)$$

з відомою амплітудою  $U$ , частотою  $f$  і тривалістю  $T_3$ , що не перевищує декількох періодів сигналу-носія.

Досліджуваний сигнал  $u(t)$  являє собою адитивну суміш донних сигналів УЗТ (періодичну з періодом повторення  $T_{\Pi}$  послідовності донних сигналів) і реалізації гауссового шуму  $\xi(t)$  виду

$$u(t) = \sum_{i=1}^k K_i \cdot u_3(t - \tau_3 - (i-1)T_{\Pi}) + \xi(t), \quad (4.28)$$

де  $K_i$  – коефіцієнти ЕКТ для  $i$ -того донного сигналу,  $i = \overline{1, k}$ ;  $\tau_3$  – час затримки на поширення акустичного сигналу в ОК у прямому і зворотному напрямках;  $\xi(t)$  – реалізація гауссового шуму з нульовим математичним сподіванням і дисперсією  $\sigma^2$ . Аналіз сигналу (4.28) виконується на часовому інтервалі  $t \in [0, T_c]$ .

Відношення с/ш в суміші (4.26) оцінюється як  $s/\text{ш} = K_i U / \sigma$  і може зменшуватись до одиниці.

Необхідно удосконалити спосіб статистичної фазової лунаїмпульсної УЗТ, який ґрунтується на виділенні часового інтервалу  $\tau_3$  за  $r$ -статистикою, що забезпечує підвищення вірогідності виявлення радіоімпульсних сигналів у послідовності (4.28) за відношення с/ш  $\approx 1 \dots 2$ .

**Розв'язання поставленого завдання.** Базовий спосіб ультразвукової товщинометрії [4.24] ґрунтується на виявленні донних сигналів за

поточними значеннями  $r$ -статистики, яка визначається з фазової характеристик сигналу (4.28).  $r$ -статистика [4.25, 4.26], або вибіркова результуюча довжина вектора, належить до числа кругових статистик, які існують для розподілених на колі випадкових кутів та фазових зсувів сигналів. Ідея удосконаленого способу полягає у наступному.

Для досліджуваного сигналу (4.28) визначається фазова характеристика, обчислюється різниця цієї характеристики та фази гармонічного коливання з частотою  $f$  сигналу-носія, розраховується  $r$ -статистика, отримана під час ковзного віконного опрацювання цієї різниці фаз вікном  $W1$ , визначається зважена статистика  $r_{зв}$ , яку отримують перемноженням  $r$ -статистики на поточні значення відгуку оператора середнього квадратичного відхилення на її значення, отримані під час ковзного віконного оброблення  $r$ -статистики іншим ковзним вікном  $W2$ .

Структурно-логічну схему опрацювання сигналів УЗТ та формування рішення про наявність донних сигналів за цим способом представлено на рис. 4.10.

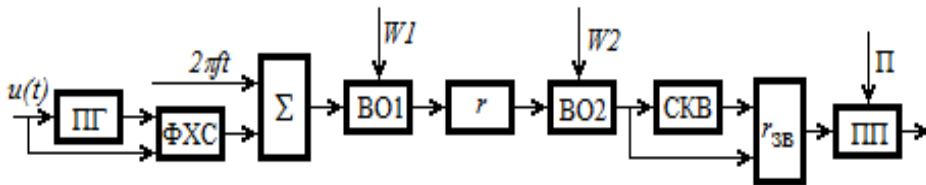


Рис. 4.10. Структурно-логічна схема опрацювання сигналів за удосконаленим способом лунаїмпульсної УЗТ

Для елементів схеми використано наступні позначення: ПГ – перетворювач Гільберта, ФХС – модуль визначення ФХС,  $\Sigma$  – суматор, BO1,2 – модулі віконного опрацювання сигналу,  $r$ ,  $r_{зв}$  – модулі визначення відповідно  $r$ -статистики та  $r_{зв}$ -статистики, СКВ – модуль, що реалізує оператор визначення середнього квадратичного відхилення, ПП – модуль порівняння з порогом  $\Pi$  та прийняття рішення про наявність донного сигналу.

*Реалізація процесу цифрового опрацювання сигналів УЗТ.* Після аналого-цифрового перетворення сигналу (4.28), яке виконується з періодом дискретизації  $T_d \ll f^{-1}$ , останній представляється цифровою послідовністю  $u[j]$ ,  $j = \overline{1, N}$ , де  $N = T_a/T_d$  (з точністю до цілого числа). До  $u[j]$  застосовується ДПГ [4.25], яке в модулі ПГ (рис. 4.10) реалізується оператором  $\mathbf{H}_d$  і отримується гільберт-образ вибірки

$$\hat{u}[j] = \mathbf{H}_n(u[j]), \quad j = \overline{1, N}. \quad (4.29)$$

Дискретна ФХС на всьому інтервалі його аналізу визначається в модулі «ФХС» за алгоритмом (4.7).

Різниця ФХС  $\varphi[j] = \Phi[j] - 2\pi f T_d j$ ,  $j = 1, N$  визначається в модулі  $\Sigma$ , а поточні значення статистики  $r[j, M_w] \in (0, 1]$  у ковзному режимі для вікна апертурою  $M_w$  (передбачається непарною) – в модулях BO1 та  $r$ :

$$r[j, M_w] = \frac{1}{M_w} \sqrt{\left( \sum_{k=j-(M_w-1)/2}^{j+(M_w-1)/2} \cos \Delta\varphi[k] \right)^2 + \left( \sum_{k=j-(M_w-1)/2}^{j+(M_w-1)/2} \sin \Delta\varphi[k] \right)^2}, \quad (4.30)$$

$$j = \overline{(M_w - 1)/2, N - (M_w - 1)/2}.$$

В модулі «СКВ» визначаються вагові коефіцієнти  $\sigma_r[j]$  як відгуки оператора оцінки середнього квадратичного відхилення поточної підмножини значень  $r$ -статистики, отриманої в модулі «BO2» під час опрацювання послідовності  $r[j, M_w]$  ковзним вікном з апертурою  $M_\sigma$ . У випадку непарного значення  $M_\sigma$  маємо

$$\sigma_r[j, M_\sigma] = \sqrt{\frac{1}{M_\sigma - 1} \sum_{k=j-(M_\sigma-1)/2}^{j+(M_\sigma-1)/2} (r[j, M_w] - \bar{r}_j)^2} \quad (4.31)$$

$$j = \overline{(M_\sigma - 1)/2, N - (M_\sigma - 1)/2},$$

де  $\bar{r}_j$  – середнє значення елементів підмножини  $r[j, M_w]$  у вікні  $M_w$ .

Поточні значення зваженої статистики  $r_{зв}$  визначаються у відповідному модулі  $r_{зв}$  за формулою

$$r_{зв}[j, M_w, M_\sigma] = r[j, M_w] \sigma_r[j, M_\sigma]. \quad (4.32)$$

Рішення про наявність/відсутність донного сигналу формується в модулі ПП за результатами порівняння значень  $r_{зв}[j, M_w, M_\sigma]$  з пороговим рівнем  $\Pi$ , який визначається на етапі тестування схеми.

Вагове опрацювання  $r$ -статистики (4.32) призводить до збільшення відношення с/ш і, як наслідок – до підвищення вірогідності виявлення сигналів УЗТ, що підтверджується результатами моделювання.

*Моделювання.* Дослідження виконувались на моделі сигналу (4.28) з наступними параметрами:  $f = 5$  кГц;  $U = 1$  В;  $\sigma = 0,5$  В;  $T_3 = 0,6$  мс;

$T_a = 1,6$  с;  $T_n = 0,4$  с;  $\tau_3 = 0,2$  с;  $k = 4$ ,  $K_i = \{ 1, 1/2, 1/3, 1/4 \}$ . Отримана вибірка сигналу обсягу  $N = 8000$  зображена на рис. 4.9, а.

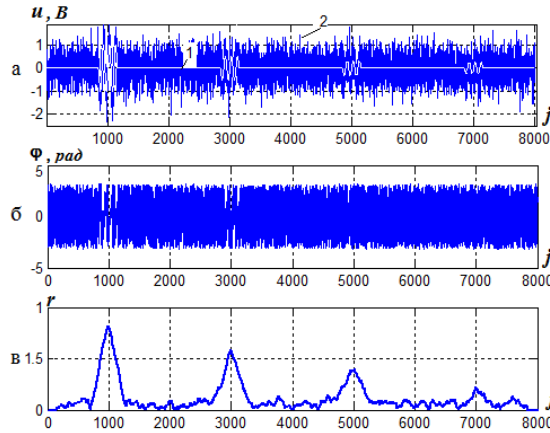


Рис. 4.11. Вибірки досліджуваного сигналу (а), послідовності  $\varphi[j]$  (б) та  $r$ -статистики (в)

З урахуванням заданих параметрів відношення сигнал/шум для донних сигналів становить:  $c/\text{ш} = \{ 2, 1, 2/3, 0,5 \}$ .

За результатом реалізації поданого вище процесу цифрового опрацювання вибірки  $u[j]$ ,  $j = 1, 8000$ , отримано послідовності  $\varphi[j]$  та  $r[j]$ , які зображені відповідно на рис. 4.11 б, в. В обчисленнях використано вікно  $W1$  з апертурою  $M = 301$ , що відповідає в часі тривалості донного сигналу. Рішення про наявність донного сигналу формується на основі порівняння поточних значень  $r[j]$  з певним порогом  $\Pi < 1$ .

Характерною особливістю  $r$ -статистики є її інваріантність до зміни початкової фази сигналів. Крім того з аналізу рис. 4.11 в можна відзначити інші її особливості, важливі для УЗТ: 1) максимуми  $r[j]$  в часі співпадають з положенням донних сигналів; 2) амплітудні значення  $r[j]$  зменшуються зі зменшенням відношення  $c/\text{ш}$  і, як наслідок приводять до зменшення вірогідності виявлення донних сигналів УЗТ.

Підвищення відношення  $c/\text{ш}$  і вірогідності виявлення донних сигналів досягається за рахунок додаткового вагового опрацювання послідовності  $r[j]$ , тобто без збільшення потужності зондуючого сигналу чи збільшення кількості вимірювальної інформації. На рис. 4.12 наведено графіки раніше отриманої послідовності  $r[j]$  та нової послідовності  $r_{3B}[j]$ , обчисленої за модифікованою формулою (4.32)

$$r_{3B}[j, M_w, M_\sigma] = r[j, M_w] \sigma_r[j, M_\sigma] \cdot (j/400 + 4). \quad (4.33)$$

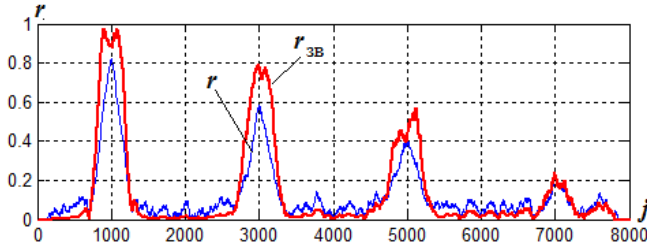


Рис. 4.12. Графічне зображення послідовностей  $r[j]$  та  $r_{3B}[j]$

Введений у вираз (4.33) емпіричний коефіцієнт  $(j/400+4)$  не має принципового значення для підвищення відношення с/ш, але дає змогу «вирівняти» амплітуди донних сигналів у двох послідовностях і забезпечити їх більш наочний і об'єктивний співставний аналіз. Наведені на рис. 4.12 графіки свідчать про певне зменшення шумової складової послідовності  $r_{3B}[j]$  відносно  $r[j]$ . Разом з цим спостерігається незначне збільшення амплітуд імпульсів та їх розширення в часі. Беручи до уваги той факт, що рішення про наявність донних сигналів приймається за результатами аналізу поточних значень  $r$ -статистики, яка в свою чергу отримується з неенергетичного параметру сигналу  $\phi$ , запропоновано оцінювати відношення с/ш в послідовностях  $r[j]$  та  $r_{3B}[j]$  відношенням їх максимальних значень на ділянках донного сигналу і шуму, тобто відношеннями  $r(c)/r(ш)$  та  $r_{3B}(c)/r_{3B}(ш)$ . За такою методикою для четвертого донного сигналу отримаємо

$$r(c)/r(ш) \cong 0,22 / 0,114 \cong 2,$$

натомість для послідовності  $r_{3B}[j]$  отримаємо

$$r_{3B}(c)/r_{3B}(ш) \cong 0,24 / 0,06 \cong 4,$$

тобто за такої методики оцінювання відношення с/ш маємо покращення приблизно у два рази. Цей висновок був підтверджений у серії зі 100 модельних експериментів.

Таким чином, додаткове вагове опрацювання  $r$ -статистики дає змогу підвищити відношення с/ш для сигналів УЗТ, що сприяє підвищенню вірогідності їх виявлення в завданнях контролю товщини виробів з матеріалів зі значним загасанням ультразвукових коливань. Крім того підвищення відношення с/ш дає змогу покращити точність вимірювання товщини виробів ультразвуковим луна-імпульсним методом за рахунок виявлення більшої кількості донних сигналів і можливості статистичного усереднення більших обсягів експериментальних даних.

**Спосіб визначення затримки сигналів лунаїмпульсної УЗТ з використанням адаптивної медіанної фільтрації  $r$ -статистики.** Для підвищення завадостійкості процесу виявлення лунаісигналів та точності визначення їх часового положення доцільно в базовий спосіб [4.24] додатково ввести процедуру попереднього опрацювання аналізованого сигналу та фільтрацію отриманої  $r$ -статистики.

Запропоноване вдосконалення базового способу [4.28, 4.29] полягає у застосуванні до досліджуваного сигналу попередньої фільтрації з використанням перетворення Гільберта-Хуанга [4.30, 4.31] та наступного застосування до  $r[j, M_r]$  адаптивної медіанної фільтрації [4.32]. Перетворення Гільберта-Хуанга дає змогу вилучити з сигналу (4.28) частину шумової складової за незмінного часового положення донних сигналів. Застосування частотної фільтрації, на наш погляд, є менш ефективним, оскільки імпульсні сигнали УЗТ мають широкий спектр, і штучне звуження частотного діапазону викликає спотворення форми сигналу і додаткову похибку визначення його положення в часі.

Перетворення Гільберта-Хуанга складається з двох етапів: емпіричної модової декомпозиції (ЕМД) та Гільберт-аналізу. Змістом першого етапу є адаптивне розкладання сигналу в базисі власних модових функцій. Виділені в такий спосіб циклічні компоненти сигналу дають змогу виконувати їх аналіз в часовій та частотно-часовій областях.

Удосконалений метод виявлення сигналів УЗТ складається з наступних етапів:

I. Застосування до досліджуваного сигналу  $u[j]$  методу емпіричної модової декомпозиції [4.30, 4.31]. В результаті цього отримують  $I$  циклічних компонент  $c_i$ ,  $i \in [1, I]$ . Процедуру виділення циклічних компонент позначено оператором **EMD**:

$$c_i[j] = \mathbf{EMD}(u[j]). \quad (4.34)$$

II. Попередня фільтрація – відновлення сигналу ультразвукового контролю за частиною визначених циклічних компонент:

$$u_v[j] = \sum_{i \in K} c_i[j]. \quad (4.35)$$

де  $K$  – множина індексів відібраних циклічних компонент. Циклічні компоненти відкидають за їх відношенням до шумової складової або тренду. Така процедура дозволяє вилучати з розгляду шумову та інші неінформативні компоненти сигналу.

III. До модифікованого сигналу (4.35) застосовують ДПГ

$$\hat{u}_v[j] = \mathbf{H}_d(u_v[j]). \quad (4.36)$$

IV. Використовуючи вихідний сигнал  $u[j]$  та його гільберт-образ (4.29) визначають різницю ФХС виду  $\Delta\varphi_v[j] = \Phi_v[j] - 2\pi f T_d j$  та  $r$ -статистику  $r_v[j, M_w]$  у ковзному режимі (4.30).

V. До отриманої послідовності  $r_v[j, M_w]$  застосовують метод адаптивної медіанної фільтрації (АМФ). Основою методу АМФ є ковзна медіанна фільтрація сигналів. Удосконалення методу медіанної фільтрації виконане шляхом динамічної зміни апертури ковзного вікна, що дає змогу досягнути компромісу між вимогою неспотвореної передачі імпульсів та суттєвим зменшенням дисперсії завади [4.32] на інтервалах між лунаісигналами.

Операцію фільтрації позначено оператором **АМФ**:

$$r_f[j, M_r] = \mathbf{AMF}(r_v[j, M_r]). \quad (4.37)$$

VI. Отриману послідовність  $r_f[j, M_r]$  порівнюють з порогом  $\Pi$  та знаходять центри імпульсів за виразом (4.24).

Структурно-алгоритмічну схему удосконаленого фазового методу виявлення сигналів УЗТ з використанням ЕМД та адаптивної медіанної фільтрації наведено на рис. 4.13.

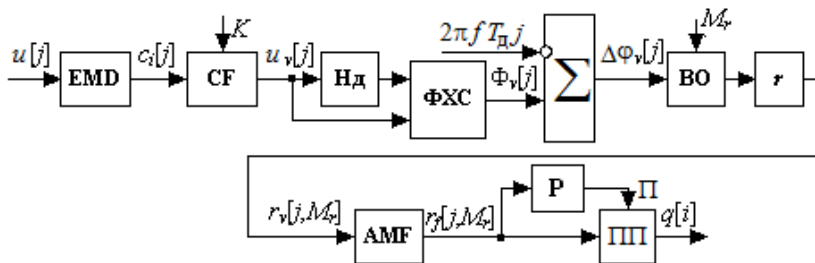


Рис. 4.13. Структурно-логічна схема удосконаленого фазового способу виявлення сигналів УЗТ з використанням ЕМД та адаптивної медіанної фільтрації

Для елементів схеми використано наступні позначення: **EMD** – модуль емпіричної модової декомпозиції; **CF** – модуль відбору інформативних компонент та відновлення сигналу УЗТ; **Нд** – модуль дискретного перетворення Гільберта; **ФХС** – модуль визначення ФХС;  $\Sigma$  – модуль визначення  $\Delta\varphi_v[j]$ ; **ВО** – модуль віконного опрацювання вибірки  $\Delta\varphi_v[j]$ ; **r** – модуль визначення  $r$ -статистики; **АМФ** – модуль адаптивної медіанної фільтрації  $r$ -статистики, **P** – модуль визначення значення порогу  $\Pi$ , **ПП** – модуль прийняття рішення про наявність радіоімпульсу та визначення його центру  $q[i]$ .

**Порівняльний аналіз базового та удосконалених способів виявлення та оцінювання часового положення сигналів УЗТ** виконано шляхом проведення комп'ютерних модельних експериментів.

Експерименти розділені на дві групи:

1) дослідження впливу розміру апертури вікна  $M_r$  на шумову складову статистики  $r$  в базовому способі виявлення сигналів УЗТ;

2) оцінювання працездатності базового та вдосконалених способів виявлення сигналів УЗТ за різних значень відношення с/ш на вході фазового виявляча та дослідження залежності похибки визначення часового положення виявлених лунаїмпульсів від відношення с/ш.

1. Експериментальне дослідження з виявлення впливу розміру  $M_r$  на шумову складову  $r$ -статистики для базового способу виконувалося для гауссового шуму з нульовим математичним сподіванням та дисперсією рівною одиниці. До шумового сигналу застосовувався базовий спосіб опрацювання сигналів УЗТ і визначалась  $r$ -статистика за фазовою характеристикою реалізації шумового сигналу для різних значень  $M_r$  з інтервалу від 10 до 500 точок з кроком 1. Для кожного значення  $M_r$  обчислювалась оцінка математичного сподівання ( $\bar{r}[M_r]$ ) та середнього квадратичного відхилення ( $\hat{\sigma}_r[M_r]$ )  $r$ -статистики.

Моделювання процесу оцінювання значень  $\bar{r}[M_r]$  та  $\hat{\sigma}_r[M_r]$  відбувалось на 100 різних реалізаціях шумового сигналу з однаковими параметрами. Графіки залежностей оцінок математичного сподівання  $\bar{r}[M_r]$  ( $MEAN_{\bar{r}[M_r]}$ ) та його СКВ ( $STD_{\bar{r}[M_r]}$ ), а також оцінок математичного сподівання та його СКВ параметру  $\hat{\sigma}_r[M_r]$  (відповідно  $MEAN_{\hat{\sigma}_r[M_r]}$  та  $STD_{\hat{\sigma}_r[M_r]}$ ) від  $M_r$  наведені на рис. 4.14.

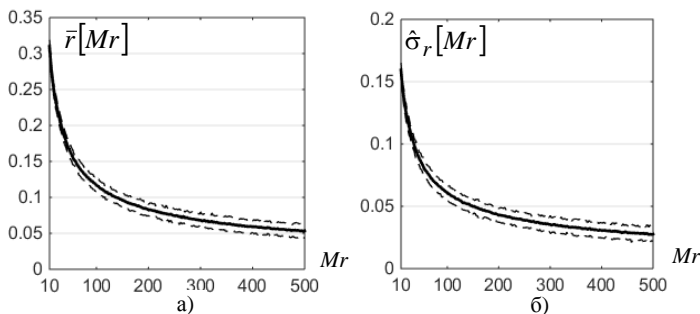


Рис. 4.14 – Графіки залежності оцінок параметру  $\bar{r}[M_r]$  (а) (позначено: — — —  $MEAN_{\bar{r}[M_r]}$ , - - -  $MEAN_{\bar{r}[M_r]} \pm 3STD_{\bar{r}[M_r]}$ ) та оцінок параметру  $\hat{\sigma}_r[M_r]$  (позначено:— — —  $MEAN_{\hat{\sigma}_r[M_r]}$ , - - -  $MEAN_{\hat{\sigma}_r[M_r]} \pm 3STD_{\hat{\sigma}_r[M_r]}$ )



Аналізуючи отримані графіки можна зробити наступні висновки:

- зі збільшенням апертури вікна спостерігається загальна тенденція зменшення значень статистики  $r$  та  $\hat{\sigma}_r$  для шумової складової;
- у випадку збільшення апертури від 10 до 150 відліків середнє значення статистики  $r$  зменшується приблизно від 0,32 до 0,1, а  $\hat{\sigma}_r$  – від 0,17 до 0,05. Подальше збільшення  $M_r$  не приводить до суттєвого зменшення  $\bar{r} [M_r]$ , тому його можна вважати недоцільним.

2. Для оцінювання працездатності вдосконалених способів виявлення сигналів УЗТ проведені комп'ютерні вимірвальні експерименти з аналізу залежності відношення с/ш  $r$ -статистики ( $\eta_{\text{вих}}$ ) від відношення с/ш вхідного сигналу ( $\eta_{\text{вх}}$ ) та проведене порівняння результатів для базового та двох вдосконалених методів.

В якості моделі аналізованого сигналу обрано модель сигналу ультразвукового контролю, яка в дискретній реалізації набуває вигляду

$$\begin{aligned} u[j] &= u_{PI}[j] + U_B u_{PI}[j - N_{t_2}] + n[j], \quad j = \overline{1, J}, \\ u_{PI}[j] &= U_\Gamma[j] \sin(2\pi f T_d j), \end{aligned} \quad (4.38)$$

де  $u_{PI}[j]$  – реалізація радіоімпульсу з гауссовою обвідною та частотою сигналу-носія  $f$ ,  $U_B \in [0, 1]$  – амплітуда луна-сигналу,  $U_\Gamma[j]$  – гауссова обвідна радіоімпульсу,  $n[j]$  – реалізація гауссового шуму з нульовим математичним сподіванням та дисперсією  $\sigma^2$ ,  $N_{t_2}$  – часове положення лунаїмпульсу. Розглядалась модель з одним відбитим радіоімпульсом. Відношення с/ш (за потужністю) сигналу  $u[j]$  для ділянки лунаїмпульсу визначалось як  $\eta_{\text{вих}} = U_B^2 / \sigma^2$ .

Для виявлення та аналізу обмежень розглянутих способів, виконані наступні групи експериментів:

- 1) дослідження залежності  $\eta_{\text{вих}}(\eta_{\text{вх}})$  для базового способу виявлення сигналів УЗТ та обґрунтування значення  $M_r$ ;
- 2) дослідження залежності  $\eta_{\text{вих}}(\eta_{\text{вх}})$  для базового та двох вдосконалених способів;
- 3) дослідження залежності похибки визначення часового положення прийнятого лунаїмпульсу від  $\eta_{\text{вх}}$  для базового та двох вдосконалених способів.

Для перших двох груп дослідів загальна методика експериментів полягала у наступному:

1. Формування масивів значень параметрів  $(\eta_{\text{вх}}[k], M_r[k])$ .
2. Встановлення параметрів моделювання.
3. Визначення залежності  $\eta_{\text{вих}}(\eta_{\text{вх}}[k])$  та  $\eta_{\text{вих}}(M_r[k])$ .
  - 3.1. Згідно встановлених параметрів моделювання та заданих значень  $(\eta_{\text{вх}}[k], M_r[k])$  формування досліджуваного сигналу  $u[j]$ .
  - 3.2. Застосування до сформованого сигналу базового та вдосконалених способів УЗТ та визначення для кожного  $r$ -статистики.
  - 3.3. Обчислення для визначених  $r$ -статистик значення  $\eta_{\text{вих}}$  для луна-сигналу за виразом

$$\eta_{\text{вих}} = (r[j, M_r]_{\text{max}} - \bar{r}) / \hat{\sigma}_r, \quad (4.39)$$

де  $r[j, M_r]_{\text{max}}$  – максимальне значення  $r$ -статистики для луна-сигналу,  $\bar{r}$ ,  $\hat{\sigma}_r$  – середнє значення та СКВ  $r$ -статистики за відсутності луна сигналу.

- 3.4. Повторення п. 3.1–3.3 для інших значень параметрів  $(\eta_{\text{вх}}, M_r)$ .
4. Повторення п. 3 для всіх параметрів  $\eta_{\text{вх}}$ ,  $M_r$  та отримання масивів залежностей  $\eta_{\text{вих}}(\eta_{\text{вх}})$ ,  $\eta_{\text{вих}}(M_r)$  для досліджуваних способів УЗТ.

Методика дослідження залежності похибки визначення часового положення прийнятого лунаїмпульсу від  $\eta_{\text{вх}}$  полягала в наступному:

1. Формування масивів значень  $\eta_{\text{вх}}[k]$ .
2. Встановлення параметрів моделювання.
3. Визначення залежності  $\Delta_q(\eta_{\text{вх}}[k])$ .
  - 3.1. Формування досліджуваного сигналу  $u[j]$  згідно встановлених параметрів моделювання та значення  $\eta_{\text{вх}}[k]$ .
  - 3.2. Застосування до  $u[j]$  базового та вдосконаленого методів УЗТ та визначення  $r$ -статистики для кожного з них.
  - 3.3. Визначення для отриманих  $r$ -статистик значення центру ( $q$ ) лунаїмпульсу за виразом (4.24).
  - 3.4. Обчислення абсолютного значення похибки визначення часового положення луна-імпульсу

$$\Delta_q = |q - N_{t_2}|. \quad (4.40)$$

- 3.5. Повторення п. 3.1–3.3 для всіх значень  $\eta_{\text{вх}}[k]$  та формування масиву  $\Delta_q[k](\eta_{\text{вх}}[k])$  для всіх досліджуваних способів УЗТ.

Для сигналу (4.38) було обрано наступні параметри:

- амплітуда гауссової обвідної  $U_{\Gamma} = 1$  В;
- частота дискретизації сигналу  $f_{\text{д}} = 50$  МГц;
- частота сигналу-носія  $f = 1$  МГц;
- амплітуда луна-імпульсу  $U_{\text{В}} = 0,15$  В;

- час спостереження сигналу  $T_A = 200$  мкс;
- тривалість радіоімпульсу  $\tau_{\text{імп}} = 6$  мкс (300 відліків);
- часове положення центру радіоімпульсу збудження  $t_1 = 50$  мкс ( $N_{t1} = 2500$ );
- часове положення центру лунаїмпульсу  $t_2 = 150$  мкс ( $N_{t2} = 7500$ );
- обсяг реалізації  $J = 10000$ ;
- інтервали значень параметрів:  $\eta_{\text{вх}} \in [0,02, 10]$   $M_r \in [100, 500]$ .

Експерименти повторювались в серії зі 100 дослідів, а отримані  $r$ -статистики усереднювались. Такий статистичний підхід можна пропонувати не лише для комп'ютерного моделювання, але й для натурних експериментів з реальним сигналами. Графіки досліджуваного сигналу ( $\eta_{\text{вх}} = 1$ ) та визначеної для нього  $r$ -статистики наведено на рис. 4.15.

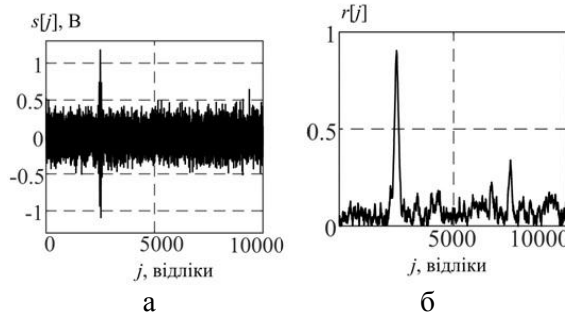


Рис. 4.15. Графіки досліджуваного сигналу (а) та його  $r$ -статистики (б)

Аналізуючи значення та форму  $r$ -статистики можна зробити висновки, що лунаїмпульс розташований в околі часового відліку  $j = 7500$ , що немає змоги зробити за аналізом обвідної сигналу (рис. 4.15, а).

**Результати дослідження залежності  $\eta_{\text{вих}}(\eta_{\text{вх}}, M_r)$  для базового способу виявлення сигналів УЗТ.** Проведені експерименти за викладеною вище методикою та отримані результати, наведені на рис. 4.16.

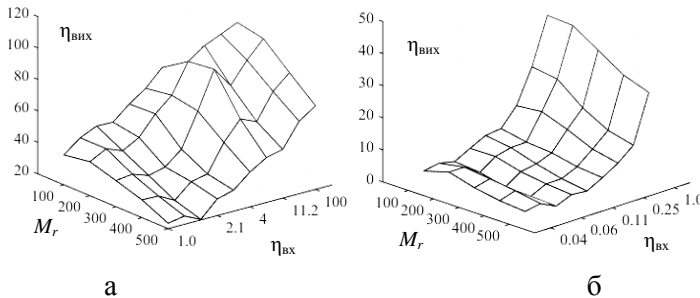


Рис. 4.16. Залежність  $\eta_{\text{вих}}(\eta_{\text{вх}}, M_r)$  для  $\eta_{\text{вх}} > 1$  (а) та для  $\eta_{\text{вх}} \leq 1$  (б)

Для забезпечення високого рівня вірогідності контролю доцільно

обирати рівень порогу  $\Pi$  за умови  $\eta_{\text{вих}} \geq 6$ . З рис. 4.16б випливає, що виявлення сигналів УЗТ за зроблених припущень для  $\eta_{\text{вх}} > 0,2$  відбувається практично без помилок.

Отримані графіки дозволяють обґрунтувати вибір величини  $M_r$  для заданих значень  $\eta_{\text{вих}}$ ,  $\eta_{\text{вх}}$ .

**Результати дослідження залежності  $\eta_{\text{вих}}(\eta_{\text{вх}})$  для базового та вдосконалених способів УЗТ.** Експерименти були проведені для  $\eta_{\text{вх}} \in [0,02, 2]$ . Інші параметри відповідали прийнятим раніше умовам. За представленою вище методикою були проведені експерименти та отримані результати, представлені у вигляді графіків на рис. 4.17.

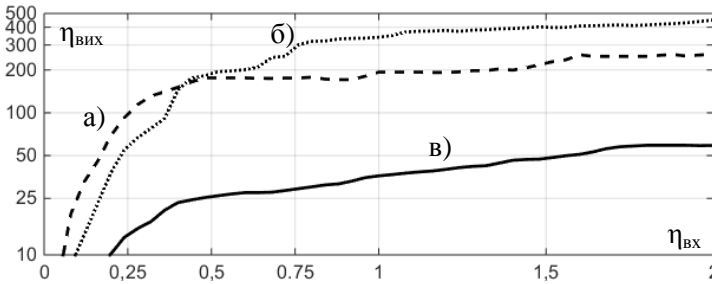


Рис. 4.17. Залежність  $\eta_{\text{вих}}(\eta_{\text{вх}})$  для базового (в) способу УЗТ, способів з використанням адаптивної медіанної фільтрації (а) та вагового опрацювання (б)

Відношення  $\eta_{\text{вих}}$  для вдосконалених способів майже на порядок перевищує відповідні значення  $\eta_{\text{вих}}$  для базового способу виявлення сигналів УЗТ. Спосіб виявлення сигналів УЗТ з адаптивною медіанною фільтрацією може бути застосований для аналізу сигналів із  $\eta_{\text{вх}} \geq 0,08$ , а спосіб з ваговим опрацюванням  $r$ -статистики – до сигналів із  $\eta_{\text{вх}} \geq 0,1$ .

**Результати дослідження залежності похибки визначення часового положення імпульсів від  $\eta_{\text{вх}}$  для базового та вдосконалених способів УЗТ.** Результати дослідження представлені на рис. 4.18 у вигляді графіків залежностей  $\Delta_q(\eta_{\text{вх}})$ .

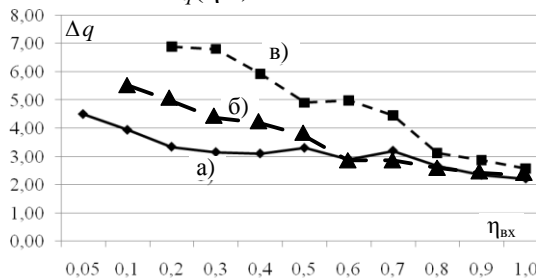


Рис. 4.18. Залежності  $\Delta_q(\eta_{\text{вх}})$  для базового (в) та вдосконалених способів УЗТ з адаптивною медіанною фільтрацією (а) і зваженою  $r$ -статистикою (б)

Аналіз графіків свідчить, що вдосконалені методи УЗТ забезпечують зменшення похибки визначення часового положення лунаїмпульсів у 1,5-2 рази та збереження їх працездатності у розширеному діапазоні значень  $c/\lambda$  – до  $\eta_{\text{вх}} \sim 0,08$ .

Отримані результати можуть бути використані для розроблення нових ультразвукових лунаїмпульсних товщиномірів з покращеними метрологічними характеристиками. Область застосування розроблених способів може бути поширена і на ультразвукову дефектоскопію: можливість виявлення лунаїмпульсів за малих відношень  $c/\lambda$  дасть змогу виявляти менші за розмірами дефекти.

### Література до розділу 4

4.1. *Справочник по радиолокации*. Под ред. М. Скольника. Нью-Йорк. 1970: Пер. с англ. (в 4-х томах)/ Под общей ред. К.Н. Трофимова; Т.3. Радиолокационные устройства и системы / Под ред А.С. Виницкого. – М.: Сов. радио, 1978. – 528 с.

4.2. *Скляр Б.* Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение / Б. Скляр. – М.: Изд. Дом «Вильямс», 2003.– 104 с.

4.3. *Бабак В.П.* Обробка сигналів у радіоканалах цифрових систем передавання інформації : Навч. посібник / В.П. Бабак, Т.М. Наритник, Ю.В. Куц та ін. /За заг. ред. чл.-кор.НАН України В.П. Бабака. – К.: Книжкове вид-во НАУ, 2005. – 476 с.

4.4. *Качанов В.К.* Особенности применения сложномодулированных сигналов в ультразвуковой дефектоскопии / В.К. Качанов, И.В. Соколов //Дефектоскопия. – 2007. - № 12. С. 18-42.

4.5. *Карпаш О.М.* Обґрунтування можливості використання кодів Баркера для підвищення чутливості ультразвукового безконтактного способу вимірювання товщини / О.М. Карпаш, І.В. Рибіцький, М.О. Карпаш // Техническая диагностика и неразрушающий контроль. – 2008. –№2. – С. 31 – 35.

4.6. *Карташев В. Г.* Оптимальное выделение сигналов на фоне структурного шума в УЗ дефектоскопии / В. Г. Карташев, В. К. Качанов // Дефектоскопия, 1992. – №7. – С. 14-24.

4.7. *Ультразвуковые пьезопреобразователи для неразрушающего контроля* / Под общ. ред. И.Н. Ермолова. – М.: Машиностроение, 1986. – 280 с.

4.8. *Дідковський В.С.* Електроакустичні п'єзокерамічні перетворювачі (розрахунок, проектування, конструювання): навч. посіб. / В.С. Дідковський, О.Г. Лейко, В.Г. Савін. – Кіровоград: «Імекс ЛТД», 2006.– 448 с.

4.9. *Гоноровский И.С.* Радиотехнические цепи и сигналы. Учебник для вузов. /И.С. Гоноровский – Изд. 3-е, перераб. и доп. – М.: Сов. радио, 1977. – 608 с.

4.10. *Королев М.В.* Широкополосные ультразвуковые преобразователи/М.В.Королев, А.Е.Карпельсон.–М.:Машиностроение, 1982.–157 с.

4.11. *Патент* на корисну модель 79972 *Україна*, МПК (2006) G01B 17/02 Спосіб ультразвукового вимірювання товщини матеріалів та виробів / Ю.В. Куц, В.Л. Найда, Ю.А. Олійник та ін.; заявник та патенто-власник Національний авіаційний університет. – № u201212606; заявл. 05.11.2012; опубл. 13.05.2013. Бюл.№9.

4.12. *Куц Ю.В.* Фазовий спосіб ультразвукової товщинометрії / Ю.В. Куц, Ю.А. Олійник, О.Д. Близнюк та ін. // Техническая диагностика и неразрушающий контроль. – 2013.– №1. – С. 23-37.

4.13. *Кинкулькин И.Е.* Фазовый метод определения координат / И. Кинкулькин, В. Рубцов, М. Фабрик. – М.: Советское, 1979. – 280 с.

4.14. *Михеечев В.В.* Геодезические светодальномеры / В.В. Михеечев. – М.: Недра, 1979. – 222 с.

4.15. *Маевский С.М.* Применение методов фазометрии для прецизионного измерения расстояния / С.М. Маевский, В.Г. Баженов, Е.К. Батуревич и др. – К.:Вища школа, 1983.– 83 с.

4.16. *Денисов В.П.* Фазовые радиопеленгаторы / В. Денисов, Д. Дубинин. – Томск: Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники, 2002.– 251 с.

4.17. *Куц Ю.В.* Застосування модулярної арифметики для обчислення азимута у фазових пеленгаторах // Ю.В. Куц, В.Ю. Куц. – К.: Вісник НТУУ "КПІ". Серія радіотехніка, радіоапаратобудування, 2016. – № 64. – С. 23-32.

4.18. *Патент* на корисну модель 100756 *Україна*, МПК (2006) G01B 17/ Ультразвуковий двошкальний спосіб вимірювання товщини виробів / Куц Ю.В., Єременко В.С., Олійник Ю.А. та ін.; заявник та патенто-власник Національний авіаційний університет. – № u201501408; заявл. 19.02.2015; опубл. 10.08.2015. Бюл. №15.

4.19. *Куц Ю.В.* Використання ультразвукового двошкального способу для підвищення точності вимірювання товщини виробів товщинометрії / Ю.В. Куц, В.Ю. Куц, Ю.А. Олійник та ін.// Системи обробки інформації.– 2015. – №7(132). – С. 6-10.

4.20. *Олійник Ю.А.* Двошкальний фазовий метод ультразвукової лунаїмпульсної товщинометрії / Ю.А. Олійник, Ю.В. Куц, Ю.Ю. Лисенко та ін. // XV Міжнар. наук.-техн. конф. «Приладобудування 2018: стан і перспективи». Зб. тез доповідей /КПІ ім. І. Сікорського, Приладобудівний факультет.– Київ, 2018.– С. 177-178.

- 4.21. Куц Ю.В. Статистична фазометрія / Ю.В. Куц, Л.М. Щербак. – Тернопіль: ТДТУ ім. І. Пулюя, 2009. – 384 с.
- 4.22. Куц Ю. В. Применение выборочных характеристик расположения и рассеяния в фазометрии // Ю.В. Куц, Н.Е. Куц // Электронное моделирование.– 2004.– Т. 26. – №2. – С. 89-97.
- 4.23. Кулаков Ю.О. Дослідження кругових медіанних фільтрів в задачах аналізу фазових характеристик сигналів / Ю.О. Кулаков, В.Ю. Куц // Инст. проблем моделирования в энергетике им. Г.Е.Пухова НАН Украины. Сб. трудов конф. «Моделирование 2008». Том 2.–С. 429-434.
- 4.24. Патент на корисну модель №35057 Україна, МПК (2006) G01B 17/02. Спосіб ультразвукового вимірювання товщини виробів / Куц Ю.В., Єременко В.С., Монченко О.В. та ін.; заявник та патентовласник Національний авіаційний університет. – № u200805320; заявл. 23.04.2008; опубл. 26.08.2008, Бюл. №16.
- 4.25. Бендат Дж., Пирсол А. Прикладной анализ случайных данных: Пер. с англ. – М.: Мир, 1989. – 540 с. – 471 с.
- 4.26. Мардуа К. Статистический анализ угловых наблюдений. – М.: Гл.ред. физ.-мат. Литературы изд-ва «Наука», 1979. – 240с.
- 4.27. N.I. Fisher. Statistical Analysis of Circular Data. Cambridge University Press, 2000.– 277 p.
- 4.28. O.Derhunov. Improvement of ultrasonic testing method for materials with significant attenuation / O. Derhunov, Y. Kuts,. O. Monchenko and other // Eastern-European Journal of Enterprise Technologies ISSN 1729-3774 – 1/9(91) 2018.–P.54-61.
- 4.29. Патент на корисну модель № 103513 Україна, МПК (2006) G06F7/02. Спосіб адаптивної медіанної фільтрації імпульсних сигналів / Дергунов О.В., Ю.В. Куц; заявник та патентовласник Національний авіаційний університет. – № u201504262; заявл. 30.04.2015; опубл. 25.12.2015. Бюл. №24.
- 4.30. Huang N.E. Hilbert-Huang transform and its Applications / Norden E. Huang, Samuel S.P. Shen // CRC press, 2005. – 324 p.
- 4.31. Huang N.E. Hilbert-Huang transform in Engineering/ Norden E. Huang, Nii O. Attoh-Okine// World Scientific Publishing Co. Pte.Ltd, 2005. – 306 p.
- 4.32. Lu Y. Application of Hilbert-Huang transform for ultrasonic non-destructive evaluation / Y. Lu, E. Oruklu, J. Saniie // Ultrasonics Symposium, 2008. IUS 2008. IEEE, pp. 1499 – 1502.

**Розділ 5****АНАЛІЗ ВІРОГІДНОСТІ ВИЯВЛЕННЯ СИГНАЛІВ  
ЛУНАІМПУЛЬСНОЇ УЗТ ЗА  $r$ -СТАТИСТИКОЮ**

Вірогідність результатів контролю є основною характеристикою їх якості, яка встановлює відповідність зроблених висновків дійсному стану досліджуваного об'єкту.

З метою визначення вірогідності виявлення ультразвукових лунаімпулсів на фоні шуму за їх круговою  $r$ -статистикою необхідно розглянути низку питань від обґрунтування щільності розподілу ймовірності  $r$ -статистики, визначеної за адитивною сумішшю радіоімпульсів з сигналом-носієм синусоїдної форми та шумом до питання аналізу помилок виявлення сигналів УЗТ 1-го і 2-го роду.

В цьому розділі розглянуто наступні питання:

- 1) формулювання гіпотези про тип розподілу ймовірності  $r$ -статистики та її перевірка;
- 2) оцінювання параметрів обґрунтованого закону розподілу ймовірності  $r$ -статистики;
- 3) проведення модельних досліджень процесу оцінювання параметрів  $r$ -статистики для сумішей з різним відношенням с/ш;
- 4) аналіз похибок 1-го і 2-го роду виявлення сигналів УЗТ за їх  $r$ -статистикою для різних сумішей сигналу і шуму.

В цьому розділі використано результати досліджень авторів, викладені в роботах [5.1 – 5.4].

**5.1 Обґрунтування щільності розподілу кругової  $r$ -статистики**

Одним з важливих завдань математичної статистики є встановлення теоретичного закону розподілу випадкової величини, що характеризує певну ознаку ОК за отриманим емпіричним (експериментальним) розподілом. Припущення щодо виду розподілу роблять виходячи з теоретичного обґрунтування та попередніх досліджень та міркувань.

Завдання оцінювання щільності розподілу кругової  $r$ -статистики в загальній постановці формулюється наступним чином. На інтервалі часу  $T_c$  спостерігається адитивна суміш інформативного сигналу у формі ультразвукового імпульсу з синусоїдним сигналом-носієм частотою



$f \gg 1/T_C$  та шумом. Останній розглядається як гауссова завада з нульовим математичним сподіванням та дисперсією  $\sigma^2$ . Ультразвуковий імпульс існує на інтервалі часу  $T_i$ . Ця суміш рівномірно дискретизується з періодом  $T_d \ll f^{-1}$ . За отриманими відліками сигналу визначається його дискретна фазова характеристика і різниця цієї характеристики та дискретної фази гармонічного сигналу частотою  $f$ . Для отриманої в такій спосіб різниці визначається  $r$ -статистика в ковзному режимі (за викладеною в розділі 4 загальною методикою).

Необхідно висунути і перевірити гіпотезу про розподіл імовірності  $r$ -статистики та визначити його параметри на інтервалах часу  $t \in T_i$  та  $t \in T_C \setminus T_i$  (тобто коли  $t$  належить доповненню множини  $T_i$ , що відповідає випадку визначення  $r$ -статистики тільки за шумовою складовою).

Оскільки область значень  $r$ -статистики обмежена інтервалом  $[0, 1]$ , вочевидь вибір статистичного розподілу для  $r$  повинен бути узгодженим з областю значень: теоретичний розподіл ймовірностей також повинен мати область визначення  $[0, 1]$ . Цю умову задовольняє бета-розподіл [5.5–5.9]: випадкова величина з таким розподілом існує на інтервалі  $[0, 1]$ .

Щільність ймовірності бета-розподілу задається виразом

$$f(x) = \frac{1}{B(a, b)} x^{a-1} (1-x)^{b-1}, \quad x \in [0, 1], \quad a \geq 1, \quad b \geq 1, \quad (5.1)$$

де  $a, b$  – параметри форми,  $a, b > 0$ ,  $B(a, b)$  – бета-функція.

Бета-функція, що входить у вираз (5.1), визначається як

$$\begin{aligned} B(a, b) &= \int_0^1 x^{a-1} (1-x)^{b-1} dx = \\ &= \int_0^{\frac{\pi}{2}} \frac{x^{a-1}}{(1+x)^{a+b}} dx = 2 \int_0^{\frac{\pi}{2}} (\sin x)^{2a-1} (\cos x)^{2b-1} dx, \end{aligned} \quad (5.2)$$

або

$$B(a, b) = \frac{1}{b} \sum_{n=0}^{\infty} (-1)^n \frac{(b)_{n+1}}{n!(a+n)}, \quad (5.3)$$

де  $(b)_n$  – спадний факторіал, визначається як  $b \cdot (b-1) \cdot \dots \cdot (b-n+1)$ .

Приклади графіків розподілу бета-функції показані на рис. 5.1.

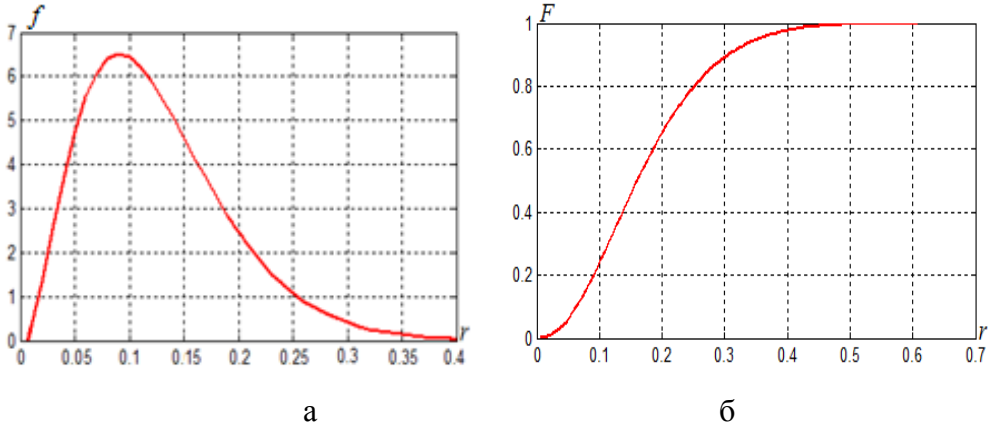


Рис. 5.1. Графіки бета-функції:  
щільність ймовірності (а); інтегральна функції розподілу ймовірності (б)

Важливою властивістю бета-функції є її симетричність, яка аналітично виражається наступною рівністю

$$B(x|a,b) = 1 - B(1-x|b,a). \quad (5.4)$$

Розподіл (5.1) є двопараметровим. Його параметри зв'язані з математичним сподіванням  $M_r$  і дисперсією  $D_r$  випадкової величини  $r$ :

$$\begin{cases} a = \frac{M_r^2(1-M_r)}{D_r} - M_r \\ b = a \frac{1-M_r}{M_r} \end{cases}, \quad (5.5)$$

Розв'язок системи рівнянь (5.5) відносно математичного сподівання і дисперсії випадкової величини з бета-розподілом дає наступні вирази

$$M_r = \frac{a}{a+b}, \quad D_r = \frac{ab}{(a+b)^2(a+b+1)}. \quad (5.6)$$

В проведених експериментах параметри розподілу  $a$ ,  $b$  визначались методом моментів [5.5], у відповідності до якого значення  $M_r$  і  $D_r$  в формулах (5.5) прирівнювались до їх експериментальних оцінок  $\hat{M}_r$  і  $\hat{D}_r$  за багаторазового відбору значень статистики  $r$  [5.10].

В задачі виявлення сигналів на фоні шуму оцінки  $\hat{M}_r$  і  $\hat{D}_r$  відрізняються для ділянок зашумленого і «чистого» луна-сигналів, тому оцінки

$\hat{M}_r$  і  $\hat{D}_r$   $r$ -статистики визначались у ковзному режимі за формулами

$$\hat{M}_r[j] = \frac{1}{M_w} \sum_{k=j-(M_w-1)/2}^{j+(M_w-1)/2} r[k, M_w], \quad (5.7)$$

$$\hat{D}_r[j] = \frac{1}{M_w - 1} \sum_{k=j-(M_w-1)/2}^{j+(M_w-1)/2} \left( r[k, M_w] - \hat{M}_r[j] \right)^2, \quad (5.8)$$

де  $M_w$  – апертура ковзного прямокутного вікна, яким здійснювався відбір даних  $r$ -статистики.

За результатами моделювання на якісному рівні було встановлено, що для гауссового шуму і для адитивної суміші гармонічного сигналу та гауссового шуму  $r$ -статистика підпорядковується бета-розподілу зі щільністю ймовірності (5.1), але з різними параметрами  $a$  і  $b$ .

Проведені теоретичні дослідження дали змогу сформулювати статистичну гіпотезу про підпорядкованість  $r$ -статистики, отриманої для моделей сигналу УЗТ, бета-розподілу у широкому діапазоні відношень с/ш.

## 5.2 Перевірка гіпотези про бета-розподіл $r$ -статистики, отриманої для сигналів лунаїмпульсної УЗТ

Як старанно не був би підібраний теоретичний закон розподілу для ймовірнісного опису отриманих експериментальних даних, між емпіричним і теоретичним розподілами завжди лишаються певні розбіжності. Відповідь на питання чи є ці розбіжності випадковими, чи вони пов'язані з тим, що теоретичний розподіл обрано помилково, дає перевірка гіпотези про згоду розподілу з теоретичною моделлю.

В цілому відомі критерії згоди поділяються на параметричні і непараметричні. Параметричні критерії – це такі, розрахунки за якими ґрунтуються на використанні параметрів розподілу. В цьому разі закон розподілу має бути гауссовим а ознаки визначені в метричній шкалі.

Непараметричні критерії базуються на використанні в аналітичних розрахунках частот, частин або рангів, і використовуються, найчастіше у випадках, коли закон розподілу не відповідає гауссовому.

Оскільки висунута гіпотеза про підпорядкування  $r$ -статистики бета-розподілу, то для її перевірки використано непараметричні критерії.

Перевірка гіпотези про закон розподілу  $r$ -статистики в аналізі сигналів УЗТ виконувалась в два етапи. На першому проводились модельні експерименти засобами комп'ютерної техніки. На цьому етапі відпрацьовувалась методика перевірки гіпотези на моделях сигналів. На друго-

му етапі отримані результати застосовувались до експериментальних даних. Результати перевірки статистичних гіпотез відносно закону розподілу випадкової величини ( $r$ -статистики, отриманої в ковзному режимі для адитивної суміші луна сигналів та гауссового шуму) є фундаментом імовірнісної моделі, від якої значною мірою залежить достовірність статистичних рішень, що приймаються на їх основі. У випадку неадекватної моделі отримані на ній вихідні дані не можна застосувати до реальних сигналів – це приведе до неприпустимого спотворення результатів контролю. Ступінь відповідності моделі реальній  $r$ -статистиці безпосередньо залежить від того, на скільки адекватно були визначені її закон і параметри розподілу на основі вихідної статистичної інформації.

В літературі [5.5 – 5.16] наведено значну кількість критеріїв для перевірки гіпотез про закон розподілу випадкових величин. В роботі [5.12] для перевірки гіпотези про бета-розподіл випадкової величини рекомендовано використовувати наступні критерії згоди: Колмогорова; Андерсона-Дарлінга; Смірнова-Крамера-фон Мізеса. В проведеному дослідженні використано два критерія – Колмогорова і Смірнова-Крамера-фон Мізеса.

Перевірка гіпотези здійснюється на основі узгодження емпіричних даних з теоретичними. Якщо розходження між величинами, які порівнюються, не виходять за межі випадкових похибок, гіпотезу приймають. При цьому висновок про правильність гіпотези не робиться, ідеться лише про узгодженість порівнюваних даних.

Розрізняють прості і складні статистичні гіпотези про закон розподілу випадкової величини і про параметри цього розподілу. До прикладу, проста гіпотеза щодо оцінювання параметра розподілу випадкової величини аналітично подається наступним чином:  $H_0 : F(x) = F(x, \theta)$ , де  $F(x, \theta)$  – функція розподілу ймовірності, з якою перевіряють узгодженість спостережуваної вибірки,  $\theta$  – значення параметра розподілу.

Складна гіпотеза складається з кінцевого або безкінечного числа простих гіпотез з вказівкою деякої області ймовірних значень параметра. Складна гіпотеза аналітично подається в такому вид:  $H_0 : F(x) \in \{F(x, \theta), \theta \in Q\}$ , де  $Q$  – область визначення параметра  $\theta$ . В цьому випадку оцінку параметра розподілу  $\theta$  обчислюють за тією самою вибіркою, за якою перевіряють узгодження.

На першому етапі, під час проведення модельних експериментів, формулювались прості гіпотези. Нижче викладено методику проведення перевірки для обраних критеріїв згоди.

**Перевірка гіпотези про бета-розподіл  $r$ -статистики за критерієм Колмогорова.** Критерій Колмогорова [5.5 -5.12, 5.14 - 5.16] використовує

в якості міри розходження між теоретичним і практичним розподілами ймовірності. Максимальне значення абсолютної величини різниці між емпіричною функцією розподілу і відповідною теоретичною функцією розподілу визначається як

$$Z = \max |F_E(r) - F_T(r)|, \quad (5.9)$$

де  $Z$  – статистика критерію Колмогорова;  $F_E(r)$ ,  $F_T(r)$  – відповідно емпірична та теоретична функції розподілу  $r$ -статистики.

За необмеженого збільшення числа спостережень ймовірність виконання нерівності  $P(Z\sqrt{n} \geq \lambda)$  прямує до границі

$$P(\theta) = 1 - \sum_{n=-\infty}^{\infty} (-1)^n e^{-2n^2\lambda^2}, \quad (5.10)$$

де  $n$  – кількість спостережень;  $\lambda$  – параметр розподілу.

Задаючи рівень значущості  $\alpha$ , можна, за довідковими таблицями, знайти критичне значення  $P(\lambda_\alpha) = \alpha$  критерію Колмогорова. Методика застосування критерію Колмогорова включає наступні дії [5.17]:

- 1) будуються емпірична  $F_E(r)$  і теоретична  $F_T(r)$  функція розподілу;
- 2) визначається  $Z$  міра розходження між теоретичним і емпіричним розподілом за формулою (5.9);
- 3) обчислюється параметр  $\lambda$

$$\lambda = Z\sqrt{n}. \quad (5.11)$$

4) у випадку, якщо параметр  $\lambda$  більший критичного значення  $\lambda_\alpha$ , визначеного за рівнем значущості  $\alpha$  (див. табл.5.1), то гіпотеза про те, що статистика  $r$  підпорядкована прийнятому теоретичному розподілу ймовірності, відхиляється. Якщо  $\lambda \leq \lambda_\alpha$ , вважається, що висунута гіпотеза не суперечить експериментальним даним.

Табл. 5.1. Квантілі розподілу Колмогорова

$\alpha$	0,99	0,90	0,80	0,70	0,60
$\lambda_\alpha$	0,44	0,57	0,64	0,71	0,77

Перевірка гіпотези про відповідність розподілу ймовірності  $r$ -статистики бета-розподілу за критерієм Колмогорова була виконана в широкому діапазоні значень  $c/\text{ш} \in [1, 20]$ . На рис. 5.2 наведені результати перевірки за відсутності лунаісигналу для відношення  $c/\text{ш}=0$  ( $U = 0$  В, 148

$\sigma = 1$ ) і обсягу вибірки  $N = 6000$  та апертури вікна  $M_w = 100$ . На рис. 5.2 показано: а) вибірка гауссового шуму; б) графік обчисленої  $r$ -статистики для різниці фазової характеристики шуму та фази гармонічного сигналу частотою  $f$ ; в) емпірична (1) і теоретична (2) функції розподілу ймовірності  $F_e(r)$  і  $F_T(r)$   $r$ -статистики; г) гістограми, що відповідають емпіричній (1) і теоретичній (2) щільності розподілу.

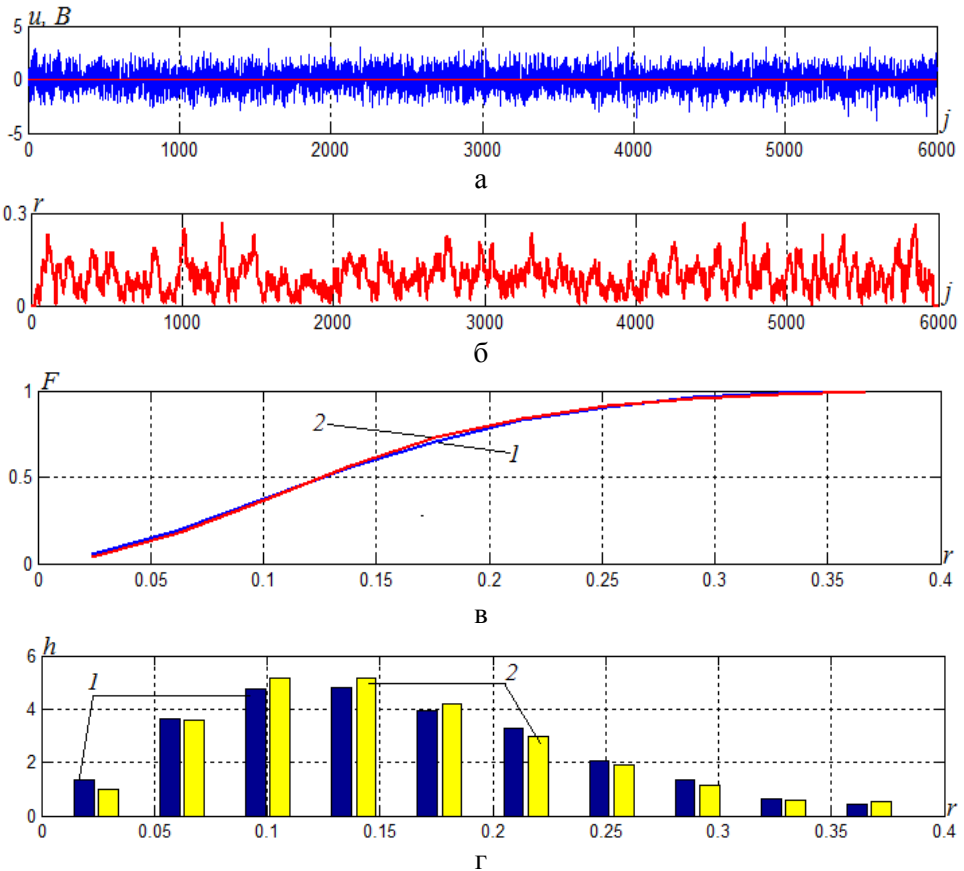


Рис. 5.2. Графічне зображення результатів перевірки гіпотези про розподіл ймовірності  $r$ -статистики за відсутності луна-сигналу УЗТ в модельному експерименті за критерієм Колмогорова

У виконаних експериментах у 18 випадках з 20 значення  $\max |F_e(r) - F_T(r)|$  було меншим заданого порога  $\varepsilon \approx 0,026$ , розрахованого для довірчої ймовірності  $P=0,95$ . Отриманий результат дозволяє прийняти гіпотезу про бета-розподіл ймовірності  $r$ -статистики, отриманої для ділянок шумового сигналу (за відсутності луна-сигналу). Аналогіч-

ний висновок був зроблений під час модельного експерименту і аналізу адитивної суміші лунасигналу з гауссовою (або прямокутною) обвідними, сигналом-носієм частотою  $f$  і гауссового шуму (див. рис. 5.3, 5.4).

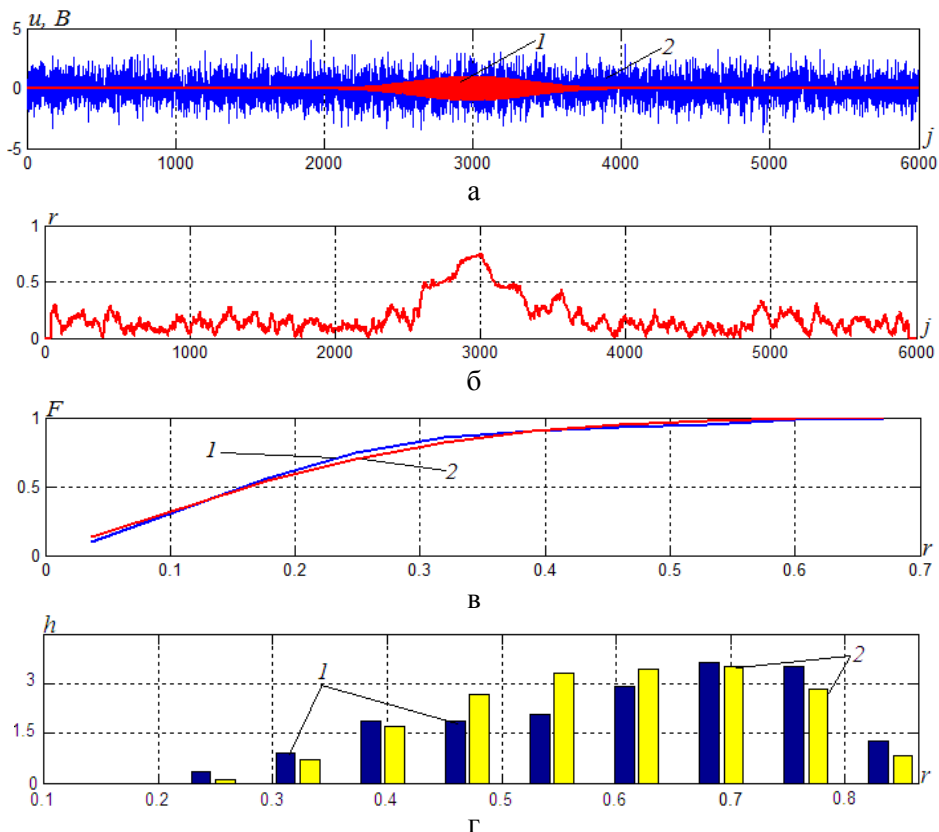


Рис. 5.3 Графічне представлення результатів перевірки гіпотези про розподіл ймовірності  $r$ -статистики для адитивної суміші лунасигналу УЗТ з сигналом-носієм частотою  $f$ , гауссовою обвідною і гауссового шуму

На рис. 5.3 зображено: а) ультразвуковий сигнал з гармонічним заповненням та гауссовою обвідною (1) та його адитивна суміш з гауссовим шумом (2); б) графік  $r$ -статистики для різниці фазової характеристики сформованої суміші та фази гармонічного сигналу частотою  $f$ ; в) емпірична (1) і теоретична (2) функції розподілу ймовірності  $F_e(r)$  і  $F_T(r)$   $r$ -статистики; г) гістограми, що відповідають емпіричній (1) і теоретичній (2) щільностям розподілу.

На рис. 5.4 представлені результати перевірки гіпотези про бета-розподіл  $r$ -статистики, за наявності лунасигналу з прямокутною обвідною в суміші з адитивним гауссовим шумом. На цьому рисунку зобра-

жено: а) сигнал УЗТ з прямокутною обвідною (1) та цей сигнал в суміші з гауссовим шумом (2); б) графік обчисленої  $r$ -статистики; в) емпірична (1) і теоретична (2) функції розподілу ймовірності  $F_e(r)$  і  $F_T(r)$   $r$ -статистики; г) гістограми, що відповідають емпіричному (1) і теоретичному (2) розподілам

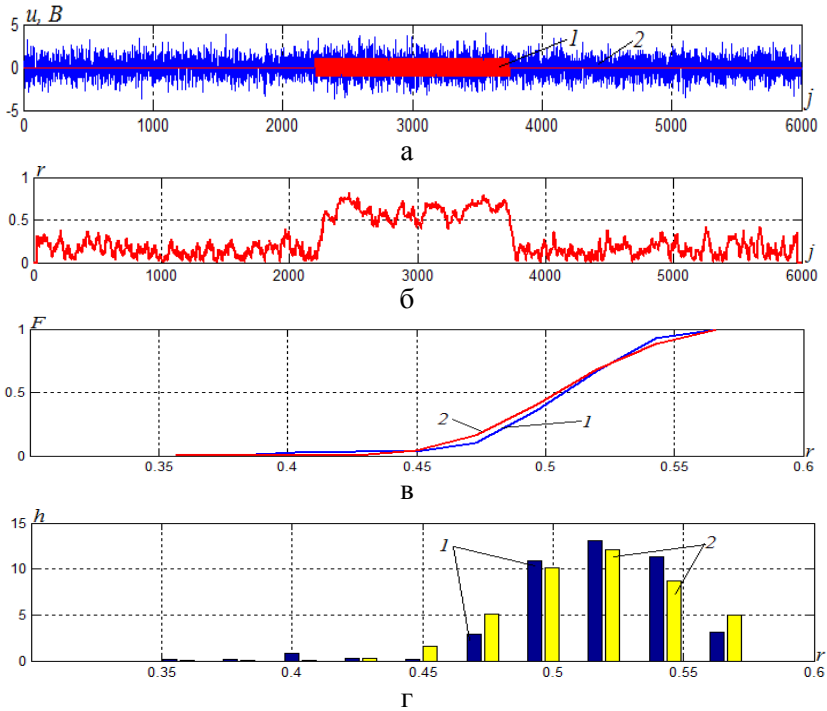


Рис. 5.4. Графічне представлення результатів перевірки гіпотези про розподіл ймовірності  $r$ -статистики для адитивної суміші лунасигналу УЗТ з сигналом-носієм частотою  $f$ , прямокутною обвідною і гауссового шуму

У експериментах у всьому діапазоні значень с/ш у 18 випадків з 20 значення  $\max |F_e(r) - F_T(r)|$  було меншим заданого порогу, що дає змогу прийняти гіпотезу про бета-розподіл ймовірності  $r$ -статистики. У випадку збільшення обсягу вибірки, значення порогу  $\Pi$  залишалось сталим, а величина  $\max |F_e(r) - F_T(r)|$  зменшувалась і в 19 експериментах з 20 значення було меншим заданого порогу, що свідчить про обґрунтованість гіпотези про бета-розподіл  $r$ -статистики.

**Перевірка гіпотези про бета-розподіл  $r$ -статистики за критерієм Смірнова – Крамера – фон Мізеса.** Для додаткової перевірки гіпотези про підпорядкованість  $r$ -статистики бета-розподілу, з метою підвищення



надійності отриманих результатів, виконано її перевірку за критерієм згоди Смірнова- Крамера- фон Мізеса [5.14 - 5.16].

Статистика критерію  $n\omega^2$  Смірнова-Крамера-фон Мізеса задається виразом

$$n\omega^2 = \frac{1}{12n} + \sum_{i=1}^n \left\{ F(x_i, \theta) - \frac{2i-1}{2n} \right\}^2, \quad (5.12)$$

де  $F(x_i, \theta)$  – теоретична функція статистичного розподілу;  $n$  – обсяг вибірки.

Для обсягів вибірки  $n > 40$  можна використовувати квантілі розподілу  $n\omega^2$  (табл. 5.2), які розраховані для його граничного розподілу, де  $\alpha$  – рівень значущості, прийнятий для перевірки гіпотези [5.14].

Табл. 5.2. Квантілі розподілу Смірнова- Крамера– фон Мізеса

$\alpha$	0,900	0,950	0,990	0,995	0,999
$n\omega^2(\alpha)$	0,3473	0,4615	0,7435	0,8694	1,1679

Під час моделювання обчислені значення критерію  $n\omega^2$  переважно належали інтервалу від 0,3 до 1,17, і лише в 10% експериментів значення  $n\omega^2$  не належали даному інтервалу. Цей результат свідчить про те, що рівень значущості  $\alpha$  для виконаних експериментів не менший за 0,9. Тобто гіпотеза про те, що  $r$ -статистика підпорядковується бета-розподілу підтверджується.

### 5.3 Обґрунтування порогу виявлення лунаісигналів за $r$ -статистикою та оцінювання помилок 1-го і 2-го роду

Проведені модельні дослідження  $r$ -статистики, що визначені для моделі реальних сигналів лунаїмпульсної УЗТ, підтвердили можливість її використання для розв'язання завдань виявлення лунаісигналів. Було встановлено, що оцінки її математичного сподівання суттєво відрізняються для ділянок, на яких присутній тільки гауссовий шум, та для ділянок з адитивною сумішшю лунаісигналів і шуму [5.11, 5.12, 5.18]. Проте рішення про наявність чи відсутність у аналізованій вибірці лунаісигналів може бути вірним чи помилковим внаслідок імовірнісного характеру  $r$ -статистики. Тому виникає задача оцінювання вірогідності прийнятих рішень і обґрунтування порогу, за яким формуються ці рішення. Нижче це питання досліджується більш детально.

Обґрунтування закону розподілу  $r$ -статистики дає змогу сформулювати задачу вибору порогу і оцінювання достовірності виявлення луна-сигналів УЗТ наступним чином.

Нехай за результатами цифрового опрацювання сигналів УЗТ отримано вибірку різниці їх фазової характеристики і фази гармонічного сигналу з частотою  $f$  сигналу-носія:  $\bar{\varphi} = (\varphi_1, \dots, \varphi_i, \dots, \varphi_n)$ ,  $\varphi_i \in [0, 2\pi)$ . За цією вибіркою необхідно перевірити наступні статистичні гіпотези:

$H_0$  – нульова гіпотеза, полягає в тому, що вибірка містить луна-сигнал УЗТ;

$H_1$  – альтернативна гіпотеза, за якою луна-сигнал у вибірці відсутній.

В якості статистичного критерію обрано  $r$ -статистику, оцінка якої (спостережуване значення критерію) обчислюється за вибіркою  $\bar{\varphi}$  в ковзному режимі (див. п. 4.4). Відомо, що  $r$ -статистика підпорядкована бета-розподілу.

На рис. 5.5 зображені приклади графіків щільності ймовірності бета-розподілу  $p(r / H_1)$  і  $p(r / H_0)$ . Для проведених модельних експериментів за формулами (5.5) розраховані значення параметрів розподілу  $a$  і  $b$  для яких побудовані криві, що представлені на рис. 5.5.

Як витікає з аналізу графіків на рис. 5.5, значення щільності ймовірності сигналу  $p(r / H_0)$  знаходяться по середині або зсунуті праворуч в інтервалі  $[0, 1]$  (рис. 5.5 б, г), а щільність ймовірності шуму  $p(r / H_1)$  зсунута ліворуч, тобто до початку цього інтервалу (рис. 5.5 а).

Необхідно визначити поріг (критичну точку), який розділяє інтервал значень  $r$ -статистику  $r \in [0, 1)$  на критичну область і область прийняття гіпотези, а також оцінити вірогідність виявлення луна-сигналів за обраним статистичним критерієм –  $r$ -статистикою, отриманою в ковзному режимі за вибіркою  $\bar{\varphi}$ .

Розглянемо графіки щільностей ймовірності  $r$ -статистики –  $P(r/H_0)$  та  $P(r/H_1)$ , представлені на рис. 5.6. Інтервал  $[0, 1]$  можливих значень  $r$ -статистики розділимо точкою  $\Pi$  на два інтервали, що не перекриваються. Областю прийняття основної гіпотези  $H_0$  є інтервал  $[\Pi, 1)$ , тобто область значень статистики праворуч від порога  $\Pi$ .

На рис. 5.6 наведено приклад вибору значення  $\Pi$  (в даному випадку  $\Pi$  вибрано з умови рівності  $p(r / H_1) = p(r / H_0)$ ).

Критична область значень критерію – це інтервал  $[0, \Pi)$ . Якщо  $\hat{r} \in [0, \Pi)$  приймається гіпотеза  $H_1$ .

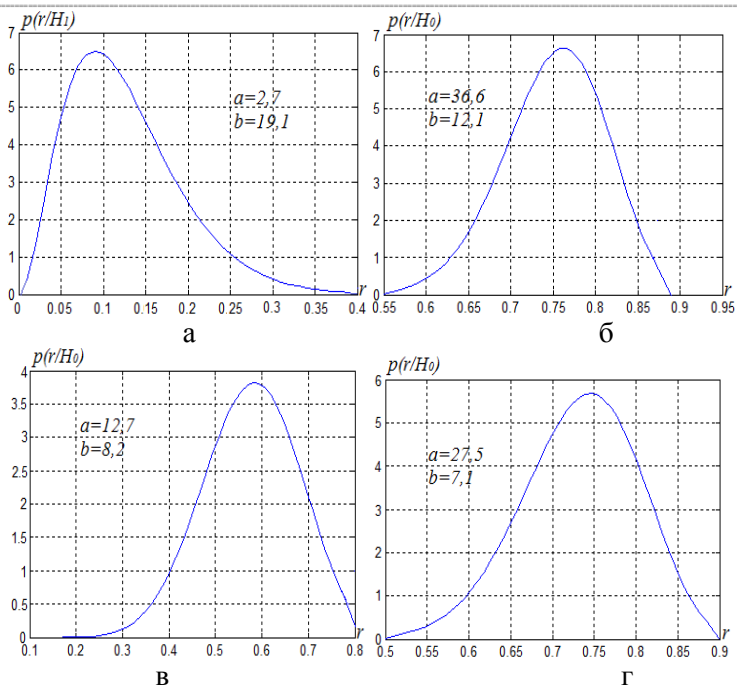


Рис. 5.5 Графіки щільності ймовірності бета-розподілу  $r$ -статистики, визначеної: а – для шуму,  $p(r / H_1)$ ; б – для суміші гармонічного сигналу і шуму,  $p(r / H_0)$ ; в – для суміші лунаісигналу з гармонічним заповненням, прямокутною обвідною та шуму,  $p(r / H_0)$ ; г – для суміші лунаісигналу з гармонічним заповненням, гауссовою обвідною та шуму,  $p(r / H_0)$

Основний принцип перевірки висунутих статистичних гіпотез полягає в наступному:

якщо спостережуване значення критерію належить критичній області, тобто  $\hat{r} \in [0, \Pi)$ , то основна гіпотеза  $H_0$  відхиляється;

якщо  $\hat{r} \in [\Pi, 1)$ , – гіпотеза  $H_0$  приймається.

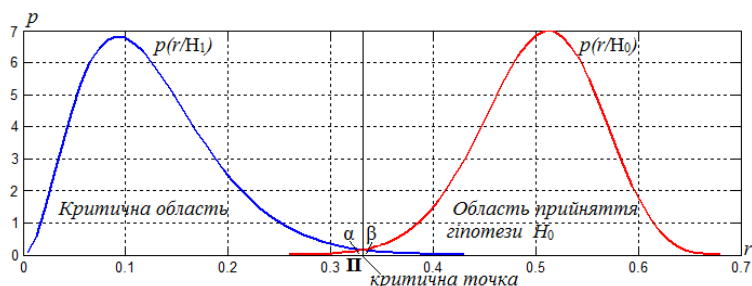


Рис. 5.6 Графік щільностей ймовірності  $p(r / H_1)$  і  $p(r / H_0)$   $r$ -статистики відповідно для гауссового шуму і його суміші з гармонічним сигналом

Під час прийняття статистичного рішення можливе виникнення помилок двох видів:

- помилка першого роду (або  $\alpha$ -помилка), яка полягає в тому, що вірна гіпотеза  $H_0$  відхиляється;
- помилка другого роду (або  $\beta$ -помилка), полягає в тому, що вірна гіпотеза  $H_1$  відхиляється.

Ці помилки визначаються відповідними ймовірностям

$$\alpha(\Pi) = \int_0^{\Pi} p(r / H_0) dr, \quad (5.13)$$

$$\beta(\Pi) = \int_{\Pi}^1 p(r / H_1) dr. \quad (5.14)$$

Вірогідність виявлення лунасигналу УЗТ визначається як вірогідність прийняття вірного рішення, тобто

$$D(\Pi) = 1 - \alpha(\Pi) - \beta(\Pi). \quad (5.15)$$

Обчислення  $D(\Pi)$  та визначення порогу у сформульованій задачі дещо полегшується у зв'язку з тим, що:

- 1) відомий закон розподілу  $r$ -статистики;
- 2) областю значень  $r$ -статистики є кінцевий інтервал  $[0, 1]$ ;
- 3) щільність імовірності  $p(r/H)$  може бути оцінена апріорно, тобто до проведення експериментів з виявлення лунасигналів УЗТ.

Стосовно останнього висновку були проведені модельні експерименти, які дали змогу отримати графік значень  $\beta$ -помилки як функції аргументу  $\Pi$ . Графік цієї функції наведено на рис. 5.7.

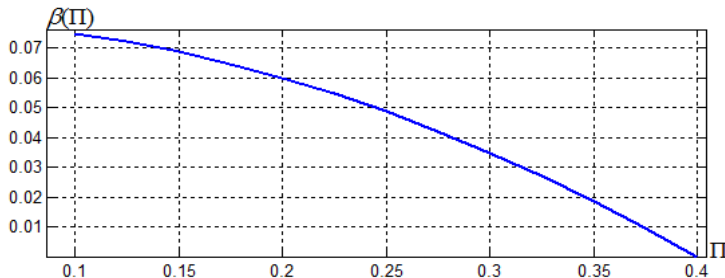


Рис. 5.7. Графік функції  $\beta(\Pi)$

Залежність  $\beta(\Pi)$  дає змогу обґрунтувати область припустимих значень  $\Pi$  для обраного рівня помилки 2-го роду.

Структура фазового виявляла лунасигналів, що реалізує даний прин-

цей оцінювання, приведена на рис. 5.8.

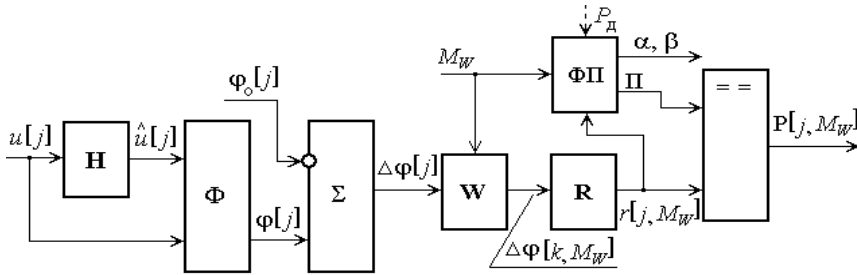


Рис. 5.8. Структурно-логічна схема фазового виявляча сигналів УЗТ

На рис. 5.8 показано блоки, які реалізують наступні оператори опрацювання сигналів: **H** – оператор ДПГ, **Phi** – оператор визначення дробової частини дискретної ФХС, **Sigma** – оператор арифметичної операції підсумовування, **W** – оператор віконного оброблення вибірки, **R** – оператор обчислення поточного значення  $r$ -статистики, **PhiPi** – оператор формування порогу  $\Pi$  та прогнозованих рівнів похибок 1-го і 2-го роду.

Сигнал на виході виявляча сигналів УЗТ можна представити як:

$$P[j, M_w] = \begin{cases} 1, & r[j, M_w] > \Pi, \\ 0, & r[j, M_w] \leq \Pi. \end{cases} \quad (5.16)$$

Враховуючи попередньо задані рівні помилок першого  $\alpha$  і другого роду  $\beta$  та поточні значення параметрів розподілу  $r$ -статистики в блоці **PhiPi** обирається значення порогу виявлення сигналів  $\Pi$ .

Достовірність виявлення сигналу контролюється наступним чином. За допомогою заданого або визначеного у випадку відсутності лунаісигналу значення  $\beta$  у відповідності до формул (5.1, 5.5, 5.7, 5.8, 5.13) визначається поточне значення  $\alpha[j]$ , що дає змогу перевірити виконання нерівності  $1 - \alpha[j] - \beta \geq P_d$ , і засвідчити факт виявлення лунаісигналу з заданою вірогідністю.

Проілюструємо отриманий результат прикладом визначення порогового рівня  $\Pi$  для сигналу виду (4.28) з параметрами:  $U = 1$  В;  $f = 5$  МГц;  $T_d = 2 \cdot 10^{-8}$  с;  $T_{\Pi} = 0,5$  с;  $\tau_3 = 0,2$  с;  $c/\text{ш} \in [1, 10]$ ,  $M_w = 400$ ,  $N = 10000$ .;  $k=2$ ;  $K_i=1$ .

На рис. 5.9 зображено результати моделювання оцінки поточних значень  $r$ -статистики суміші моделі лун сигналів з гауссовою обвідною (1) та адитивного гауссового шуму (2) з різним відношенням  $c/\text{ш}$  та апер-

турою ковзного вікна  $M_w = 400$ .

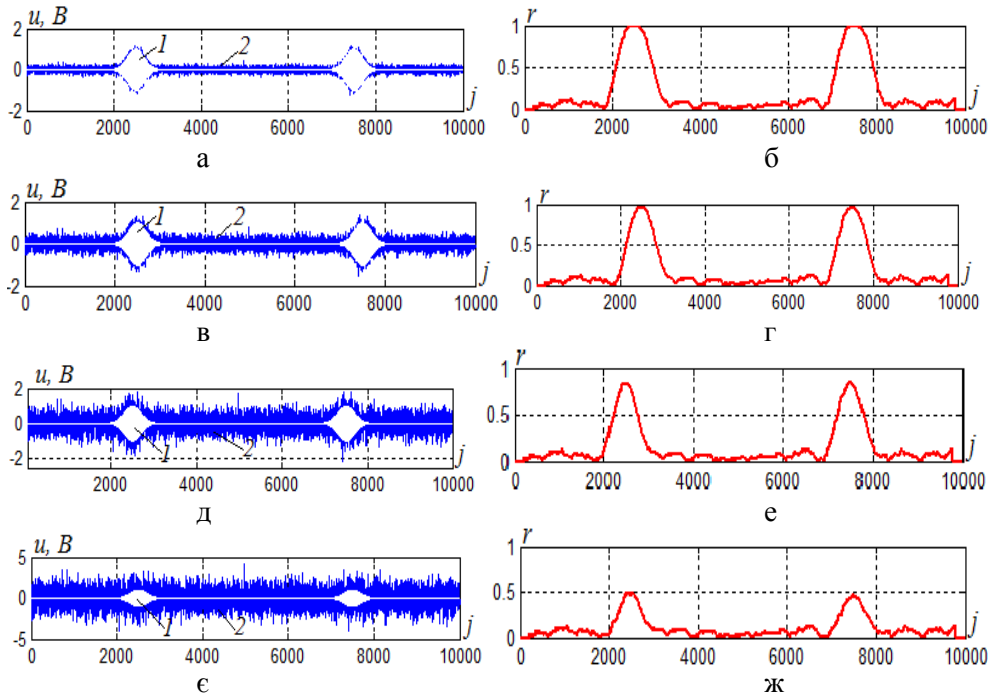


Рис. 5.9. Графіки (а, в, д, е) лунасигналів з гармонічним сигналом-носієм і гауссовою обвідною (криві 1) та їх адитивної суміші з гауссовим шумом (криві 2) і відповідні графіки  $r$ -статистик (б, г, е, ж)

На епюрах рис. 5.9 зображено: а) графіки лунасигналу і його суміш з шумом (для ділянок з лунасигналом відношення  $c/\text{ш} = 10$ ); б) графік  $r$ -статистики ( $c/\text{ш} = 10$ ); в) графіки лунасигналу і його з шумом ( $c/\text{ш} = 5$ ); г) графік  $r$ -статистики ( $c/\text{ш} = 5$ ); д) графіки лунасигналу і суміші сигналу і шуму ( $c/\text{ш} = 2,5$ ); е) графік  $r$ -статистики ( $c/\text{ш} = 2,5$ ); є) графіки лунасигналу і суміші сигналу і шуму ( $c/\text{ш} = 1$ ); ж) графік  $r$ -статистики ( $c/\text{ш} = 1$ ).

Як видно з рис. 5.9, значення  $r$ -статистики зі збільшенням шуму зменшується, тому вбачається доцільним проаналізувати дисперсію оцінок  $r$ -статистики.

На рис. 5.10 зображено графіки залежності оцінок математичного сподівання і дисперсії  $r$ -статистики від відношення  $c/\text{ш} \in [1, 20]$ , отриманих в модельному експерименті.

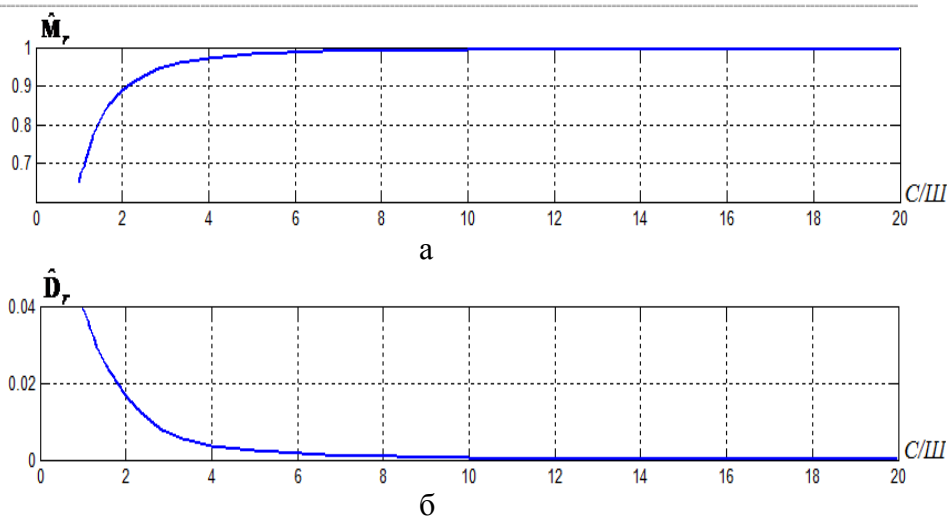


Рис. 5.10. Графіки оцінок математичного сподівання (а) та дисперсії (б)  $r$ -статистики

Для приведеного на рис. 5.10 а графіку математичне сподівання  $r$ -статистики на ділянці лунаісигналу з гауссовою обвідною та гауссовим шумом, для відношення  $c/ш = 1$  складає  $\hat{M}_{r,сш} \approx 0,65$ , а без сигналу –  $\hat{M}_{r,ш} \approx 0,11$ . Дисперсія  $r$ -статистики для ділянки лунаісигналу з гауссовою обвідною та гауссовим шумом становить  $\hat{D}_{r,сш} \approx 0,04$  (рис. 5.10 б), натомість для шуму (ділянок за відсутності луна ісигналу) маємо  $\hat{D}_{r,ш} \approx 0,002$ . Для забезпечення імовірності виявлення лунаісигналів на рівні 0,95 у випадку, коли відношення  $c/ш > 1$ , можна рекомендувати обирати поріг з діапазону значень  $\Pi \in (0,3, 0,5)$ .

Подальше зниження відношення  $c/ш$  приводить до зменшення  $\hat{M}_{r,сш}$ , та збільшення його СКВ, що ускладнює процес виявлення лунаісигналів. Збільшення апертури вікна  $M_w$  дає змогу дещо зменшити  $\hat{M}_{r,ш}$  і  $\hat{D}_{r,ш}$  і, відповідно, покращити умови виявлення лунаісигналів. Також збільшення апертури  $M_w$  дає змогу зменшити значення порогу  $\Pi$  за збереження заданого рівня помилок першого і другого роду, за рахунок чого зберігається задана вірогідність виявлення сигналів.

На рис. 5.11 зображено гістограми щільності ймовірностей  $p(r/H_1)$  (1) і  $p(r/H_0)$  (2)  $r$ -статистики для адитивної суміші луна і сигналів та шуму для різних відношень  $c/ш$ , отримані в модельному експерименті.

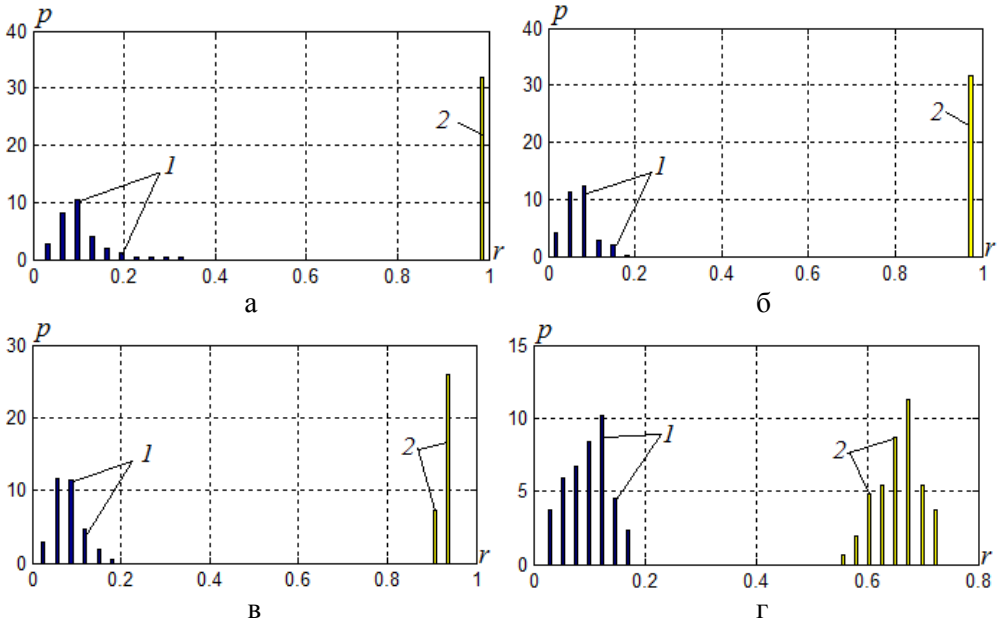


Рис. 5.11. Гістограми щільності ймовірності  $p(r/H_1)$  (1) і  $p(r/H_0)$   $r$ -статистики для різних відношень  $c/\text{ш}$ : а)  $c/\text{ш} = 10$ ; б)  $c/\text{ш} = 5$ ; в)  $c/\text{ш} = 2,5$ ; г)  $c/\text{ш} = 1$

Як видно з рис. 5.11, зі зменшенням відношення  $c/\text{ш}$  графіки щільності ймовірності суміші корисного сигналу і шуму  $p(r/H_0)$  розширюються, а їх компоненти зменшуються за амплітудами. З подальшим зниженням відношення  $c/\text{ш}$  гістограми щільності ймовірності  $p(r/H_1)$  (1) і  $p(r/H_0)$  наближаються одна до одної і перекриваються. В цьому випадку помилки першого  $\alpha$  і другого  $\beta$  роду збільшуються і стають все більш відчутними.

Необхідно зазначити, що у випадку цифрової обробки сигналу, збільшення частоти дискретизації за незмінного часу спостереження сигналу веде до збільшення кількості відліків, внаслідок чого графіки щільності ймовірності статистики  $r$  для незашумлених сигналів УЗТ і сигналів з гауссовим шумом «звужуються», в цьому випадку поріг  $\Pi$  переноситься і похибки першого  $\alpha$  і другого  $\beta$  роду зменшуються.

Таким чином, значення  $r$ -статистики, визначеної підсумовуванням на колі в ковзному режимі різниці фазових характеристик зашумленого сигналу УЗТ і гармонічного сигналу з частотою сигналу-носія, належать інтервалу  $[0, 1)$ , що дозволяє обґрунтувати гіпотезу про підпорядкування цієї статистики бета-розподілу.

Оцінка параметрів емпіричних бета-розподілів за експерименталь-



ними даними виконувалась методом моментів, у відповідності з яким теоретичні значення математичного сподівання і дисперсії певного статистичного розподілу прирівнювались до їх оцінок, отриманих за експериментальними даними.

Виконана за критеріями згоди Колмогорова та Смірнова-Крамера-фон Мізеса перевірка гіпотези про бета-розподіл  $r$ -статистики підтвердила обґрунтованість цієї гіпотези.

Визначення параметрів емпіричних бета-розподілів  $r$ -статистики дає змогу виконати обґрунтований вибір порогу виявлення сигналів УЗТ та оцінити помилки виявлення 1-го і 2-го роду.

Виконані теоретичні дослідження дали змогу запропонувати структуру фазового виявляча лунаїсигналів УЗТ, ефективність використання якого підтверджена результатами моделювання для сигналів УЗТ з гармонічним сигналом-носієм та прямокутною чи гауссовою обвідними в адитивній суміші з шумом та в широкому діапазоні змін відношення с/ш.

## Література до розділу 5

5.1. *Близнюк Е.Д.* Анализ достоверности обнаружения сигналов ультразвукового неразрушающего контроля на основе использования метода статистической фазометрии / Е.Д. Близнюк, В.С. Еременко, Ю.В. Куц та ін. // Материали Семнадцатой международной конференции «Современные методы и средства неразрушающего контроля и технической диагностики», г. Ялта. – 2009. – С. 73-76.

5.2. *Близнюк О.Д., Єременко В.С., Куц Ю.В., Лапіга І.М., Шенгур С.В.* Застосування методу статистичної фазометрії в ультразвуковому неруйнівному контролі / О.Д. Близнюк, В.С. Єременко, Ю.В. Куц та ін. // Збірник наукових праць «Неруйнівний контроль матеріалів і конструкцій» Серія: Фізичні методи та засоби контролю середовищ, матеріалів та виробів. НАНУ Фізико-механічний інститут ім. Г.В. Карпенка. Випуск 14. –2009. – С. 50–55.

5.3. *Куц Ю.В.* Експериментальне дослідження фазового способу ультразвукової товщинометрії / Ю.В. Куц, О.В. Монченко // Матеріали VII Міжнародної наук.-техн. конф. «Авіа-2007». – 25-27 квітня 2007. – Т.1: Інформаційно-діагностичні системи. – К.: Вид. НАУ, 2007. – Т.1. – С. 11.33-11.36.

5.4. *Бистра І. М.* Вдосконалення методу і засобу ультразвукової товщинометрії виробів з матеріалів зі значним загасанням: дис. ... кандидата техн. наук : 05.11.13 / Бистра Інна Миколаївна. – К., 2014.–152 с.

5.5. *Хастингс Н.* Справочник по статистическим распределениям: пер. с англ. / Н. Хастингс, Дж. Пикок – М.: Статистика, 1980. – 95 с.

5.6. *Абрамовиц М.* Справочник по специальным функциям с формулами, графиками и таблицами: пер. с англ. / М. Абрамовиц, И. Стиган. – М.: «Наука», 1979. – 832 с.

5.7. *Айвазян С.А.* Прикладная статистика. Основы моделирования и первичная обработка данных. Справочное издание / С.А. Айвазян, И.С. Енюков, Л.Д. Мешалкин. – М.: Финансы и статистика. 1983. – 471 с.

5.8. *Большев Л.Н.* Таблицы математической статистики / Л.Н. Большев, Н.В. Смирнов. – М.: Наука. Главная редакция физико-математической литературы, 1983.– 416 с.

5.9. *Козлов М.В.* Введение в математическую статистику / М.В. Козлов, А.В. Прохоров. – М.: Изд-во МГУ, 1987. – 264 с.

5.10. *Грановский В.А.* Методы обработки экспериментальных данных при измерениях / В.А. Грановский, Т.Н. Сирая. – Л.: Энергоатомиздат. Ленингр. отд-ние. 1990. – 288 с

5.11. *Кремер Н.Ш.* Теория вероятностей и математическая статистика: учебник для студентов вузов, обучающихся по экономическим специальностям / Н.Ш. Кремер. – М.: ЮНИТИ-ДАНА, 2007. – 551 с.

5.12. *Гурман В.Е.* Теория вероятности и математическая статистика Учеб. пособие для вузов / Гурман В.Е.– М.: «Высш. школа», 1972. – 370 с.

5.13. *Димов Э.М.* Выбор критерия согласия в случае восстановления закона распределения вероятностей случайной величины применительно к задачам статистического имитационного моделирования / Э.М. Димов, С.В. Луковкин, А.Р. Хабибулин та ін. // «Инфокоммуникационные технологии» Том 8. – № 4. – 2010. – С. 60-63.

5.14. *Кобзарь А.И.* Прикладная математическая статистика. Для инженеров и научных работников / Кобзарь А.И. – М.: ФИЗМАТЛИТ, 2006. – 816 с.

5.15. *Лемешко Б.Ю.* Распределение статистик не параметрических критериев согласия при проверке гипотез относительно бета-распределений / Б.Ю. Лемешко, С.Б. Лемешко // ДАН ВШ России. – 2007. – №2(9). – С. 6-16.

5.16. *Прикладная статистика.* Правила проверки согласия опытного распределения с теоретическим. Часть II. Непараметрические критерии: Р 50.1.037-2002.– [Введен в действие 2002-07-01]. – М.: Госстандарт России, 2002. – 61 с. (Рекомендации).

5.17. *Близнюк Е.Д.* Фазовый обнаружитель сигналов для ультразвукового неразрушающего контроля / Е.Д. Близнюк, В.С.Еременко, Ю.В. Куц та ін. // Техническая диагностика и неразрушающий контроль. – 2011. – №2. –С. 21-24.

5.18. Бендат Дж. Прикладной анализ случайных данных. Пер. с англ. / Дж. Бендат, А. Пирсол. – М.: Мир, 1989. – 540 с.

5.19. Мардиа К. Статистический анализ угловых наблюдений. – М.: Гл.ред. физ.-мат. Литературы изд-ва «Наука», 1979. – 240с.

5.20. Fisher N.I. Statistical analysis of circular data. / N.I. Fisher. – Cambridge: Cambridge University Press, 2000. – 277 p.

## Розділ 6

## ЕКСПЕРИМЕНТАЛЬНІ ДОСЛІДЖЕННЯ ФАЗОВОГО МЕТОДУ ЛУНАІМПУЛЬСНОЇ УЗТ

Виконані у розділах 2 - 4 теоретичні і модельні дослідження довели, що опрацювання фазових характеристик сигналів дає змогу вирішувати задачу виявлення луна сигналів УЗТ за відношення с/ш близького до одиниці і менше та підвищення точності вимірювання часових інтервалів між луна сигналами у випадку їх поширення в матеріалах зі значним загасанням ультразвукових хвиль. В даному розділі наведено результати експериментальних досліджень запропонованих способів УЗТ та аналіз похибок вимірювання товщини виробів методом фазової луна імпульсної УЗТ.

### 6.1 Отримання та опрацювання луна сигналів УЗТ з використанням $r$ -статистики

Експериментальні дослідження способу УЗТ з використанням  $r$ -статистики виконувались на лабораторному стенді, який дав змогу отримати експериментальні дані і виконати тестування різних алгоритмів їх опрацювання. До отриманих масивів даних застосовувалась методика, запропонована в [6.1] та детально розглянута в р. 3, 4.

Структурна схема вимірювального стенду наведена на рис. 6.1, на якому позначено: Г – генератор сигналів; ZQ – п'єзоелектричний перетворювач; USPC – дефектоскоп; ПК – персональний комп'ютер; ПЗ – програмне забезпечення.

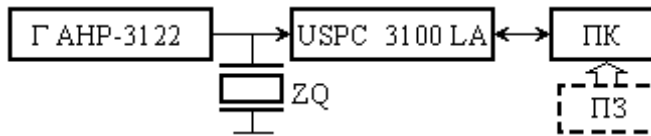


Рис. 6.1. Структурна схема лабораторного стенду

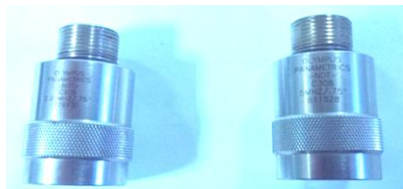
Для формування сигналу використовувався генератор сигналів АНР-3122 виробництва компанії «Актаком» (Російська Федерація). Він являє собою керований ПК пристрій, який має функцією генерації сигналів різної форми: синус, прямокутник, трикутник, інша програмно задана форма. Основні параметри генератора:

- смуга частот генерованих сигналів 0,02 Гц – 10 МГц;
- розрядність цифро-аналогового перетворювача (ЦАП) – 12 біт;
- максимальна кількість точок на канал – 128 К;
- максимальна частота дискретизації сигналу – 80 МГц;
- тривалість фронту прямокутного сигналу – 20 нс;
- рівень вихідного сигналу – до 10 В на навантаженні 50 Ом.

Фото стенду та ПЕП, які використовувались під час експериментальних досліджень, зображено відповідно на рис. 6.2 а, б.



а



б

Рис. 6.2. Загальний вид стенду (а) та ПЕП (б)

Нижче наведено типи та основні технічні характеристики складових вимірювального стенду.

В експерименті використовувались два типи перетворювачів суміщеного типу: Panametrics C308 з робочою частотою 5 МГц та Panametrics C305 з частотою 2,25 МГц (рис. 4.2 б).

В якості пристрою попереднього оброблення сигналів УЗТ використовувався одноканальний дефектоскоп USPC 3100 LA виробництва компанії «Socomec» (Франція). Він виконаний у вигляді PCI – плати, що встановлюється на материнській платі ПК. Дефектоскоп здійснює підсилення, фільтрацію та аналого-цифрове перетворення сигналу, попереднє цифрове опрацювання експериментальних даних та зберігання результату в оперативному запам'ятовуючому пристрої для їх подальшого передавання пакетами в ПК.

Основні технічні параметри дефектоскопу USPC 3100 LA:

- смуга частот дефектоскопу 0,35 – 30 МГц;
- динамічний діапазон амплітуди сингалу не перевищує 105 дБ;
- частота дискретизації АЦП – 100 МГц;
- розрядність АЦП – 10 біт.

П'єзоперетворювач ZQ встановлювався на досліджуваній зразок. Отримані у зразку лунасигнали перетворювались у цифрову послідовність  $u_d[j]$ . Для способу визначення затримки лунасигналів за  $r$ -

статистикою опрацювання експериментальних даних відбувалось за структурно-логічною схемою, зображеною на рис. 4.9.

Формування зонduючих сигналів, отримання лунасигналів та визначення похибки оцінювання часових інтервалів відбувалось наступним чином. В зразок з відомою товщиною або часом поширення ультразвукового сигналу випромінювався зонduючий ультразвуковий імпульс з синусоїдним сигналом-носієм. Аналізу піддавався сигнал УЗТ, який являв собою адитивну суміш корисного сигналу у вигляді періодичної (період повтору  $T_{\Pi}$ ) послідовності лунасигналів і реалізації гауссового шуму  $\xi[j]$ . Його дискретизований прототип має вид

$$u_{\text{д}}[j] = \sum_{i=1}^k K_i \cdot u_3[jT_{\text{д}} - \tau_3 - (i-1)T_{\Pi}] + \xi[j]. \quad (6.1)$$

Дискретні значення сигналу (6.1), отримані в моменти часу  $jT_{\text{д}}$ ,  $j = \overline{1, N}$ ,  $N = [T_A/T_{\text{д}}]^+$ , утворюють вибірку  $\{u_{\text{д}}[j], j = \overline{1, N}\}$  обсягу  $N$ .

Згідно з [6.2, 6.3] відношення с/ш на виході ЕАТ визначалось величиною  $U_{\text{max},i}/s_{\text{ш}}$  – відношенням максимального значення обвідної  $i$ -го лунасигналу до оцінки середньоквадратичного значення шуму.

Дослідження виконувалось на наступних зразках:

- зразок №1 – стандартний сталевий типу СО-2А товщиною  $h=56$  мм і часом поширення ультразвукового сигналу  $\tau = 18,9$  мкс, матеріал зразка – легована сталь перлітного класу марки 10ГН2МФА: 2% – нікель, 1% – манган, 0,55% – молібден, 0,2% – силіцій, 0,1% – карбон, 0,05% – ванадій [ТУ 108.776-86];

- зразок №2 – прямокутний паралелепіпед з нержавіючої сталі завтовшки  $h=17,8$  мм і часом поширення ультразвукового сигналу  $\tau = 6,2$  мкс, матеріал зразка – сталь нержавіюча конструкційна криогенна марки 12Х18Н10Т: 0,12% – вуглець, 18% – хром, 10% – нікель);

- зразок №3 – стандартний з плексигласу, СО-1 завтовшки  $h=25,4$  мм і часом поширення ультразвукового сигналу  $\tau = 19,3$  мкс, матеріал зразка – органічне скло марки ТОСП [6.4, 6.5];

- зразок №4 – скло, флінтглас тяжкий завтовшки  $h=10,9$  мм і часом поширення ультразвукового сигналу  $\tau = 5,5$  мкс, скловидна фаза: 45%– $\text{SiO}_2$ , 12% – $\text{K}_2\text{O}$ , 43% – $\text{PbO}$ .

Фото зразків наведені на рис. 6.3. В табл. 6.1 наведено основні акустичні властивості матеріалів зразків. Результати ультразвукових досліджень цих зразків подано нижче. В дослідях частота дискретизації становила 100 МГц. Для прозвучування ОК застосовувався ультразвуковий імпульсний сигнал з прямокутною обвідною тривалістю 4 періо-

да сигналу-носія. Акустичний контакт в системі «зразок – ПЕП» забезпечувався через тонкий шар машинного масла.

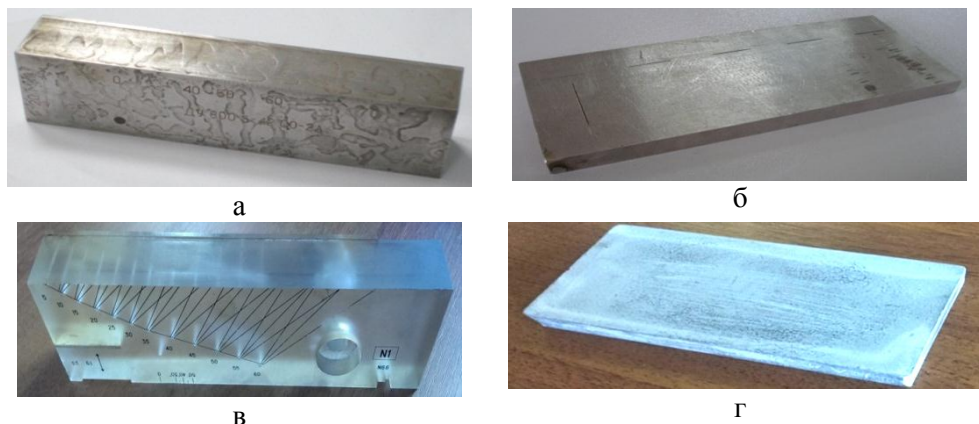


Рис. 6.3. Фото зразків №1 (а), №2 (б), №3 (в) та №4 (г)

Таблиця 6.1. Акустичні властивості матеріалів досліджуваних зразків

Матеріал	Зразок			
	№1	№2	№3	№4
Товщина зразка $h$ , мм	56	17,8	25,4	10,9
Густина $\rho$ , $10^3$ кг/м <sup>3</sup>	7,850	7,920	1,19	5,5
Швидкість ультразвукової поздовжньої хвилі $C_l$ , $10^3$ м/с	5,916	5,723	2,678	3,964
Модуль Юнга $E^{10}$ , ГПа	210	198	3,1	27
Коефіцієнт Пуассона	0,28	0,30	0,35	0,25
Коефіцієнт загасання на частоті 2,5 МГц $\alpha$ , Нп/м	1,7	2,2	30	0,3
Хвильовий опір $Z$ , $10^6$ Па·с/м	46,5	45,4	3,2	21,8

*Зразок №1.* Частота сигналу-носія 2,3 МГц.

Отримані експериментальні та розрахункові дані представлені на рис. 6.4. Аналізований сигнал являв собою адитивну суміш послідовності луна-імпульсів, які загасають за експоненціальним законом, та реалізації гауссового шуму.

Графік різниці дискретної фазової характеристики сигналу УЗТ і дискретних значень фази гармонічного сигналу (рис. 6.4, в) являє собою пилкоподібну функцію, що змінюється хаотично в інтервалі значень  $[0, 2\pi]$  за відсутності лунаісигналу. В межах часу існування

лунасигналів, крива на рис. 6.4,в змінюється в інтервалі, значно меншому за інтервал  $[0, 2\pi]$  (ділянки 1 – 8).

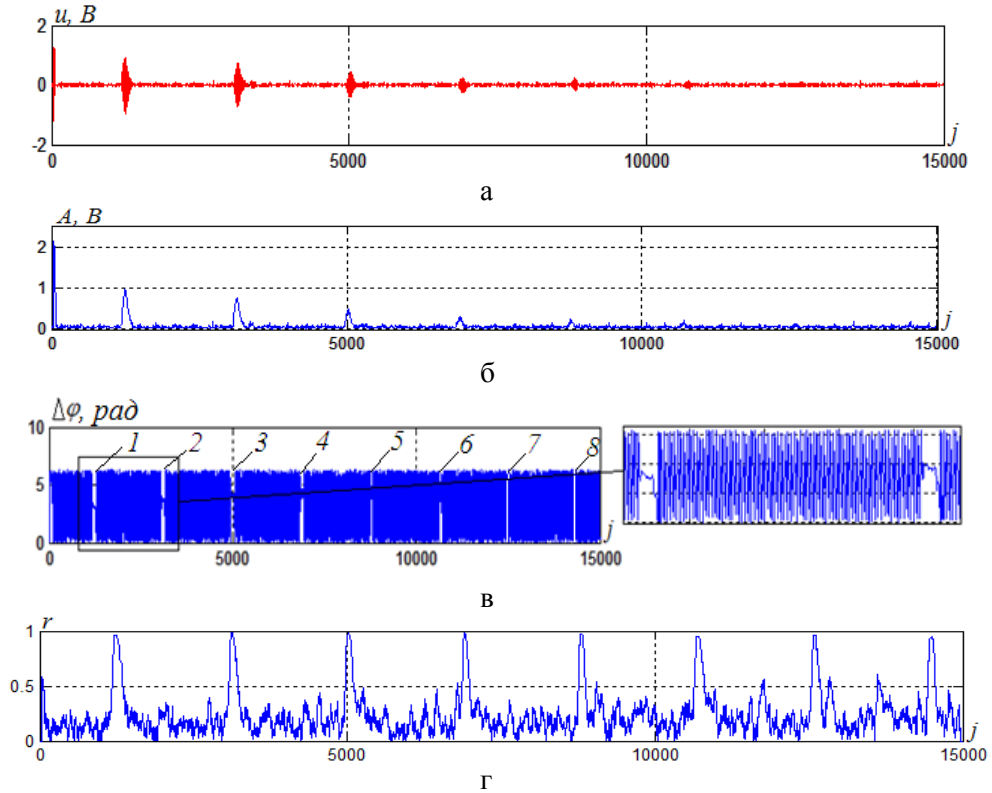


Рис. 6.4. Експериментальні дані та результати розрахунків для зразка №1: а – графік сигналу  $u_n[j]$ ; б – графік обвідної сигналу  $A[j]$ ; в – графік різниці  $\Delta\varphi[j]$  дискретної ФХС і фази гармонічного сигналу; г – графік статистики  $r[j, M_r]$  для ковзного вікна апертурою  $M_r = 66$

Співставний аналіз обвідної  $A[j]$  і статистики  $r[j, M_r]$  (рис. 6.4б, г) дає змогу зробити висновок про те, що зі зменшенням відношення с/ш удосконалений метод фазової лунаїмпульсної УЗТ стає більш ефективним порівняно з амплітудним, оскільки забезпечує можливість виявлення більшої кількості лунасигналів, тобто можливість їх виявлення за меншого відношення с/ш. Дійсно, обвідні лунасигналів, починаючи з  $i=5$ , практично не вирізняються на фоні шуму. Натомість графік статистики  $r[j, M_r]$  свідчить про те, що в даному експерименті впевнено виявляються вісім лунасигналів ( $d=8$ ). Для восьмого імпульсу відношення с/ш становить  $U_{\max i}/s_{\text{ш}} \approx 1,5$ .



Для підвищення точності вимірювання затримки  $\tau$  використовувалось усереднення інтервалів часу поширення сигналу в ОК. Оцінки затримки  $\hat{\tau}_i$  визначалися за  $r$ -статистикою як інтервали часу між суміжними центрами лунаїсигналів.

Згідно з рис. 6.4, маємо  $d = 8$ , тобто виявлено вісім лунаїсигналів, а кількість інтервалів часу поширення дорівнює  $d-1 = 7$ .

Середнє значення затримки  $\bar{\tau}$  визначається за формулою

$$\bar{\tau} = \frac{1}{d-1} \sum_{i=1}^{d-1} \hat{\tau}_i, \quad (6.2)$$

де  $\hat{\tau}_i$  – значення затримки між  $i$  та  $i+1$  лунаїсигналами.

Оцінка СКВ для  $\hat{\tau}_i$  та  $\bar{\tau}$  визначалась як

$$s_{\tau} = \sqrt{\frac{1}{d-2} \sum_{i=1}^{d-1} (\hat{\tau}_i - \bar{\tau})^2}, \quad s_{\bar{\tau}} = \frac{s_{\tau}}{\sqrt{d-1}}. \quad (6.3)$$

Формули (6.3) відповідають умові незалежності та однакової точності результатів вимірювань часових інтервалів  $\hat{\tau}_i$ . Проте для кожного з виявлених в одній послідовності (як відлуння одного зондуєчого сигналу) лунаїсигналів відношення с/ш не лишається постійним, тому і значення дисперсій інтервалів  $\hat{\tau}_i$  не є однаковими. Як наслідок, формула (6.3) дає дещо завищений результат.

Графічне подання значень  $\hat{\tau}_i$ ,  $\bar{\tau}$ ,  $s_{\tau}$  та  $s_{\bar{\tau}}$  наведено на рис. 6.5а,б, на яких зображено: значення  $\hat{\tau}_i$  – ромбами;  $\bar{\tau}$  – лінією; інтервали  $\hat{\tau}_i \pm s_{\tau}$  – трикутниками;  $\bar{\tau} \pm s_{\bar{\tau}}$  – пунктирною лінією.

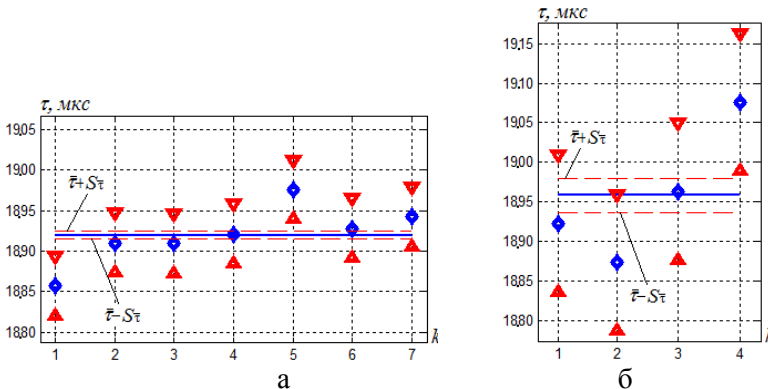


Рис. 6.5. Графічне зображення  $\bar{\tau}$  та інтервалів  $\hat{\tau}_i \pm s_{\tau}$ ,  $\bar{\tau} \pm s_{\bar{\tau}}$ , отриманих за  $r$ -статистикою (а) та за обвідною сигналу (б)

З аналізу експериментальних даних можна зробити наступні ви-

сновки. По-перше, для відношень  $c/\sigma \gg 1$  вищу точність вимірювання часових інтервалів забезпечує амплітудний метод (визначення  $\hat{\tau}_i$  за обвідними сигналу УЗТ). По-друге, зі зменшенням відношення  $c/\sigma$  фазовий спосіб вимірювання забезпечує порівняно з амплітудним вищу точність, а для значень  $c/\sigma < 2$  амплітудний метод взагалі втрачає здатність виявляти лунасигнали (6-, 7-, 8-й лунасигнали на рис. 6.4 не виявляються за обвідною сигналу). По-третє, усереднення дає змогу підвищити точність визначення часу поширення сигналу в ОК за рахунок зменшення випадкової складової похибки визначення затримки.

Граничне значення відношення  $c/\sigma$ , за якого зберігається можливість виявлення лунасигналів за  $r$ -статистикою, залежить від апертури вікна аналізу, співвідношення частоти сигналу-носія і частоти дискретизації і може бути зменшене шляхом їх раціонального вибору.

*Зразок №2* Частота сигналу заповнення 2,3 МГц.

Експериментальні дані для зразка з нержавіючої сталі представлені на рис. 6.6а. З цього графіку визначено, що значення  $U_{\max,i}$  для перших дев'яти лунасигналів становило: 0,68 В; 0,54 В; 0,44 В; 0,36 В; 0,30 В; 0,24 В; 0,19 В; 0,15 В; 0,11 В. Апертура ковзного вікна для визначення  $r$ -статистики становила  $M_r = 84$ .

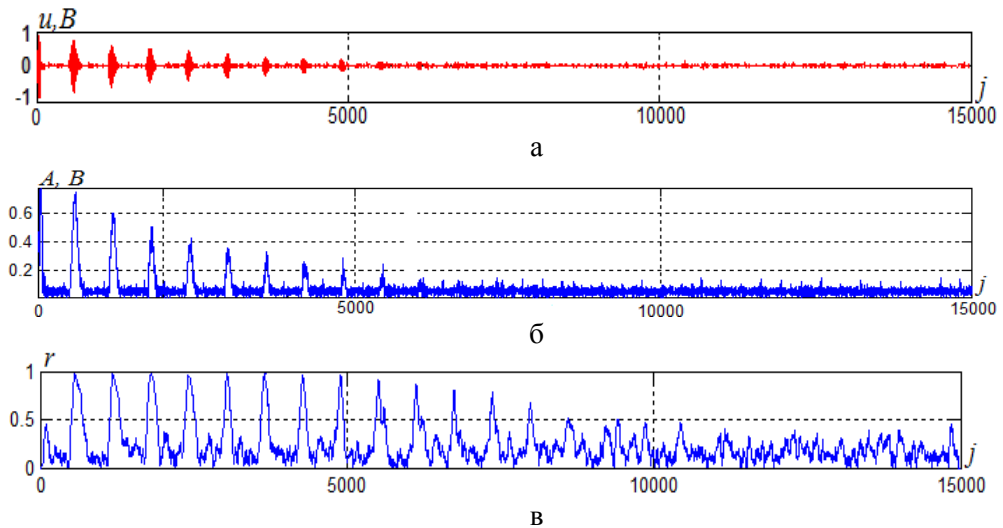


Рис. 6.6. Експериментальні дані та результати розрахунків для зразка №2: а – послідовність  $u_n[j]$ ; б – послідовність  $A[j]$ ; в – послідовність  $r[j, M_r]$

Співставний аналіз обвідної  $A[j]$  (рис. 6.7 б) і статистики  $r[j, M_r]$  (рис. 6.6, в) дає змогу зробити наступний висновок. Обвідна лунасигналів, починаючи з  $i=10$ , практично не вирізняється на фоні

шуму. Натомість графік  $r[j, M_r]$  свідчить про те, що в даному експерименті впевнено виявляються  $d=13$  лунаісигналів.

На рис. 6.7 зображено інтервали  $\hat{\tau}_i \pm s_{\tau}$  та  $\bar{\tau} \pm s_{\bar{\tau}}$ , отримані за  $r$ -статистикою (а) та за обвідною сигналу УЗТ(б) (на графіках збережені використані раніше позначення).

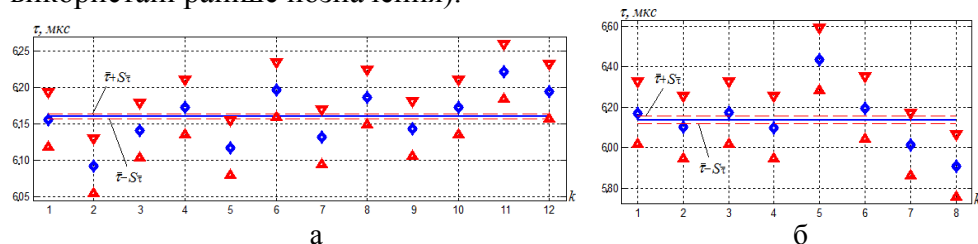


Рис. 6.7. Графічне представлення інтервальних оцінок часу поширення сигналу  $\hat{\tau}_i \pm s_{\tau}$  і  $\bar{\tau} \pm s_{\bar{\tau}}$ , отриманих за статистикою  $r$  (а) та за обвідною сигналу УЗТ (б)

І в цьому випадку спосіб статистичної фазової лунаїмпульсної УЗТ дає змогу виявити більшу кількість луна сигналів (тринадцять проти дев'яти), що в цілому підтверджує отриманий раніше висновок про його вищу ефективність порівняно з амплітудним способом.

*Зразок №3.* Частота сигналу заповнення 2,3 МГц.

На рис. 6.8 а подано експериментальний сигнал, отриманий для зразка №3. Значення ковзного вікна для визначення  $r$ -статистики –  $M_r = 132$ .

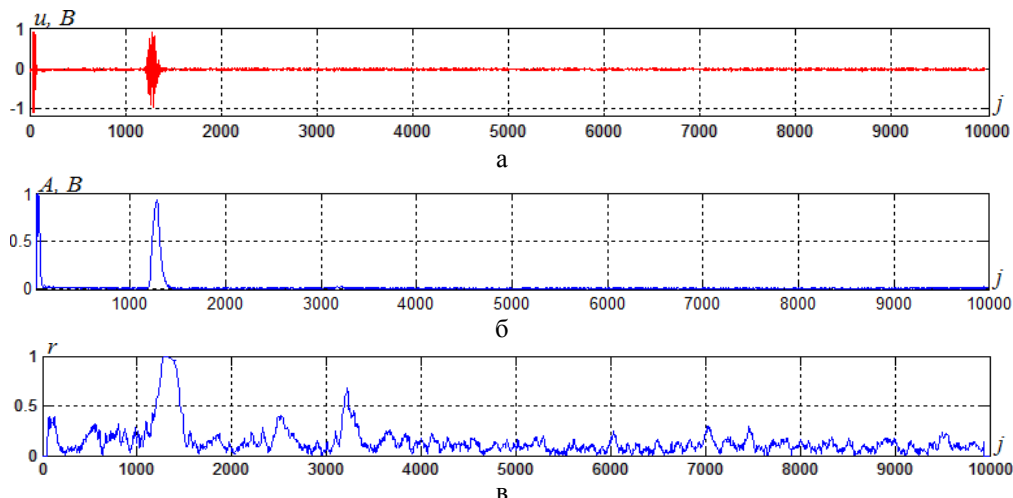


Рис. 6.8. Експериментальні дані та результати розрахунків для зразка №3: а – послідовність  $u_n[j]$ ; б – послідовність  $A[j]$ ; в – послідовність  $r[j, M_r]$

З рис. 6.8 видно, що за амплітудним методом можна визначити

лише один лунасигнал, натомість графік статистики  $r[j, M_r]$  (рис. 6.8 в свідчить про можливість виявлення двох лунасигналів (відношення с/ш для другого імпульсу становить  $\sim 1,8$ ). Тобто за даних умов експерименту визначити амплітудним способом час поширення ультразвукового сигналу за двома лунасигналами неможливо, що також свідчить на користь фазового способу лунаїмпульсної УЗТ.

*Зразок №4.* Дослідження зразку №4, виготовленого із конструктивної кераміки. В якості зонduючого сигналу обраний ультразвуковий імпульс з прямокутною обвідною, сигнал заповнення – синусоїдний, тривалістю 2 періоди сигналу-носія. На рис. 6.9 представлено експериментальний сигнал, отриманий для зразка №4. Апертура ковзного вікна під час визначенні статистики  $r[j, M_r]$  становила  $M_r = 94$ .

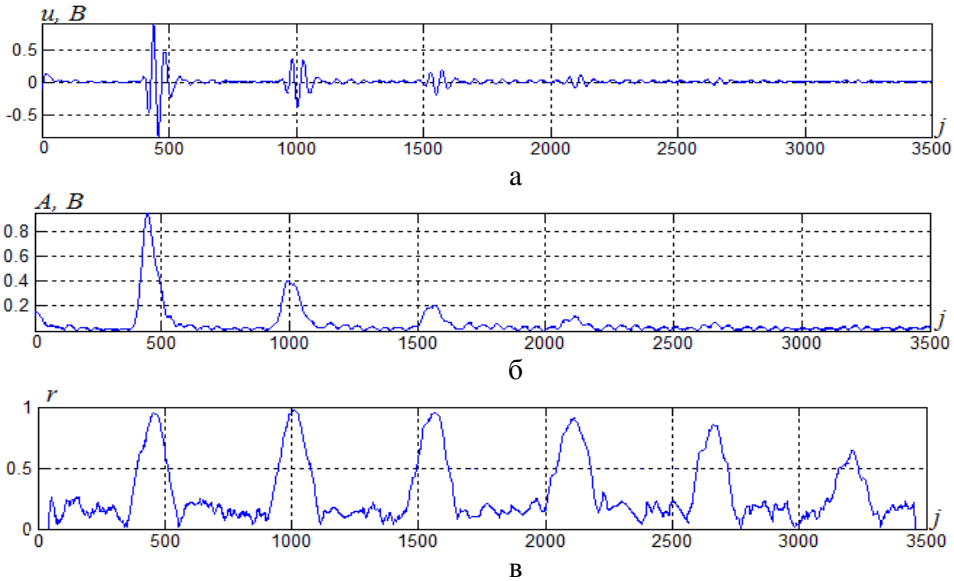


Рис. 6.9. Експериментальні дані та результати розрахунків для зразка №4: а – послідовність  $u_d[j]$ ; б – послідовність  $A[j]$ ; в – послідовність  $r[j, M_r]$

Послідовність лунасигналів і їх обвідні, зображені відповідно на рис. 6.9а і рис. 6.9б. З порівняння обвідної сигналу  $A[j]$  і статистики  $r[j, M_r]$  видно, що за останньою впевнено виділяються 6 лунасигналів, в той час як за обвідною – лише 4 (відношення с/ш для останнього імпульсу становить  $\sim 2,3$ ).

На рис. 6.10 зображено інтервали  $\hat{\tau}_i \pm s_{\tau}$  та  $\bar{\tau} \pm s_{\bar{\tau}}$ , отримані за статистикою  $r$  (а) та за обвідною сигналу УЗТ(б) для зразка №4 (умовні позначення на рисунку збережені).

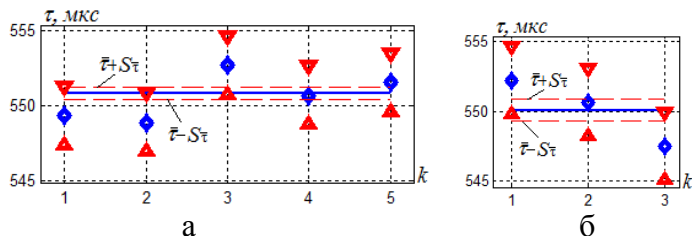


Рис. 6.10. Графічне зображення інтервальних оцінок часу поширення сигналу  $\hat{\tau}_i \pm s_{\tau_i}$  і  $\bar{\tau} \pm s_{\bar{\tau}}$ , отриманих за статистикою  $r$  (а) та за обвідною сигналу УЗТ (б)

З рис. 6.10 видно, що значення  $\tau_3$ , визначенні за обвідною, мають більший розкид значень, отже більшу випадкову складову похибки ніж ті, що визначенні за  $r$ -статистикою. Суттєвим є те, що п'ятий і шостий лунасигнали практично неможливо визначити за амплітудним способом, що можна зробити за фазовим способом.

Враховуючи зазначені вище особливості визначення часових інтервалів амплітудним і фазовими способами запропоновано комбінований спосіб оцінювання  $\tau_3$ , коли їх поточні значення за відношення  $c/\text{ш} > 10$  визначаються за амплітудним способом (з обвідної), а у випадку  $c/\text{ш} < 10$  – за фазовим (з  $r$ -статистики).

Оцінки СКВ для  $\hat{\tau}_i$  та  $\bar{\tau}$ , розраховані за формулами (6.3) для зразків №1-4, наведені в табл. 6.2.

Таблиця 6.2. Значення оцінок СКВ для  $\hat{\tau}_i$  та  $\bar{\tau}$ , отримані для зразків №1 – 4 амплітудним (А) і фазовим (Ф) способами

СКВ	Зразок №1		Зразок №2		Зразок №3		Зразок №4	
	А	Ф	А	Ф	А	Ф	А	Ф
$s_{\tau_i}$ , мкс	8,62	3,61	15,36	3,75	–	–	2,05	1,77
$s_{\bar{\tau}}$ , мкс	2,15	0,52	1,92	0,31	–	–	0,68	0,35

В п. 6.2 була висунута гіпотеза про гауссовість шуму для прийнятої моделі отримуваних в експерименті сигналів. Нижче наведені результати її перевірки для експериментальних сигналів.

Перевірялась нульова гіпотеза  $H_{0ш}$ : шум має гауссовий розподіл. Перевірка здійснювалась за критерієм  $\chi^2$  та за вибіркою сигналу УЗТ для зразків №1, 4 на інтервалах, де відсутні лунасигнали.

Результати перевірки гіпотези про гауссовий закон розподілу шуму в реальних сигналах УЗТ наведені в табл. 6.3.

Таблиця 6.3. Результати перевірки гіпотези  $H_{0ш}$  за критерієм  $\chi^2$  для рівня значущості 0,05 для зразків №1 та №4

Характеристики вибірки	Зразок №1	Зразок №4
Середнє	-0,21	-0,0029
Мода	-0,50	-0,0045
Варіація	5,22	0,081
СКВ	0,97	0,013
Асиметрія	-0,014	0
Ексцес	0,12	-3
Число ступенів свободи	8	7
Критичне значення критерію $\chi^2$	11,07	14,07
Отримане значення статистики критерію $\chi^2$	0,71	0,013

Отримані значення критерію менші за критичне, отже, розглянуті вибірки підпорядковані гауссовому розподілу.

**Оцінка ефективності застосування способу виявлення сигналів УЗТ з використанням  $r$ -статистики.** Ефективність методів виявлення сигналів зазвичай оцінюють за покращенням відношення с/ш на виході виявляча сигналів відносно входу. Особливість фазового методу (за його цифрової реалізації) полягає в тому, що на вхід виявляча поступає електричний сигнал, для якого відношення с/ш визначається за енергетичними характеристиками сигналу – потужністю або енергією, натомість рішення про наявність сигналу на виході фазового виявляча приймається за аналізом отриманої з неенергетичної ФХС іншої характеристики –  $r$ -статистики.

В роботах [6.6, 6.7] запропоновано введення показника ефективності  $E$  для фазового способу виявлення сигналів лунаїмпульсного УЗТ. Для  $i$ -го лунаїсигналу значення  $E_i$  визначається за покращенням відношення с/ш на виході виявляча відносно входу, тобто

$$E_i = \frac{(c_i/\text{ш})_{\text{вих}}}{(c_i/\text{ш})_{\text{вх}}}, \quad (6.4)$$

де

$$(c_i/\text{ш})_{\text{вх}} = A_{\text{max},i}/s_{\text{ш}}, \quad (6.5)$$

$s_{\text{ш}} = \sqrt{\frac{1}{n-1} \sum_{j=1}^n (u[j] - \bar{u})^2}$  – оцінка СКВ шуму в сигналі УЗТ за відсут-

ності відлуння;  $A_{\max,i}$  – максимальне значення обвідної  $i$ -го лунасигналу;  $n$  – обсяг вибірки;  $\bar{i}$  – середнє значення шуму.

Особливість визначення  $(c_i/\text{ш})_{\text{вих}}$  полягає в тому, що після операції виявлення сигналів на виході фазового виявляча формується неенергетична характеристика, що суттєво відрізняє даний метод від амплітудних методів виявлення сигналів. Для обґрунтування цього відношення розглянемо фрагмент графіку послідості  $r[j]$  на виході фазового виявляча (рис. 6.11).

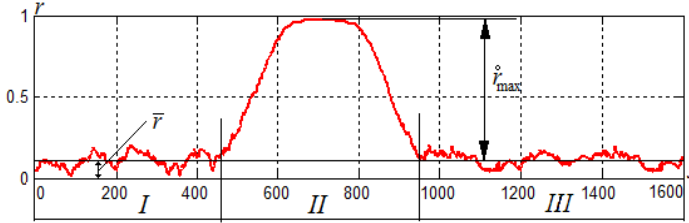


Рис. 6.11. Графік фрагменту послідості  $r[j]$

Послідовність  $r[j]$  за значеннями поділяється на три частини: перша і третя відповідають шумовій складовій сигналу (лунасигнал відсутній); друга ділянка – адитивній суміші лунасигналу і шуму.

На I і III ділянках середнє значення статистики  $\bar{r}$  відмінне від нуля. Тому доцільним є визначення корисної складової вихідного сигналу виявляча за максимальним значенням центрованої  $r$ -статистики

$$\left( r[j] \right)_{\max}^{\circ} = (r[j])_{\max} - \bar{r}, \quad (6.6)$$

де  $\bar{r}$  – середнє значення  $r$ -статистики на ділянці I та III.

З урахуванням (6.6) відношення  $(c_i/\text{ш})_{\text{вих}}$  має вид

$$(c_i/\text{ш})_{\text{вих}} = \frac{(r[j, M_r])_{\max,i} - \bar{r}}{s_r}, \quad (6.7)$$

де  $(r[j, M_r])_{\max,i}$  – максимальне значення  $r$ -статистики, що відповідає  $i$ -тому лунасигналу;  $s_r$  – оцінка СКВ  $r$ -статистики, отриманої за відсутності лунасигналу (визначається подібно до  $s_{\text{ш}}$ ).

Приклад оцінки ефективності фазового способу УЗТ для зразка № 1 проілюстровано на рис. 6.12. На рис. 6.12 а зображено отримані значення відношень  $c/\text{ш}$  для вхідного сигналу (1, позначено колами) і вихідного сигналу ( $r$ -статистики, 2, квадрати). Графік розрахованої ефективності

ті  $E_i$  для виявлених лунасигналів УЗТ представлено на рис. 6.12 б. З останнього рисунку видно, що застосування  $r$ -статистики дає змогу виявити більшу кількість лунасигналів на фоні значного шуму в порівнянні з амплітудним способом.

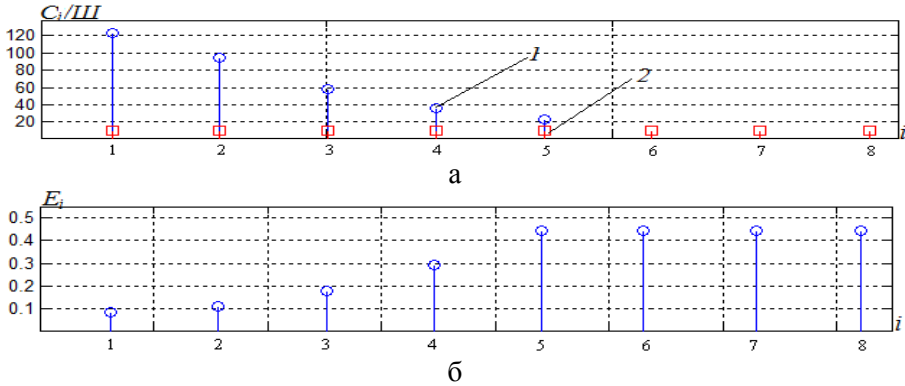


Рис. 6.12. Ефективність виявлення лунасигналів для зразка №1

Запропонований показник ефективності можна використовувати для порівняння різних алгоритмів та режимів фазового опрацювання сигналів УЗТ чи ультразвукової дефектоскопії за наявності значних шумів.

## 6.2 Аналіз похибки вимірювання товщини виробів способами лунаїмпульсної УЗТ

Похибки вимірювання є основною характеристикою їх якості [6.8–6.13]. Ультразвукові лунаїмпульсні товщиноміри за способами визначення швидкості поширення ультразвуку в матеріалі поділяються на еталонні і безеталонні [6.8, 6.9, 6.12]. Розроблені способи УЗТ орієнтовані на реалізацію в класі еталонних приладів.

На рис. 6.13 подано структуроване у вигляді діаграми Ісікави графічне відображення сукупності факторів, що впливають на формування похибки вимірювання. Всі фактори розділені на чотири категорії – система «ОК-перетворювач», матеріал, обладнання та вимірювання, які мають відгалуження, що відповідають дрібнішим чинникам.

На формування похибок в системі «ОК-перетворювач» впливають такі фактори: нестабільність акустичного контакту, що залежить від товщини імерсійного контактного шару і приводить до збільшення варіації часу поширення ультразвукового сигналу між зондуючим і першим лунасигналом; криволінійність поверхні введення ультразвуку



в ОК, що приводить до зменшення амплітуди лунаїмпульсів, отже до зменшення відношення с/ш, а також до спотворення фронту прийнятого перетворювачем сигналу; шорсткість поверхні, яка суттєво впливає на форму і амплітуду відбитого імпульсу; непаралельність поверхонь, яка приводить до збільшення довжини акустичного тракту і до зменшення амплітуди сигналу.

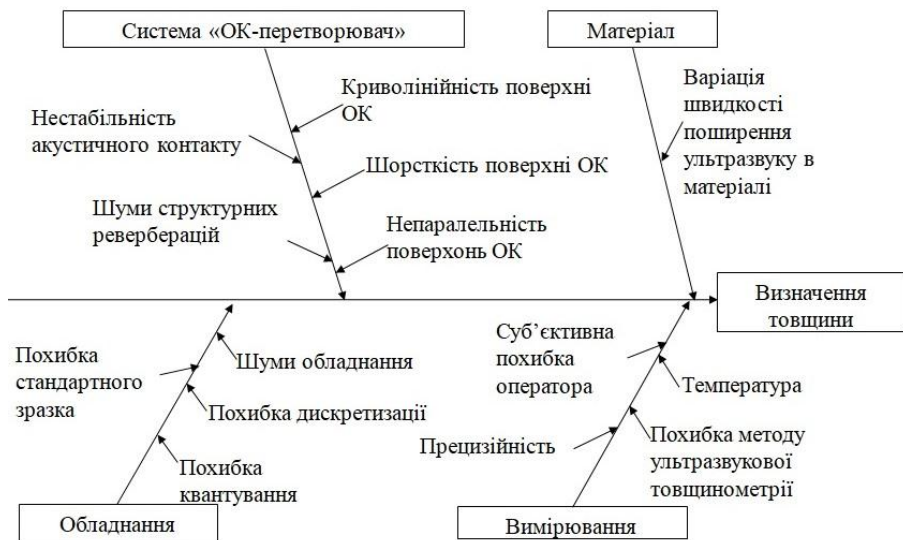


Рис. 6.13. Графічне зображення складових похибки вимірювання товщини виробів методом лунаїмпульсної УЗТ у вигляді діаграми Ісікави

Похибки, обумовлені недосконалістю матеріалу ОК, виникають через його структурну неоднорідність, наявність сторонніх включень і т.і., а також за рахунок варіації швидкості пружних коливань в ньому.

До похибок обладнання належать такі складові. 1. Похибка стандартного зразку, тобто похибка визначення параметрів та характеристик еталонного зразку. До прикладу, у випадку вимірювання розмірів штангенциркулем, максимальне значення похибки приймається рівним ціні поділки шкали за ноніусом (0,05 мм). 2. Похибка пов'язана з частотою дискретизації обумовлена флуктуацією частоти дискретизації сигналів в АЦП. 3. Похибка квантування виникає внаслідок обмеженої розрядності АЦП. 4. Похибки пов'язані з внутрішніми шумами електронних блоків та шумами перетворювача виникають через зміну електричних потенціалів та струмів, створюваних тепловими шумами. 5. Зовнішні шуми поділяються на електричні і акустичні: електричні пов'язані з якістю електроконтактів, ланцюгів живлення тощо; джере-

лами акустичних шумів можуть бути як складові вимірювального стандарту (до прикладу ПК), так і розташовані поручі побутові прилади.

До складових похибки вимірювання належать наступні. Суб'єктивна похибка обумовлена кваліфікацією оператора та його компетентністю під час роботи з приладами. Від температури залежить якість акустичного контакту між ПЕП і ОК, нестабільність формування імпульсів генератору, зміна параметрів електричних ланцюгів тощо. Похибка вимірювання затримки пов'язана з похибкою її оцінювання за виявленими луна сигналами чи ФХС. Прецизійність обумовлена розкидом (дисперсією) результатів вимірювань  $\tau$  відносно середнього значення часу поширення ультразвуку в матеріалі ОК. Правильність обумовлена наявністю систематичних похибок вимірювання  $\tau$ .

Найбільш значущими похибками вимірювання товщини ОК є похибка від варіації швидкості ультразвукових хвиль в матеріалі ОК та похибка формування і вимірювання  $\tau$ . Вихідним для аналізу є рівняння вимірювання товщини  $h$ , представлене формулою (1.4).

Останнім часом значного поширення набув підхід до оцінювання точності вимірювань, який дістав назву концепції невизначеності результатів вимірювань [6.12, 6.14–6.18]. Загальну методику оцінювання невизначеності в УЗТ викладено в роботі [6.14]. Нижче розглянуто особливості оцінювання невизначеності результату вимірювання товщини ОК під час вимірювання запропонованими способами.

За методом оцінювання складові невизначеності результату вимірювання поділяються на дві категорії:

- 1) компоненти категорії  $A$  – компоненти невизначеності, які оцінюються за результатами статистичного аналізу ряду вимірювань;
- 2) компоненти категорії  $B$  – компоненти, які оцінюються з апріорної інформації про їх розподіл ймовірності.

СКЗ похибки вимірювання товщини ОК в загальному виді визначається за формулою

$$\sigma_h = \sqrt{\left(\frac{\partial h}{\partial \tau}\right)^2 \sigma_\tau^2 + \left(\frac{\partial h}{\partial c}\right)^2 \sigma_c^2} = 0,5\sqrt{c^2\sigma_\tau^2 + \tau^2\sigma_c^2}, \quad (6.8)$$

де  $\partial h/\partial \tau = 0,5c$ ,  $\partial h/\partial c = 0,5\tau$ ;  $\sigma_\tau^2$ ,  $\sigma_c^2$  – дисперсії відповідно часу затримки і швидкості ультразвуку.

Прийmemo, що швидкості поширення ультразвуку в матеріалі задана інтервалом  $c \pm \Delta c$ . Зазвичай, за умови обмежених апріорних даних приймається гіпотеза про рівномірний закон розподілу щільності

ймовірності швидкості ультразвуку. Тоді дисперсія відповідної невиключеної систематичної похибки дорівнює

$$\sigma_c^2 = \Delta c^2 / 3. \quad (6.9)$$

Стандартна невизначеність, що обумовлена похибкою визначення швидкості ультразвуку в ОК, належить до типу  $B$  і дорівнює  $u_c = \sigma_c$ , а її внесок в сумарну стандартну невизначеність результату вимірювання  $h$

$$u_B = \partial h / \partial c \cdot u_c = 0,5 t u_c \quad (6.10)$$

Значення СКВ часу поширення сигналу з урахуванням середнього часу затримки за серією лунаісигналів визначається як

$$s_\tau = \sqrt{\frac{1}{d(d-1)} \sum_{i=1}^d (\hat{\tau}_i - \bar{\tau})^2}. \quad (6.11)$$

Стандартна невизначеність, що обумовлена похибкою вимірювання часових інтервалів, відноситься до типу  $A$  і дорівнює  $u_\tau = s_\tau$ , а її внесок в сумарну стандартну невизначеність результату вимірювання  $h$

$$u_A = \partial h / \partial \tau \cdot u_\tau = 0,5 c u_\tau. \quad (6.12)$$

Сумарна стандартна невизначеність вимірювання, з урахуванням некорельованості складових, має вид

$$u_h = \sqrt{u_A^2 + u_B^2}. \quad (6.13)$$

Ефективне число ступенів свободи визначається за формулою Велча-Саттерсвейта

$$v_{eff} = \left( \frac{u_h}{u_A} \right)^4 (d-1). \quad (6.14)$$

Розширена невизначеність результату вимірювання  $h$  дорівнює

$$U_{0,9} = k_0 u_h, \quad (6.15)$$

де  $k_0$  – коефіцієнт покриття, приймається рівним квантилю розподілу Стьюдента з ефективним числом ступенів свободи  $v_{eff}$  і довірчою імовірністю 0,95 (див. таблиці в [6.15, 6.16]), тобто  $k_0 = t_{0,95}(v_{eff})$ .

За формулами (6.8) – (6.15) було розраховано невизначеності результатів вимірювання товщини для чотирьох зразків, які використо-

увались в ході експерименту. Вихідні дані для розрахунку зведено в табл. 6.4, а отримані значення невизначеностей – в табл. 6.5. Для зразка №4 відсутні еталонні значення товщини  $h_E$ , часу поширення  $\tau_E$ , швидкості поширення  $c_{l,E}$  та похибки їх визначення. Щоб отримати невизначеність вимірювання товщини зразка №4 використано додатковий стандартний зразок, виготовлений з такого самого матеріалу, для якого визначені еталонні значення товщини, часу поширення та швидкості поширення ультразвуку в матеріалі Вихідні дані для розрахунку: товщина еталонного зразка 21,8 мм, значення часу поширення сигналу  $\tau_E = 11 \pm 1$  мкс, швидкість поширення ультразвуку 3964 м/с.

Таблиця 6.4. Дані для розрахунку отримані експериментальним шляхом

Зразок		№1	№2	№3	№4
Кількість виявлених імпульсів, $i$	А	5	9	1	4
	Ф	8	13	2	6
Середнє значення інтервалів часу поширення $\bar{\tau}$ , мкс	А	18,93	6,18	–	5,50
	Ф	18,92	6,16	18,97	5,49
Еталонне значення товщини $h_E$ , мм		59	–	26,7	21,8
Значення товщини дослідних зразків $h$ , мм		56	17,8	25,4	10,9
Еталонне значення інтервалів часу поширення $\tau_E$ , мкс		20±1	–	20±1	–
Абсолютна похибка визначення часу поширення $\Delta\tau$ , мкс		±1	–	±1	±1
Еталонне значення швидкості поширення поздовжніх хвиль $c_{l,E}$ , м/с		5900±59	5740±70	2670±33	–
Швидкість поширення поздовжніх хвиль $c_l$ , м/с		5916	5723	2678	3964

Відносна розширена невизначеність результату вимірювання товщини ОК визначалась за виразом

$$\delta_h = U_h/h \cdot 100\% \quad (6.16)$$

Таблиця. 6.5. Невизначеність результату вимірювання товщини досліджуваних зразків 1 – 4 амплітудним (А) і фазовим (Ф) способами

Зразки		№1	№2	№3	№4
Розширена невизначеність вимірювання товщини $U_h \times 10^4$ , м	А	6,91	3,14	–	27
	Ф	6,1	2,5	14,5	22
Відносна розширена невизначеність вимірювання товщини $\delta_h$ , %	А	1,2	1,5	–	20,6
	Ф	1,1	1,4	5,8	20,5

Додатково проаналізовано невизначеність вимірювання інтервалу часу поширення ультразвукового сигналу в ОК. Отримані результати зведені в табл.6.6.

За аналізом даних таблиці 6.5 та 6.6 зроблено наступні висновки.

1. Розроблений фазовий спосіб УЗТ з використанням  $r$ -статистики дає вираш у визначені часу поширення сигналу для зразків: №1 ~ 89 %; №2 ~ 34 %; №4 ~ 19 %. Для зразку №3 оцінювання невизначеності  $u_{\tau}$  та  $U_{\tau}$  неможливе через малу кількість виявлених лунаісигналів.

Таблиця 6.6. Результати вимірювання часу поширення сигналу в ОК для зразків 1 – 4 визначені за амплітудним (А) і фазовим (Ф) способами

Зразки		№1	№2	№3	№4
Кількість виділених інтервалів часу	А	4	8	–	3
	Ф	7	12	1	5
Стандартна невизначеність вимірювання часу поширення сигналу $u_{\tau}$ , с	А	$1,31 \cdot 10^{-7}$	$1,63 \cdot 10^{-8}$	–	$1,27 \cdot 10^{-8}$
	Ф	$1,37 \cdot 10^{-8}$	$1,08 \cdot 10^{-8}$	–	$1,03 \cdot 10^{-8}$
Розширена невизначеність $U_{\tau}$ , с	А	$4,16 \cdot 10^{-7}$	$3,85 \cdot 10^{-8}$	–	$5,48 \cdot 10^{-8}$
	Ф	$3,36 \cdot 10^{-8}$	$2,39 \cdot 10^{-8}$	–	$2,85 \cdot 10^{-8}$
Відносна розширена невизначеність вимірювання часу поширення сигналу $\delta_{\tau}$ , %	А	2,1	0,6	–	1,0
	Ф	0,18	0,4	–	0,5
Число ступенів свободи $\nu=d-1$	А	3	7	–	2
	Ф	6	11	–	4
Коефіцієнт покриття, $t_{0,95}(\nu)$	А	3,18	2,37	–	4,3
	Ф	2,45	2,20	–	2,78

2. З табл. 6.6 видно, що значення числа ступенів свободи для фазового способу більше ніж для амплітудного, відповідно значення коефіцієнтів охоплення – менші.

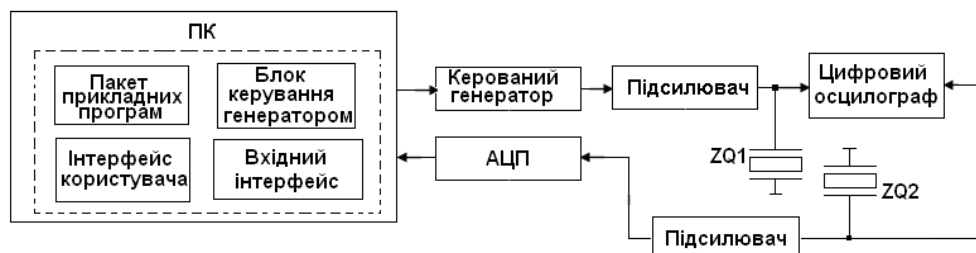
3. Для 1, 2 і 4 зразків розширена невизначеність  $U_{\tau}$  для фазового

способу має менші значення, ніж для амплітудного, вираш становить від 1,6 (зразок №2) до 12 разів (зразок №1).

Значення часу поширення луна сигналів в ОК за високого відношення с/ш, визначені за  $r$ -статистикою, характеризуються більшою дисперсією, ніж за їх визначення за обвідними, тому у розширеному діапазоні відношень с/ш доцільно комбінувати амплітудний і фазовий способи визначення часу поширення ультразвукових сигналів у ОК.

### 6.3 Експериментальні дослідження фазового способу УЗТ виробів з багат шарових матеріалів

З метою виконання експериментальних досліджень запропонованого методу фазової УЗТ було складено лабораторну установку, структура якої наведена на рис. 6.14а, а її зовнішній вигляд – на рис. 6.14б.



а



б

Рис. 6.14. Структура (а) та макет (б) установки для експериментальної перевірки фазового способу УЗТ виробів з багат шарових матеріалів

Установка містить: керований генератор сигналів PSGU 1000, підсилювач потужності ГЗ-112/1, АЦП типу ACUTE DS-1202, ПЕП випромінювання ZQ1 типу П111-5.0-К3-001, ПЕП приймання ZQ2, цифровий осцилограф GDS-840S, персональний комп'ютер (ПК) з розробленим програмним забезпеченням.

Методика досліджень включала наступні етапи:

- 1) Формування в ПК вихідних даних для генерації зонduючого сигналу.
- 2) Генерація та підсилення радіоімпульсного сигналу та його перетворення в ПЕП в ультразвукові коливання.
- 3) Прозвучування ОК.
- 4) Отримання прийнятого акустичного сигналу та його перетворення в ПЕП в електричний сигнал.
- 5) Підсилення електричного сигналу та його аналого-цифрове перетворення.
- 6) Імпорт отриманої вибірки значень сигналу в ПК.
- 7) Опрацювання отриманих даних, що включає визначення ФХС та оцінювання затримки відбитих сигналів з використанням розробленого програмного забезпечення (ПЗ).

Цифровий осцилограф виконував функцію візуалізації і контролю параметрів сигналів ПЕП в процесі прозвучування ОК, аналого-цифрового перетворення і передавання отриманої вибірки у ПК.

ПК формував значення вибірки радіоімпульсного сигналу, який уявляв собою відрізки синусоїди тривалістю 6 періодів (рис. 6.15) сигналу-носія частотою  $f = 1,25$  МГц і періодом повторення 8 мс. Така значна тривалість зонduючого сигналу обрана з метою отримання умови його суміщення в часі з лунасигналом та дослідження їх ФХС.

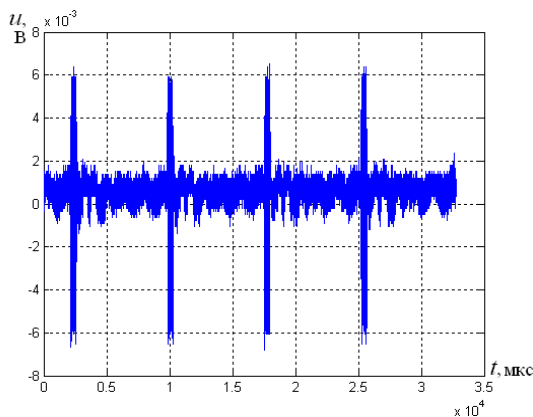


Рис. 6.15. Осцилограма послідовності зонduючих сигналів

ОК, що прозвучувався в експерименті, уявляв собою алюмінієву пластину завтовшки  $h = 10$  мм зі швидкістю поширення акустичних поздовжніх хвиль  $c_l \cong 6350$  м/с.

Отриманий в перетворювачі ZQ2 сигнал підсилювався з коефіцієнтом  $K = 10$  і подавався на АЦП (розрядність 8 біт, максимальна частото-

та дискретизації 200 МГц). Частота дискретизації сигналу – 100 МГц. Отриманий цифровий сигнал (масив значень сигналу обсягом 32760 точок) передавався через USB-порт в ПК. Опрацювання даних здійснювалось в середовищі MATLAB [6.19 – 6.24].

На рис. 6.16 а, а показано реалізацію зонduючого сигналу, а на рис. 6.16 б – фрагмент ФХС суміші зонduючого і відбитого сигналів.

Розрахункове значення тривалості зонduючого сигналу становило  $\tau_3 = 6/f = 4,8$  мкс, а розрахункове значення затримки відбитого сигналу для прийнятих вхідних даних:  $\tau_p = 2h/c = 2 \cdot 10 \cdot 10^{-3} / 6350 = 3,15$  мкс.

Часове положення стрибка значень ФХС (рис. 6.17б) відповідає часовій затримці  $\tau = 3,5$  мкс, що відрізняється від розрахованого на 0,35мкс, отже відносна похибка вимірювань часових інтервалів за умови суміщення в часі сигналів в УЗТ складає  $\delta h = 10\%$ .

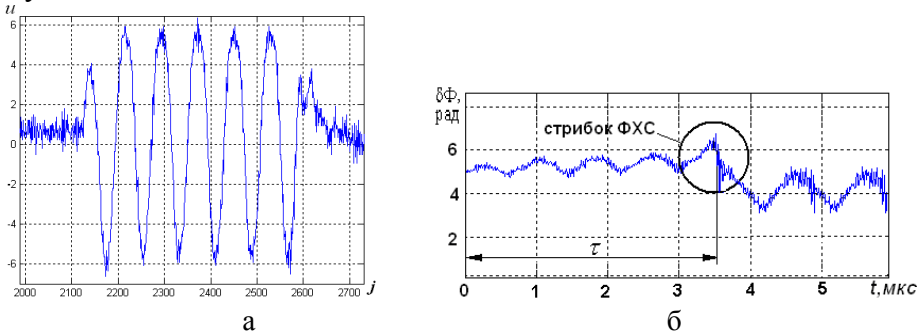


Рис. 6.16. Графік зонduючого сигналу та фрагмент ФХС суміші зонduючого і відбитого сигналів за їх часткового суміщення в часі

Було проведено експеримент з перевірки надійності виявлення інформаційного стрибка ФХС. В серії з 1000 експериментів з визначення товщини ОК у 910 випадках інформаційний стрибок значень ФХС був надійно виявлений, що дозволило оцінити вірогідність їх виявлення на рівні  $\sim 0,9$ .

#### 6.4 Експериментальні дослідження процесу поширення фазоманіпульованого сигналу в ЕАТ товщиноміра

Експериментальні дослідження виконувались з метою підтвердження неспотвореного передавання стрибка значень фазової характеристики зонduючого сигналу в електроакустичному тракті УЗТ [6.25].

Експериментальні дослідження проводились за наступних умов.

1. Для вимірювання товщини використовуються поздовжні хвилі.



2. Частота сигналу-носія становить 5,0 МГц. Тривалість зонduючого радіоімпульсу – 4 періоди сигналу-носія.
3. Товщина ОК задовольняє умову: затримка ультразвукового сигналу в ОК набагато більша за тривалість зонduючого імпульсу, що унеможлиблює збіг в часі зонduючого та донного сигналів.
4. Матеріал ОК не має дисперсії швидкості ультразвуку.

Для проведення експериментальних досліджень створено вимірну установку, до складу якої входили генератор імпульсів АНР-3122, ультразвуковий дефектоскоп типу USPC 3100 LA, ПК та ПЕП. Для формування та генерації сигналу використовувався програмований генератор сигналів АНР-3122.

В дослідях використовувались два типи ПЕП суміщеного типу:

1. Panametrics C309 на базі композитної п'єзокераміки (широкосмуговий перетворювач), робоча (центральна) частота 5,0 МГц, діаметр п'єзопластини 12,5 мм.

2. П211-5-П20, на базі звичайної п'єзокераміки (вузькосмуговий перетворювач) робоча частота 5,0 МГц, діаметр п'єзопластини 20,0 мм.

В якості приладу отримання та попереднього оброблення сигналів УЗТ використано одноплатний одноканальний дефектоскоп типу USPC 3100 LA. Дефектоскоп виконував функції підсилення, фільтрації, аналого-цифрового перетворення сигналів та їх передавання в ПК зі збереженням отриманої інформації у вигляді файлу даних.

Зонduючий сигнал формувался як фазоманіпульований радіоімпульсний сигнал виду (2.5) з наступними характеристиками: амплітуда сигналу 5 В; частота сигналу-носія 5,0 МГц; тривалість радіоімпульсів 0,8 мкс; період повторення радіоімпульсів 1 мс; момент маніпуляції сигналу-носія затриманий відносно початку радіоімпульсу на 0,4 мкс.

ПЕП встановлювався на ОК – калібрувальний зразок СО-3Р (рис. 6.17), що пройшов метрологічну перевірку на відповідність вимогам ГОСТ 1857685. За свідцтвом про перевірку затримка поширення ультразвукового сигналу в СО-3Р становить  $\tau_{\text{ОК}} = 19,94$  мкс, швидкість поширення ультразвуку –  $v = 5913,9$  м/с .



Рис. 6.17. Фото зразка СО-3Р

В табл. 6.7 наведені основні акустичні властивості матеріалу, з якого виготовлено зразок СО-ЗР.

Таблиця 6.7. Акустичні властивості матеріалу зразка СО-ЗР

Акустичні властивості	Значення
Товщина зразка $h$ , мм	56
Густина $\rho$ $10^3$ кг/м <sup>3</sup>	7,850
Швидкість ультразвукової поздовжньої хвилі $c_l$ , $10^3$ м/с	5,9139
Модуль Юнга $E^{10}$ , ГПа	210
Коефіцієнт Пуассона	0,28
Час поширення сигналу в еталонному зразку $\tau_E$ , мкс	19,94±0,02
Коефіцієнт загасання на частоті 2,5 МГц $\alpha$ , Нп/м	1,7
Хвильовий опір $Z$ , $10^6$ Па·с/м	46,5

На першому етапі випробувань було проведено дослідження амплітудно-частотної характеристики (АЧХ) широкосмугового перетворювача типу Panametrics C309 за допомогою цифрового осцилографа типу Tektronix TDS 2002C. Отримана експериментальна характеристика (рис. 6.18а) була порівняна з паспортною (рис. 6.18б). З отриманих графіків видно, що смуга пропускання за рівнем -6 дБ для перетворювача Panametrics C309 становить  $\Delta f \sim 4$  МГц (від 3,19 МГц до 7,28 МГц), відповідно добротність перетворювача оцінюється величиною  $Q = f / \Delta f = 5/4 = 1,25$ .

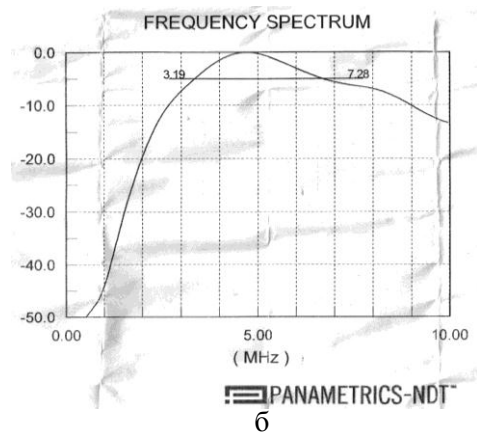
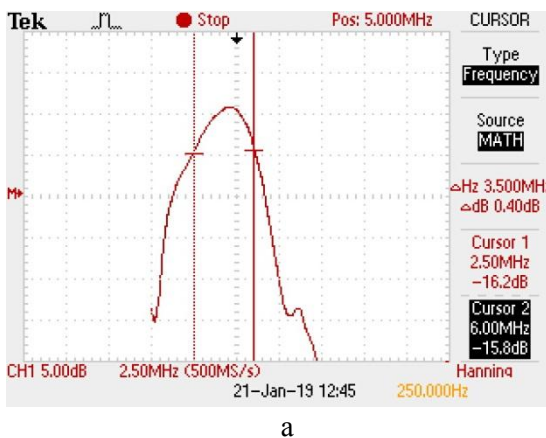


Рис. 6.18. АЧХ перетворювача Panametrics C309: виміряна (а) та паспортна (б)

Результати оброблення експериментальних даних, з використанням перетворювача Panametrics C309 зображено на рис. 6.19.

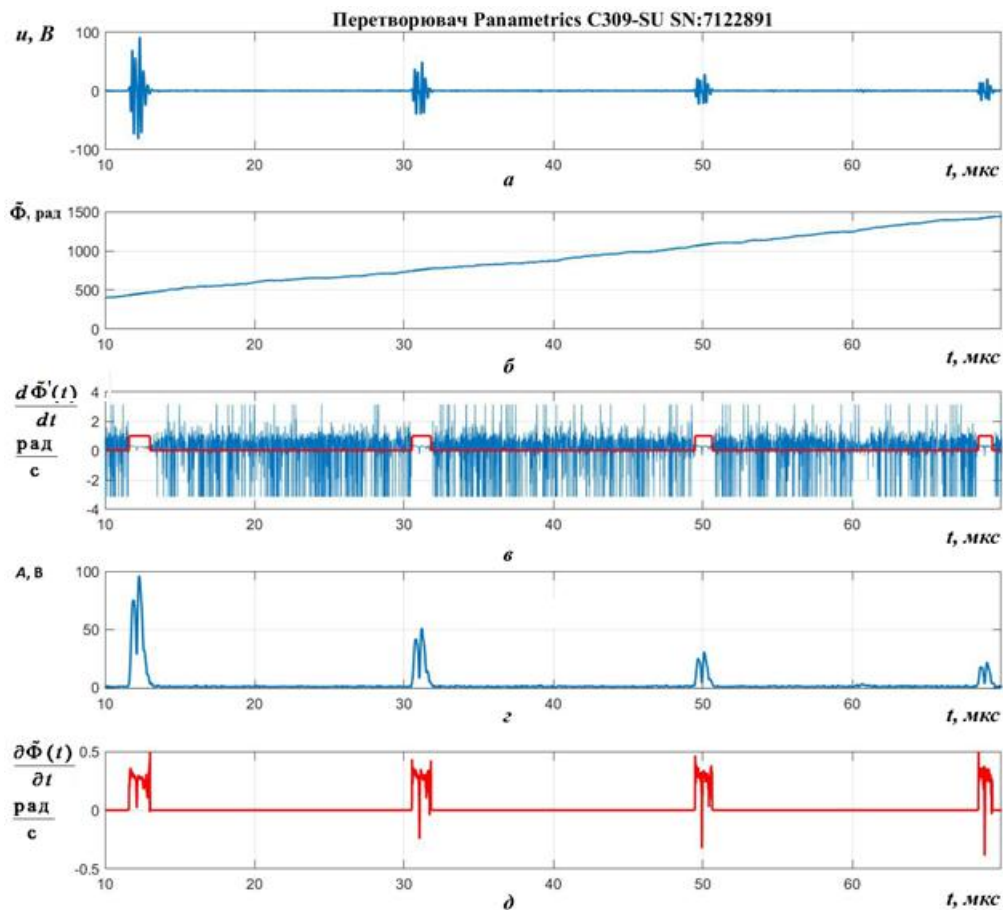


Рис. 6.19. Графіки експериментального сигналу та його характеристик у випадку використання перетворювача Panametrics C309

Оброблення вимірюваного сигналу  $u(t)$  виконувалось на інтервалі часу тривалістю 60 мкс (від 10 мкс до 70 мкс), який включав послідовність луна сигналів з першого по четвертий (рис. 6.19а), за розробленою на етапі моделювання методикою (див. р. 4).

На рис. 6.19 зображено:

епюра б – графік розрахованої розгорнутої фазової характеристики ланасигналу  $\tilde{\Phi}(t)$ ;

епюра в – графік похідної  $\tilde{\Phi}(t)/dt$  та стробів прямокутної форми, які

забезпечують селекцію інформативних стрибків значень ФХС;

епюра г – графік обвідної  $A(t)$  сигналу  $u(t)$ , за якою формують строби;

епюра д – графік ділянок похідної ФХС  $\tilde{f}'(t)/dt$  з інформативними стрибками її значень, за якими визначається часовий інтервал  $\tau$ .

З отриманих графіків видно, що у випадку широкосмугового ПЕП:

1) стрибки значень ФХС фазоманіпульованого зонduючого радіосигналу обмеженої тривалості передаються через ЕАТ товщиноміра і надійно фіксуються наявними апаратними засобами;

2) інтервал часу між стрибками значень ФХС відповідає затримці на поширення коливань в ОК, що дає змогу оцінити  $\tau_3$  з високою точністю.

Для встановлення точності вимірювання  $\tau$  було проведене визначення часу затримки поширення вимірюваного сигналу в ОК між першим і другим, другим і третім та третім і четвертим лунасигналами:  $\tau_{1-2}, \tau_{2-3}, \tau_{3-4}$ . У проведеній серії з 20 вимірювань отримано такі усереднені значення затримки:

$$\tau_{1-2} = 19,95 \text{ мкс}, \quad \tau_{2-3} = 19,94 \text{ мкс}, \quad \tau_{3-4} = 19,96 \text{ мкс}.$$

Для кожного отриманого результату абсолютна похибка вимірювання становила:

$$\begin{aligned} \Delta t_{1-2} &= \tau_{1-2} - \tau_{\text{ОК}} = 0,01 \text{ мкс}; \quad \Delta t_{2-3} = \tau_{2-3} - \tau_{\text{ОК}} = 0; \\ \Delta t_{3-4} &= \tau_{3-4} - \tau_{\text{ОК}} = 0,02 \text{ мкс}, \end{aligned}$$

що відповідає періоду дискретизації АЦП дефектоскопа.

На другому етапі випробувань було проведено досліди зі стандартним (вузькосмуговим) перетворювачем типу П211-5-П20. Отримана АЧХ цього ПЕП показані на рис. 6.20.

В проведеному досліді смуга пропускання перетворювача П211-5-П20 за рівнем -6 дБ становила  $\Delta f \sim 1,7$  МГц (від 4,2 МГц до 5,9 МГц), відповідно його добротність склала  $Q = f/\Delta f = 5/1,7 = 2,9$ , тобто більше ніж в 2,3 рази вища за добротність перетворювача Panametrics С309.

Графіки експериментального лунасигнала, отриманого за допомогою перетворювача П211-5-П20 та результати його оброблення зображені на рис. 6.21 (наіменування епюр аналогічно рис. 6.19).

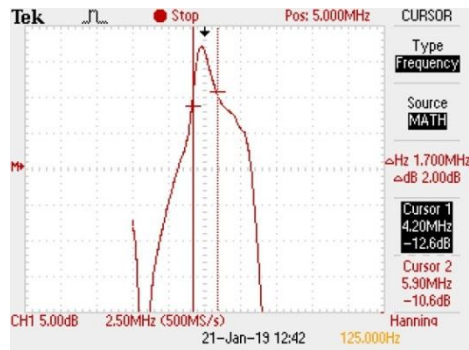


Рис. 6.20. АЧХ вузькосмугового перетворювача типу П211-5-П20

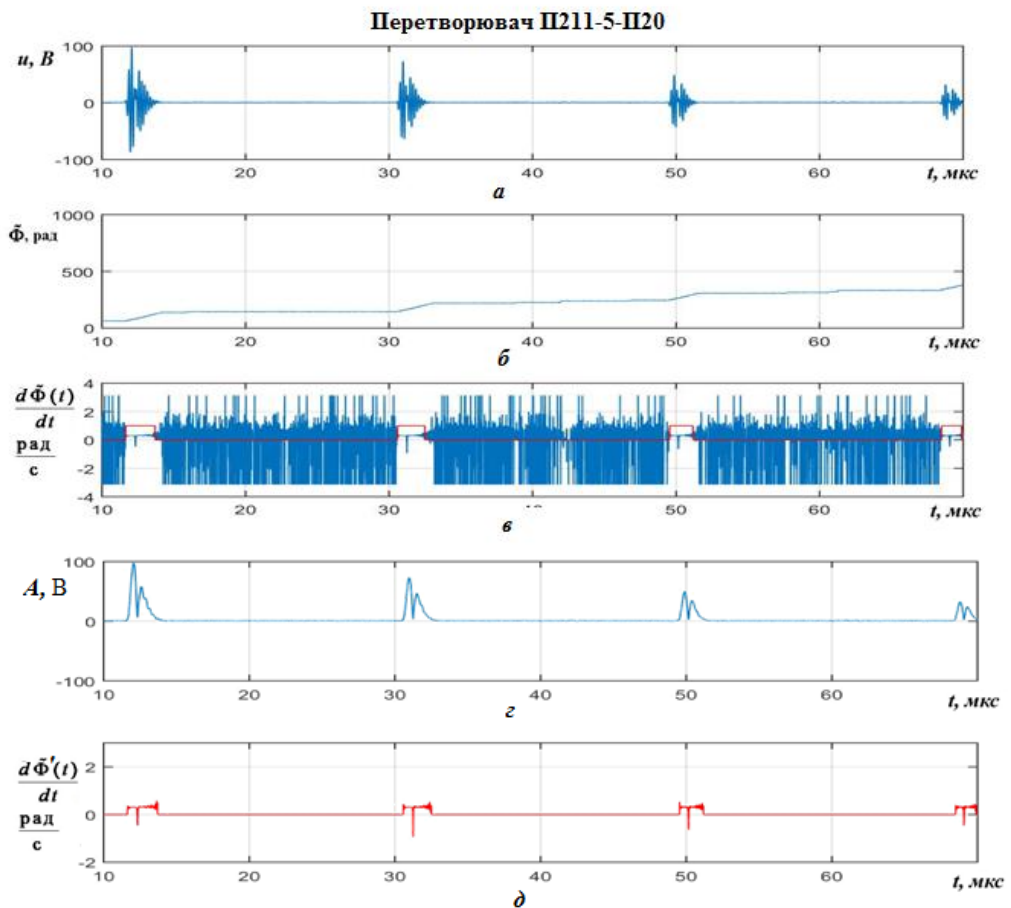


Рис. 6.21. Графіки експериментального сигналу та його характеристик за використання перетворювача П211-5-П20

З отриманих графіків видно, що:

1) внаслідок більш високої добротності ПЕП лунаїмпульси мають збільшену за рахунок перехідних процесів тривалість;

2) фазоманіпульований зонduючий сигнал поширюється в ЕАТ ультразвукового товщиноміра з таким рівнем спотворень, який дає змогу виявляти стрибки значень ФХС;

3) положення стрибків ФХС лунаісигналу відповідають затримці на поширення лунаісигналів в ОК;

4) положення стрибків ФХС лунаісигналу відповідають моментам приходу донних радіоімпульсів, що дає змогу оцінити час затримки  $\tau$  з високою точністю.

Таким чином, результати досліджень засвідчили, що у випадку використання ПЕП з вузькою смугою пропускання також існує можливість визначати затримку сигналу в ОК за моментами стрибкоподібної зміни значень ФХС. Проте цьому випадку відповідають більші спотворення форми сигналу ніж у випадку використання ПЕП з широкою смугою пропускання. Про ці спотворення не чинять суттєвого впливу на можливість виявлення моментів фазової маніпуляції сигналу-носія. Розкид значень абсолютної похибки вимірювання часових інтервалів, як і у випадку використання широкосмугового ПЕП, не перевищував  $\pm 0,02$  мкс.

В цілому проведені експериментальні дослідження запропонованих способів товщинометрії довели можливість передавання стрибків значень фазової характеристики зонduючого сигналу після його поширення в ЕАТ ультразвукового лунаїмпульсного товщиноміра без суттєвих спотворень та довели можливість їх практичного застосування для прецизійного вимірювання часу затримки ультразвукового сигналу.

### Література до розділу 6

- 6.1. *Патент* на корисну модель № 35057 Україна, МПК (2006) G01B 17/02. Спосіб ультразвукового вимірювання товщини виробів / Ю.В. Куц, В.С. Єременко, О.В. Монченко та ін; заявник та патентовласник Національний авіаційний університет. – № u200805320; заявл. 23.04.2008; опубл. 26.08.2008, Бюл. № 16.
- 6.2. *Шестов Н.С.* Выделение оптических сигналов на фоне случайных помех / Шестов Н.С. – М.: Сов.радио, 1967 г. – 347 с.
- 6.3. *Марченко Б.Г.* Теоретичні основи аналізу стохастичних сигналів і шумів. Навчальний посібник / Б.Г. Марченко, М.В. Приймак, Л.М. Щербак. – Тернопіль: ТДТУ імені Івана Пулюя, 2001. – 179 с.

- 6.4. *ГОСТ 14782-86*. Контроль неразрушающий. Соединения сварные. Методы ультразвуковые. – Введ. 01.01.88. – М.: Стандартинформ, 2005. – 29 с.
- 6.5. *ГОСТ 17622-72*. Стекло органическое техническое. Технические условия. – Введ. 01.07.73. – М.: Государственный комитет СССР по управлению качеством продукции и стандартам, 1973. – 23 с.
- 6.6. *Бистра І.М.* Експериментальні дослідження фазового методу ультразвукового неруйнівного контролю / І.М. Бистра, Ю.В. Куц, Ю.А. Олійник // Східно-Європейський журнал передових технологій. – 2013. – № 1/9 (61). – С. 49-53.
- 6.7. *Бистра І.М.* Аналіз ефективності фазового методу виявлення сигналів ультразвукового контролю / І.М. Бистра, Ю.В. Куц, Ю.А. Олійник та ін. // «Авіа-2013»: матеріали XI Міжнар. наук.-техн. конф., 21–23 травня 2013 р.: тези доп. – К.: НАУ, 2013. – Т.1. – С. 1.9-1.12.
- 6.8. *Цапенко В.К.* Основи ультразвукового неруйнівного контролю: Підручник / В.К. Цапенко, Ю.В. Куц. – К.: НТУУ «КПІ», 2010. – 448 с.
- 6.9. *Неразрушающий контроль* и диагностика: Справочник / В.В. Клюев, Ф.Р. Соснин, А.В. Ковалев и др.; под ред. В.В. Клюева. – 2-е изд. – М.: Машиностроение, 2003. – 656 с.
- 6.10. *Тейлор Дж.* Введение в теорию ошибок: Пер. с англ. / Дж. Тейлор. – М.: Мир, 1985. – 272 с.
- 6.11. *Новицкий В.П.* Оценка погрешностей результатов измерений / В.П. Новицкий, И.А. Зограф. – Л.: Энергоатомиздат. Ленингр. отделение, 1991. – 304 с.
- 6.12. *Володарський Є. Т.* Метрологічне забезпечення вимірювань та контролю: навч. посіб. / Є. Т. Володарський, В. В. Кухарчук, В. О. Поджаренко та ін. – Вінниця: ВЕЛЕС, 2001. – 219 с.
- 6.13. *Рабинович С.Г.* Погрешности измерений / С.Г. Рабинович. – Л.: Энергия, 1978. – 262 с.
- 6.14. *Мокійчук В.М.* Оцінювання невизначеності вимірювання товщини луноїмппульсним методом / В.М. Мокійчук, О.В. Монченко // Системи обробки інформації, – 2012. – № 1 (99). – С.74-77.
- 6.15. *Захаров И.П.* Теория неопределенности в измерениях. Учеб. пособие / И.П. Захаров, В.Д. Кукуш. – Харьков: Консум, 2002. – 256 с.
- 6.16. *ДСТУ-Н РМГ 43:2006*. Метрологія. Застосування «Руководс-

- тва по вираженню неопределенности измерений», (РМГ 43–2001, ІДТ). – Введ. 01.01.07.– К.: Держспоживстандарт України, 2006. – 27.
- 6.17. *Василевський О.М.* Основи теорії невизначеності вимірювань: навчальний посібник / О.М. Василевський, В.Ю. Кучерук. – Вінниця: ВНТУ, 2012. – 172 с.
- 6.18. *Ціделко В. Д.* Невизначеність вимірювання. Обробка даних і подання результату вимірювання: монографія / В. Д. Ціделко, Н. А. Яремчук. – К.: ІВЦ Видавництво «Політехніка», 2002. – 176 с.
- 6.19. *Оппенгейм А.* Мир цифровой обработки / А. Оппенгейм, Р. Шафер. – М. : Техносфера, 2006. – 856 с.
- 6.20. *Осноvy* цифровой обработки сигналов: курс лекций / А. И. Солонина, Д. А. Улахович, С. М. Арбузов [и др.] – СПб.: БХВ-Петербург, 2003. – 608 с.
- 6.21. *Лазарев Ю.* Моделирование процессов и систем в MATLAB : учеб. курс / Ю. Лазарев. – СПб. : Питер; К. : Изд. группа ВHV, 2005. – 512 с.
- 6.22. *Сергиенко А. Б.* Цифровая обработка сигналов / А. Б. Сергиенко. - СПб.: Питер, 2003. – 604 с.
- 6.23. *Дьяконов В.* MATLAB : учеб. курс / В. Дьяконов. - СПб. : Питер, 2001. –560 с.
- 6.24. *Поршнев С. В.* MATLAB 7. Основы работы и программирования : . учебник / С. В. Поршнев. – М.: ООО «Бином-Пресс», 2006. – 320с.
- 6.25. *Куц Ю.В.* Практична реалізація фазового способу ультразвукової товщинометрії / Ю.В. Куц, О.Д. Близнюк, О.В.Монченко та ін. // 7-а наук.-техн. конф. «Сучасні прилади, матеріали і технології для неруйнівного контролю та технічної діагностики машинобудівного і нафтогазопромислового обладнання». Зб. тез доповідей / ІФНТУНГ. – Івано-Франківськ, 2014. – С. 49-53.



**Наукове видання**

НАЦІОНАЛЬНИЙ ТЕХНІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ УКРАЇНИ  
“Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського”

Куц Юрій Васильович,  
Монченко Олена Володимирівна, Бистра Інна Миколаївна,  
Олійник Юрій Анатолійович

**Фазовий метод ультразвукової товщинометрії  
виробів з конструкційних матеріалів**

**Монографія**

Підп. до друку 29.10.2019.  
Формат 60×90/16. Друк офсетний.  
Гарнітура TimesNewRoman/ . Умов. друк. арк.: 12.  
Наклад прим.:100. Замовлення № 2910/19

Видавець: ТОВ «НВП «Інтерсервіс»,  
м. Київ, вул.. Бориспільська, 9,  
Свідоцтво : серія ДК № 3534 від 24.07.2009 р.

Виготовлювач: СПД Капінус Г.М.  
м. Київ, вул.. Бориспільська, 9