

УДК 620.179.16

О.В. Монченко

Національний авіаційний університет, Київ

ДОСЛІДЖЕННЯ ФАЗОВОГО ВИЯВЛЯЧА СИГНАЛІВ ДЛЯ УЛЬТРАЗВУКОВОГО НЕРУЙНІВНОГО КОНТРОЛЮ

У статті проведено дослідження фазового виявляча сигналів для задач ультразвукового контролю композиційних матеріалів на фоні адитивної гауссівської завади. Дослідження проводилось для різних співвідношень періоду несучої частоти, тривалості імпульсу сигналу та апертури ковзного вікна числового усереднення. Моделювання виконано в системі Matlab.

Ключові слова: фазовий виявляч, фазова характеристика сигналу, перетворення Гільберта.

Вступ

Композиційні матеріали (КМ) набули значного поширення завдяки своїм унікальним фізико-механічним властивостям. З їх появою виникла необхідність удосконалювати методи контролю якості КМ.

Ультразвуковий НК є універсальним методом, що може бути використаний для аналізу механічних чи структурних властивостей КМ, а також вимірювання товщини об'єктів, проведення дефектоскопії та формування акустичних зображень виробів з металів, неметалів та КМ. Ультразвукові методи широко використовуються в НК, так як вони безпечні для людини, економічно ефективні, потребують мінімальної підготовки поверхні і забезпечують визначення механічних властивостей матеріалів, виявлення дефектів виробів різного призначення [1].

З акустичних методів контролю найбільш поширеним є ультразвуковий (УЗ) [2], який дозволяє виявляти внутрішні дефекти, неоднорідності структури, оцінювати механічні властивості матеріалів, аналізувати їх напружений стан. Однак практично всі поширені ультразвукові дефектоскопи і прилади для визначення швидкості ультразвуку погано адаптовані для таких КМ, як бетон, залізобетон, дерево, гірські породи, будівельні матеріали. Значне загасання сигналу в таких матеріалах та наявність завад різного характеру приводить до зменшення відношення сигнал/шум (С/Ш), що суттєво знижує вірогідність контролю. Для якісного контролю КМ необхідно істотно збільшувати довжину хвилі і, відповідно, проводити контроль на частотах 20-200 кГц, що вимагає застосування спеціалізованих низькочастотних приладів і перетворювачів. Отже, **метою статті є:**

- вибір перспективного методу обробки інформаційного сигналу в системах імпульсної ультразвукової товщинометрії;
- розробка числової моделі і алгоритму реалізації обґрунтованого методу обробки;
- оцінка параметрів моделі для отримання достовірних результатів моделювання;

- оцінка потенційних характеристик точності прийнятого методу обробки.

Для виділення імпульсного сигналу з його суміші з адитивним шумом високого рівня використовуються методи узгодженої фільтрації та методи на основі кореляційної обробки.

Методи узгодженої фільтрації потребують застосування складних фільтруючих систем, узгоджених з сигналом. В разі зміни зондуючого сигналу з метою підвищення роздільної здатності такі системи повинні бути модифіковані.

Кореляційні методи обробки на основі використання опорного сигналу дозволяють виявляти відбиті сигнали при високих рівнях шуму і забезпечують функціонування незалежно від тривалості зондуючого імпульсу.

Перспективним методом є метод обробки прийнятого сигналу пристроєм виявлення на основі перетворення Гільберта [3].

Постановка задачі. Аналізований сигнал УЗ НК представляється сумою інформаційної складової у вигляді радіоімпульсу з гауссівською обвідною і адитивного гауссівського шуму виду:

$$u_c(t) = U(t) \sin(2\pi f(t - \tau_n)) + \xi(t), t \in [0, T_A], \quad (1)$$

де $U(t)$ – обвідна радіоімпульсу з максимальним значенням U_m ; f – частота несучого сигналу; t – час; T_A – тривалість радіоімпульсу на рівні $0,1U_m$ ($T_A > f^{-1}$); τ_n – затримка сигналу на поширення в ОК; $\xi(t)$ – реалізація гауссівського шуму з дисперсією σ^2 і нульовим математичним сподіванням.

Сигнал (1) представлений вибіркою значень $\{u[j], j = \overline{1, N}\}$ в дискретні моменти часу jT_d (T_d – період дискретизації), $N = \lceil T_A/T_d \rceil$ – об'єм вибірки; $\lceil \cdot \rceil$ – позначення цілої частини числа. Необхідно запропонувати фазовий виявляч радіосигналів і оцінити ймовірність їх виявлення при відношенні С/Ш близькому до одиниці [4, 5].

Розв'язок поставленої задачі

Виявлення радіоімпульсу на фоні адитивної завади з метою оцінки його часового положення виконуються на основі визначення та аналізу фазової характеристики сигналу.

Дискретна фазова характеристика сигналу (ФХС) визначається за допомогою дискретного перетворення Гільберта аналізованого сигналу

$$\hat{u}[j] = H(u[j]),$$

де H – оператор дискретного перетворення Гільберта.

Дробова (визначена однозначно в інтервалі $[0, 2\pi)$) частина дискретної ФХС обчислюється відповідно до виразу:

$$\varphi[j] = \Phi(u\hat{u}[j], u[j]) = \arctg(\hat{u}[j]/u[j]) + (\pi/2) \cdot \{2 - \text{sign}(\hat{u}[j])(1 + \text{sign}(u[j]))\}, \quad (2)$$

де $\text{sign}(\cdot)$ – позначення знакової функції, Φ – оператор обчислення дробової частини дискретної ФХС.

В інтервалі $[0, 2\pi)$ різниця дискретних ФХС (2) і фази гармонічного сигналу з частотою несучої визначається як

$$\Delta\varphi[j] = (\varphi[j] - (2\pi f_j T_d)) \pmod{2\pi}, \quad j = \overline{1, N}. \quad (3)$$

Зі статистичної фазометрії [3] відомо, що оцінкою розсіювання значень $\Delta\varphi$ є кругова вибіркова дисперсія $V = 1 - \gamma$, або однозначно пов'язана з нею вибіркова довжина сумарного вектора γ . Ознакою присутності радіосигналу є перевищення статистикою $\gamma \in (0, 1]$ деякого порога Π , що використовується для виділення радіосигналів на фоні перешкод. R – обрахункова величина поточного значення статистики γ . Визначення поточного значення статистики γ виконується після віконної обробки вибірки $\{\Delta\varphi[j], j = \overline{1, J}\}$ в вікно прямокутної форми з апертурою M_w . Вікно забезпечує відбір частини значень $\Delta\varphi[j]$ в ковзному режимі на інтервалі часу кратному f^{-1} .

$$\Delta\varphi[k, M_w] = \left\{ \Delta\varphi[k], k \in j - \frac{M_w - 1}{2}, j + \frac{M_w - 1}{2}, j \in \frac{M_w - 1}{2}, N - \frac{M_w - 1}{2} \right\}. \quad (4)$$

Передбачається, що в (4) значення M_w непарне, а $T = JT_a$. Поточне значення вибіркової довжини сумарного вектора визначається як

$$r[j, M_w] = \sqrt{C^2[j, M_w] + S^2[j, M_w]}, \quad (5)$$

де $C[j, M_w] = \frac{1}{M_w} \sum_{k=j-0,5(M_w-1)}^{j+0,5(M_w-1)} \cos \Delta\varphi[k, M_w]$; (6)

$$S[j, M_w] = \frac{1}{M_w} \sum_{k=j-0,5(M_w-1)}^{j+0,5(M_w-1)} \sin \Delta\varphi[k, M_w]. \quad (7)$$

Ознакою присутності в аналізованій вибірці радіосигналу є перевищення статистикою певного порогу $\Pi \in (0, 1)$. Вихідний сигнал пристрою вияв-

лення представляється як

$$P[j, M_w] = \begin{cases} 1, & r[j, M_w] > \Pi, \\ 0, & r[j, M_w] \leq \Pi. \end{cases} \quad (8)$$

Значення порогу Π вибирається з урахуванням заданих рівнів помилок виявлення першого α і другого β роду і поточних параметрів статистики γ . В роботі показано, що як для гаусівського шуму, так і для його адитивної суміші з гармонічним сигналом статистика γ підпорядковується бета-розподілу з щільністю ймовірності

$$p(x) = \frac{1}{B(a, b)} x^{a-1} (1-x)^{b-1}, \quad x \in [0, 1], \quad a \geq 1, \quad b \geq 1, \quad (9)$$

де $B(a, b)$ – бета-функція, a, b – параметри розподілу, пов'язані з математичним сподіванням M_γ і дисперсією D_γ статистики γ виразами:

$$a = M_\gamma^2 (1 - M_\gamma) / D_\gamma - M_\gamma, \quad b = a \cdot (1 - M_\gamma) / M_\gamma. \quad (10)$$

В прийнятому до реалізації методі виявлення інформаційний параметр $\Delta\varphi$ входить до складу суттєво нелінійних функцій $\sin(\Delta\varphi)$, $\cos(\Delta\varphi)$. Це означає, що задача визначення параметру виявлення R являється суттєво нелінійною і може бути вирішена тільки чисельними методами. Розроблена модель заснована на методі статистичних випробувань Монте-Карло.

При цьому для обчислення параметру виявлення і статистичних характеристик пристрою виявлення, вхідний сигнал представляється адитивною сумішшю імпульсного зондуючого сигналу і згенерованої нормально розподіленої псевдовипадкової послідовності в якості шуму. Прийнята суміш аналізується чисельним методом на основі розробленої моделі (рис. 1).

Для дослідження характеристик пристрою виявлення використовувалось програмне середовище MATLAB. Для моделювання характеристик фазового пристрою виявлення використано дві методики: методика на основі теоретичної β функції для густини розподілу вірогідності параметру виявлення сигналу R [5]; методика на основі використання функції розподілення, отриманої в результаті прямого статистичного аналізу параметру виявлення.

Перевагою моделі на основі експериментального закону розподілу густини R можна вважати незалежність результатів роботи пристрою виявлення від виду вхідного шуму. При проведенні розрахунків доцільно виконати нормування числових величин, а в якості незалежних параметрів використати параметри з прозорим і суттєвим впливом на вихідні характеристики пристрою виявлення.

В моделі тактова частота прийнята $Ft=1$ (у відносних одиницях). При цьому, розрахункова сітка перетворюється на натуральний числовий ряд, що призводить до значних спрощень і підвищення точності розрахунків. Всі інші параметри виражаються через значення тактової частоти цілими числами.

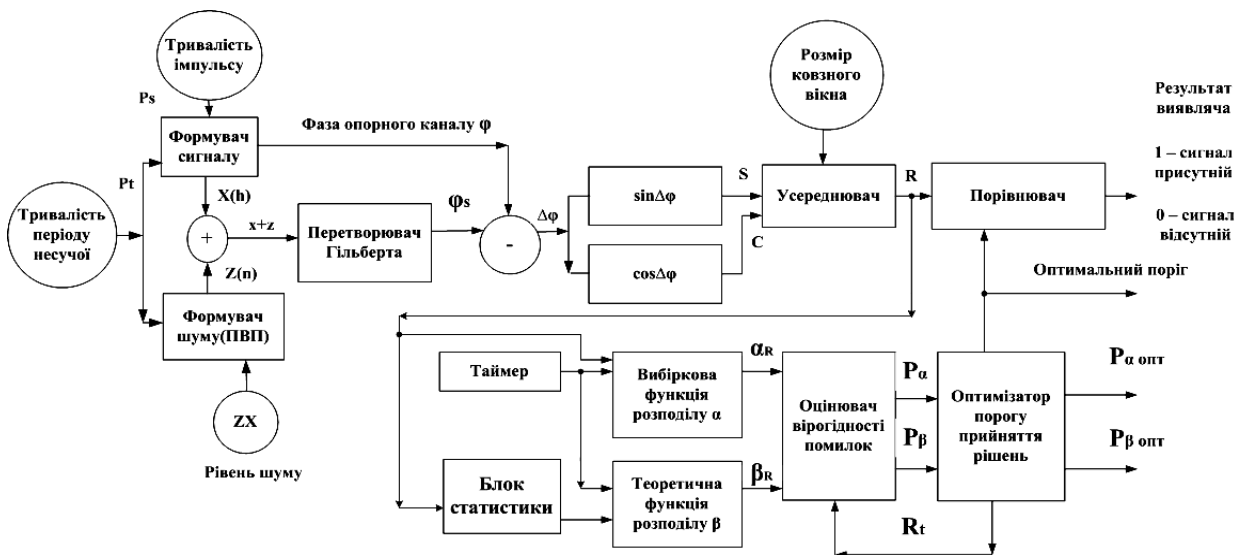


Рис. 1 Структурно-логічна схема фазового пристрою виявлення сигналів для УЗ НК

Параметр 1 – період несучої частоти (P_t) – значення несучої частоти вимірювального сигналу задається відносним періодом несучої – кількістю тактових імпульсів на одному періоді несучої частоти. Параметр 2 – тривалість імпульсу сигналу (P_s) – значення тривалості імпульсу сигналу виражене в кількості періодів несучої частоти. Параметр 3 – розмір ковзного вікна числового усереднення (P_w) – значення розміру ковзного вікна числового усереднення – відношення вікна до тривалості імпульсу сигналу. Параметр 4 – параметр моделі вхідного сигналу (z_x) – СКЗ нормально розподіленого шуму по відношенню до діючого значення імпульсного сигналу.

1. Оцінка впливу періоду несучої частоти і вибір прийняттого значення.

Відносний період несучої частоти визначається кількістю тактових імпульсів на періоді гармонічного сигналу. Значення цього параметру в значній мірі впливає на точність моделювання неперервних сигналів числовими методами. Згідно з теоремою Котельникова, величина параметру P_t повинна бути $P_t > 2$, але прийнятну точність розрахунків можна очікувати при значеннях $P_t \geq 50$.

При фіксованих значеннях інших параметрів: $P_s=20$; $P_w=0.5$; $z_x=1.41$, параметр P_t змінювався в межах 10...200 (від 10 до 200). В якості вихідних характеристик використовувались: значення прийнятного порогу виявлення та мінімальної вірогідності помилки пристрою виявлення; математичне сподівання та середнє квадратичне відхилення параметру виявлення для суміші С/Ш; математичне сподівання та середнє квадратичне відхилення параметру виявлення для суміші за відсутності сигналу. Аналізуючи отримані дані, можна зробити висновок, що вказані параметри стабілізуються за величиною при $P_t > 80$.

Збільшення величини P_t покращує точність розрахунків, але супроводжується зростанням обчислювальних затрат.

При математичній обробці сигналів фазового пристрою виявлення можна рекомендувати значення P_t в діапазоні 90...140 (від 90 до 140).

2. Оцінка впливу розміру ковзного вікна і вибір оптимального значення.

Вікно числового усереднення визначає точність обчислення параметру виявлення R на основі отримання числових даних. Для підвищення точності розрахунку R слід збільшувати розмір вікна усереднення. При використанні імпульсних сигналів значення P_w обмежено тривалістю імпульсу ($P_w < 1$). Оскільки, окрім розрахунку параметру виявлення в межах тривалості сигналу, необхідно здійснити розрахунок статистичних характеристик самого параметру R .

Для оцінки впливу P_w на характеристики пристрою виявлення проведено числове моделювання при фіксованих значеннях інших параметрів: $P_t=100$; $P_s=20$; $z_x=1.41$. Параметр P_w змінювався в межах 0,1...0,8 (від 0.1 до 0.8). В якості вихідних характеристик використовувались: значення оптимального порогу рішення та мінімальної вірогідності помилки пристрою виявлення; математичне сподівання та середнє квадратичне відхилення параметру виявлення для суміші С/Ш; математичне сподівання та середнє квадратичне відхилення параметру виявлення для суміші за відсутності сигналу.

Аналізуючи отримані дані, можна зробити висновок, що прийнятною величиною ширини ковзного вікна числового усереднення являється $P_w > 0.3$. За менших значеннях зростає помилка при прийнятті рішення. При збільшенні значення зростають обчислювальні затрати за рахунок складних математичних операцій при розрахунку параметру R .

3. Оцінка впливу тривалості імпульсу сигналу і вибір оптимального значення.

Відносна тривалість імпульсу вимірювального сигналу значною мірою впливає на точність виявлення і можливість роботи при значному рівні зов-

нішнього шуму. Відомо, що тривалість імпульсу відносно періоду несучої задає відносну ширину спектру сигналу. При значних значеннях P_s спектр сигналу зосереджений у вузькому околі відносно частоти несучої. З'являється потенційна можливість виділення такого сигналу вузькосмуговим фільтром навіть при значному рівні шуму.

Але збільшення тривалості імпульсу сигналу суттєвим чином впливає на об'єм математичних операцій при обробці, оскільки при цьому: автоматично зростає кількість числових відліків, що підлягають обробці; збільшується абсолютна величина вікна числового усереднення; об'єм обчислень при розрахунку параметра R за значної кількості вузлів обчислення. Для оцінки впливу P_s на характеристики пристрою виявлення проведено числове моделювання при фіксованих значеннях інших параметрів: $P_t=100$; $P_w=0.3$; $z_x=1.41$. Параметр P_s змінювався в межах 10...60 (від 10 до 60). В якості вихідних характеристик використовувались: значення оптимального порогу рішення та мінімальної вірогідності помилки пристрою виявлення; математичне сподівання та середнє квадратичне відхилення параметру виявлення для суміші С/Ш; математичне сподівання та середнє квадратичне відхилення параметру виявлення для суміші за відсутності сигналу.

Результати моделювання фазового пристрою виявлення сигналів для ультразвукового неруйнівного контролю.

На основі розробленої моделі і оптимальних параметрів проведено числове дослідження фазового пристрою виявлення в широкому діапазоні значень сигнал/шум (z_x).

На рис. 2 приведено закони розподілу параметру R для суміші за відсутності сигналу і суміші С/Ш при значенні $z_x=2$, отримані: на основі експериментального закону розподілу, визначеного на основі отриманої вибірки (криві 1, 4); на основі теоретичного β - розподілу з відповідними значеннями пара-

метрів (криві 2, 3). Слід зазначити задовільну відповідність вказаних характеристик.

При збільшенні рівня вхідного шуму щільність ймовірності для відношення С/Ш зміщується вліво і зближається з характеристикою суміші за відсутності сигналу. При цьому ускладнюється задача виявлення вхідного сигналу в прийнятій суміші. Також, з рис. 2 видно, що математичне сподівання для суміші за відсутності сигналу знаходиться в діапазоні $R_{sh}=0.05$. Також показано, що при $z_x=5$ значення математичного сподівання суміші становитиме $R(C/Ш)=0.05$, що зробить неможливим виявлення сигналу при вказаному відношенні.

На рис. 3 приведені залежності помилок першого (пропуск дефекту) та другого (помилкова тривога) роду від порогу прийняття рішення при $z_x=2$ для різних методів аналізу. Видно, що діапазон встановлення порогу досить широкий. $\Delta R = 0.1$, що вказує на існування запасу по завадозахищеності. Також побудовані залежності значень оптимального порогу прийняття рішень і мінімальної вірогідності загальної помилки від відношення $z_x=1...1.5$, при параметрах виявляча: $P_t=100$, $P_s=20$, $P_w=0.3$.

З аналізу отриманих значень видно, що з ростом рівня шуму оптимальний поріг знижується від значення $R_p=0,35$ при $z_x=1,4$ до $R_p=0,1$ при $z_x=4,5$.

Вірогідність помилки меншої за 1% можливе при $z_x < 2,5$. При зниженні до $z_x=2$ вірогідність помилки зменшується до значення 10^{-8} .

В абсолютних цифрах, для несучої частоти 1...3 МГц роздільна здатність по дальності для ряду значень $P_s \cdot F_t$ приведена в табл. 1.

Таблиця 1

Роздільна здатність по дальності

Частота несучої, МГц	$P_s \cdot F_t = 10$	$P_s \cdot F_t = 20$	$P_s \cdot F_t = 30$
1	1,65 мм	3,30 мм	4,95 мм
2	0,825 мм	1,65 мм	2,57 мм
3	0,55 мм	1,1 мм	1,65 мм

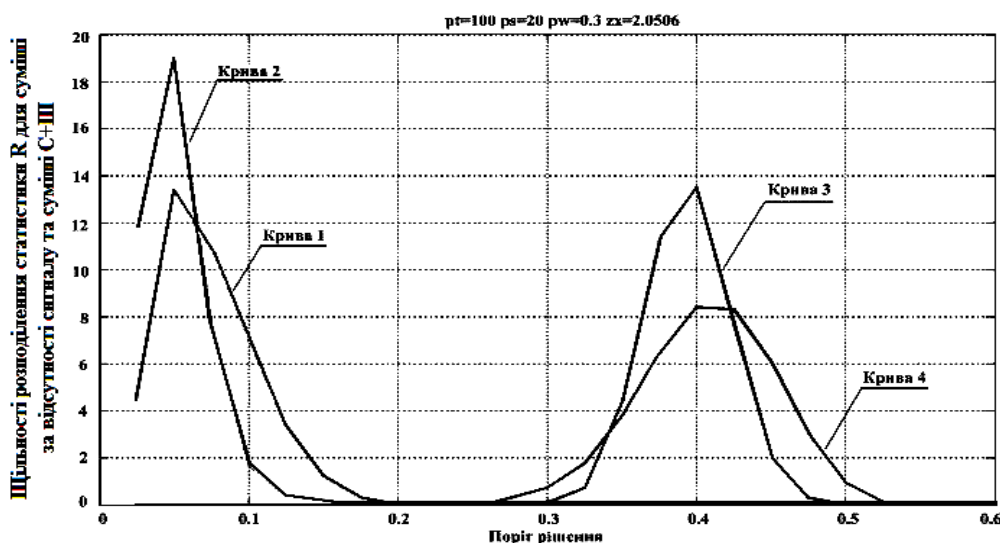


Рис. 2. Закони розподілення параметру R для суміші за відсутності сигналу і суміші С/Ш

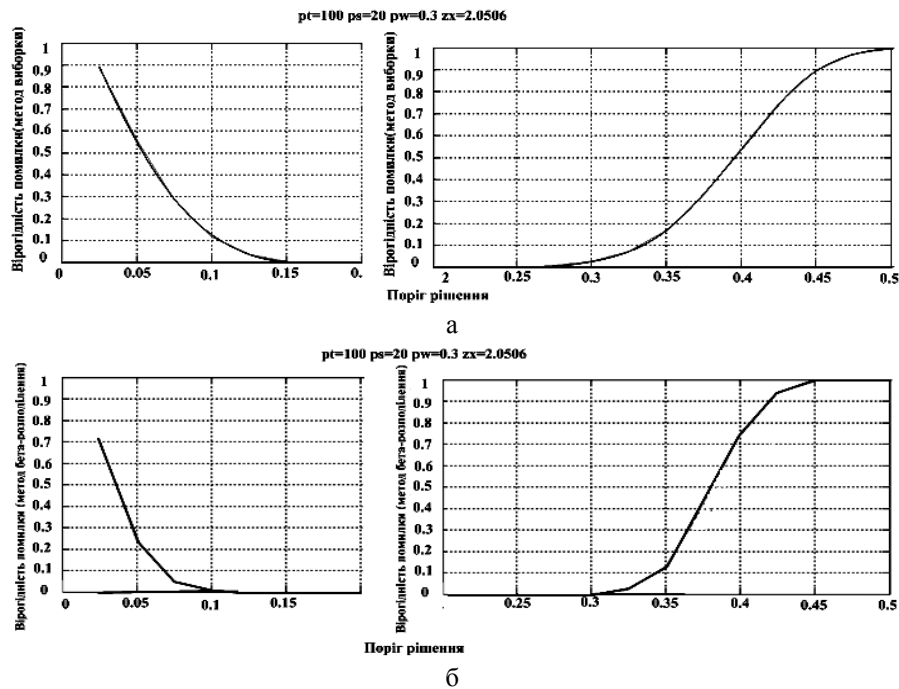


Рис. 3. Залежності помилок першого та другого роду від порогу прийняття рішення:
а – метод вибірки, б – метод β -розподілу

При збільшенні тривалості зондуючого сигналу заводозахисність пристрою виявлення покращується, але при цьому погіршується роздільна здатність по дальності.

Висновки

На основі моделювання фазового пристрою виявлення сигналів в середовищі Matlab встановлено, що оптимальні значення головних параметрів, які забезпечують достовірне функціонування пристрою виявлення, лежать в межах (відносні значення параметрів):

$$P_t \cdot F_t = 90 \dots 130; \quad P_w \cdot F_t = 0.3 \dots 0.5;$$

$$P_s \cdot F_t = 10 \dots 30.$$

Метод виявлення сигналу на основі перетворення Гільберта з усередненням різниці фаз прийнятої суміші С/Ш з опорним сигналом забезпечує достовірне виявлення сигналу при $z_x < 2$ (бдБ).

Розроблена числова модель і програмне забезпечення можуть бути використані для розробки діючої апаратури з використанням програмного і апаратного забезпечення LABVIEW.

Список літератури

1. Механіка руйнування і міцність матеріалів: Довід. посіб / Під.ред. В.В.Панасюка. – Т.9 : Міцність і довговічність авіаційних матеріалів і елементів конструкцій / О.П. Остап та ін. – Львів: Сполом, 2007. – 1068 с.
2. Цапенко В.К. Основи ультразвукового неруйнівного контролю : Підручник / В.К. Цапенко, Ю.В. Куц. – К.: НТУУ «КПІ», 2010. – 448 с.
3. Куц Ю.В. Статистична фазометрія [монографія] / Ю.В. Куц, Л.М. Щербак. – Тернопіль: Тернопільський державний технічний університет, 2009. – 383 с.
4. Патент України на корисну модель № 35057. Спосіб ультразвукового вимірювання товщини виробів / Ю.В. Куц, В.С. Єременко, О.В. Монченко, І.М. Лапіга. – Опубл. 26.08.2008, Бюл. №16, 2008.
5. Фазовий об'явитель сигналів для ультразвукового неразрушаючого контролю / Е.Д. Близнюк, В.С. Єременко, Ю.В. Куц, І.Н. Быстрая, Е.В. Монченко // *Техническая диагностика и неразрушающий контроль*. – 2011. – № 2. – С. 21–24.

Надійшла до редколегії 21.03.2014

Рецензент: д-р техн. наук, проф. Ю.В. Куц, Національний авіаційний університет, Київ.

ИССЛЕДОВАНИЕ ФАЗОВОГО ОБНАРУЖИТЕЛЯ ДЛЯ УЛЬТРАЗВУКОВОГО НЕРАЗРУШАЮЩЕГО КОНТРОЛЯ

Е.В. Монченко

В статье проведено исследование фазового обнаружителя сигналов для задач ультразвукового контроля композиционных материалов на фоне аддитивной гауссовской помехи. Исследование проводилось для разных соотношений периода несущей частоты, длительности импульса сигнала и размера скользящего окна числового усреднения. Моделирование выполнено в системе Matlab.

Ключевые слова: фазовый обнаружитель, фазовая характеристика сигнала, преобразование Гильберта.

INVESTIGATION OF PHASE DETECTOR FOR ULTRASONIC NONDESTRUCTIVE TESTING

O.V. Monchenko

This article studied the phase detected signals for problems ultrasonic testing of composite materials on the background of additive Gaussian noise. The study was different relations period carrier-frequency, pulse signal and the size of the sliding window of numerical averaging. Simulations performed on the system Matlab.

Keywords: detector phase, the phase characteristics of the signal, Hilbert transform.