

## МЕТОД ВИЗНАЧЕННЯ ВІДСТАНИ ДО ДЖЕРЕЛА АКУСТИЧНИХ ХВИЛЬ ТА ЙОГО РЕАЛІЗАЦІЯ

© Спіченко Ю.М., 2005

Розглянуто метод розв'язання задачі виділення випадкового акустичного сигналу з адитивної суміші його із завадою і визначення координат джерела у реальному масштабі часу. Наведено алгоритм обробки реєстрованих сенсорами випадкових послідовностей для виявлення і локалізації на контрольованій лінії джерела акустичних хвиль.

The method of solving the problem of extraction of random acoustic signal from its additive compound with a disturber and determination of source coordinates in real-time mode is examined. The algorithm of sensor-registered random sequences processing for detection and localization of acoustic waves source on the controlled line is given.

**Вступ.** Під час експлуатації штатного устаткування енергетичних установок, трубопроводів високого тиску важливою задачею є своєчасне виявлення і визначення координат місць протікання труб малого діаметра, зварних швів і стикових з'єднань посудин високого тиску.

**Огляд відомих досліджень.** Серед публікацій, в яких досліджується ця проблема, можна виділити праці [1, 2, 4]. Витікання під тиском рідини з тріщин і місць розгерметизації супроводжується випромінюванням акустичних хвиль, що поширюються в обидва боки від контрольованої лінії і можуть бути зареєстровані сенсорами, розташованими на границях або за межами зони контролю (рис. 1).

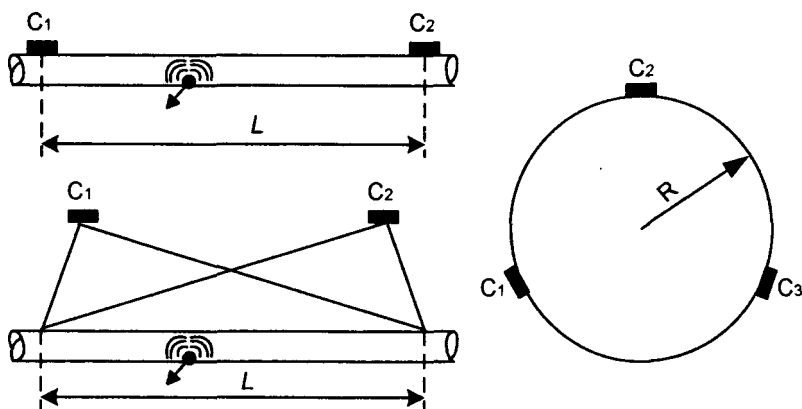


Рис. 1. Розташування сенсорів

Реєстровані акустичні сигнали мають випадковий характер, а їхній спектр лежить у широкій смузі частот і залежить від багатьох чинників: розміру тріщини, тиску і температури рідини, її фізичних властивостей, середовища, в яке відбувається витікання тощо.

**Метою статті** є розроблення методу виділення випадкового акустичного сигналу з адитивної суміші його із завадою та визначення координат джерела акустичних сигналів. Створення алгоритму обробки реєстрованих сенсорами випадкових послідовностей, в результаті обробки яких приймають рішення про наявність ушкодження, а також виконується локалізація його(їх) координат з достатньою точністю в реальному масштабі часу.

Теоретичні підходи до розв'язання задачі виділення випадкового акустичного сигналу з адитивної його суміші із завадою. У реальних умовах експлуатації акустичний сигнал замаскований шумами, що перекривають його за спектром і часто перевищують за рівнем. Це шуми від джерел акустичних хвиль, розташованих поза досліджуваною зоною, шуми усередині об'єкта (турбулентні пульсації, кавітаційні шуми, шуми кипіння тощо), промислові шуми від двигунів та інших механізмів, електричні і магнітні наведення [1]. Тому виділення випадкового акустичного сигналу з адитивної суміші його з завадою і визначення координат джерела в реальному масштабі часу є задачею, яку можна розв'язати ефективно, використовуючи частотну і просторову фільтрації реєстрованого процесу, з подальшим нагромадженням сигналу. Системою контролю повинні виконуватися такі операції: попередня обробка випадкового реєстрованого процесу, що забезпечує надалі необхідну імовірність виявлення і ступінь локалізації джерела, виявлення сигналу на фоні завад і визначення із заданою точністю відстані від сенсорів до місця ушкодження.

Як показують дослідження [2], реєстровані сенсорами послідовності є нестационарним випадковим процесом (НВП), функція розподілу амплітуд якого близька до нормального, а середнє значення повільно змінюється в часі за невідомим законом  $m_H(t)$ :

$$u(t) = m_H(t) + u^0(t), \quad (1)$$

де  $u^0(t) = s(t) + \omega(t)$  – центрований стаціонарний випадковий процес, що складається з адаптивної суміші сигналу  $s(t)$  і шумів  $\omega(t)$ . З (1) випливає, що цей процес є нестационарним щодо математичного чекання  $m_u(t)$ . Існує кілька методів оперативного кореляційного аналізу НВП виду (1) [3], заснованих на перетворенні НВП у деякий допоміжний стаціонарний випадковий процес (СВП) з подальшим визначенням кореляційної функції процесу через кореляційну функцію допоміжного процесу.

Якщо з послідовностей  $u(t)$  відняти огинаючу складових  $m_u(t)$ , що повільно змінюються, то у разі відсутності шумів отримані сигнали  $s(t)$  на розглянутому інтервалі часу будуть близькими до стаціонарних центрованих гауссових процесів, широкосмуговими у просторово-часовому сенсі, тобто інтервал кореляції  $\tau_0$  менший, ніж максимально можливий час поширення акустичної хвилі від джерела до сенсорів (див. рис. 1):

$$\tau_0 \leq l/v,$$

де  $l$  – довжина контрольованої лінії;  $v$  – швидкість поширення акустичної хвилі.

Спектр такого сигналу може бути поданий у вигляді:

$$G_{1,2}(\omega_t, \omega_x) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} S_{1,2}(t, x) \exp[-j(\omega_t + \omega_x x)] dt dx, \quad (2)$$

де часова  $\omega_t$  і просторова  $\omega_x$  частоти зв'язані співвідношеннями [4]:

$$\omega_x = \omega_t / v,$$

що відображає взаємно однозначну відповідність між координатою  $x$  і проміжком часу  $\Delta t$ , що дорівнює різниці часу надходження (РЧП) акустичної хвилі до сенсорів:

$$x = (l - \Delta t v) / 2, \quad \Delta t = t_2 - t_1, \quad (3)$$

де  $t_1, t_2$  – моменти реєстрації сигналу сенсорами  $D_1$  і  $D_2$ . Тому в описанні сигналу координата  $x$  може бути замінена РЧП  $\Delta t$  і стає можливим здійснити просторову фільтрацію реєстрованої випадкової послідовності кореляційними методами в часовій області і робити нагромадження сигналу за ознакою однакової РЧП-хвилі до сенсорів.

Період просторової частоти буде визначати гранична роздільна здатність за координатою  $x$  при обмеженні зверху часового спектра реєстрованого сигналу:

$$\Delta x_{\min} = \frac{1}{f_x} = v/f_{\text{в}}. \quad (4)$$

Спектральна густина акустичних сигналів приблизно однакова в широкій смузі частот, що займає більше ніж 200 кГц. Цифрова обробка сигналу в такій смузі не може бути реалізована в режимі реального часу за прийнятних обсягів пам'яті і швидкодії обчислювальних засобів. Тому РЧП акустичної хвилі доцільно визначити за фазовим зміщенням огинаючих реєстрованих послідовностей зі спектром потужності у вузькій смузі  $f_{i0} \pm \Delta f_i$ :

$$U_{1,2}(t) = m_{v_{1,2}}(t) + U_{1,2}^0(t) = m_{v_{1,2}}(t) + S_{1,2}(t) + W_{1,2}(t). \quad (5)$$

Виділені огинаючі також є нестационарними випадковими процесами з повільно змінюваними середніми значеннями. Після вирахування внеску повільно змінюваних складових (огинаючої "паразитної" модуляції) можна вважати, що на інтервалі максимальної РЧП акустичної хвилі до сенсорів огинаючі являють собою гауссові стаціонарні центровані випадкові процеси з автокореляційними функціями:

$$C_{U_{1,2}}(\tau) = m_c \{U_{1,2}^0(t)U_{1,2}^0(t-\tau)\}. \quad (6)$$

Якщо відомі енергетична функція середовища поширення сигналу, розміри і діаграма спрямованості приймачів за тиском, то, вважаючи рівномірними в смузі частот  $f_{i0} \pm \Delta f_i$  спектри сигналу і завад, можна виявити зв'язок між контрольованою відстанню й оптимальною частотою прийому  $f_{i0}$  [2]:

$$\frac{L'(f_{i0}, l)}{L(f_{i0}, l)} = \frac{G_{\Pi}'(f_{i0})}{G_{\Pi}(f_{i0})} \frac{G_S'(f_{i0})}{G_S(f_{i0})} \frac{1}{f_{i0}},$$

де  $L(f_{i0}, l)$  – енергетична передатна функція середовища;  $G_S, G_{\Pi}$  – спектри сигналу і завади, величина яких мало змінюється за час вимірювання.

Смугу пропускання  $2\Delta f_i$  вибирають з умови, що радіус кореляції огинаючих

$\tau_{0U} = \frac{1}{C_U(0)} \int_{-\infty}^{+\infty} C_U(\tau) d\tau$  повинний залишатися меншим від максимальної РЧП акустичної хвилі до сенсорів:

$$\tau_{0U} < \Delta t_{\max} = l/v.$$

Сигнал, огинаюча якого виділяється приймачем  $D_x$ , з моменту часу  $t_1$  міг виникнути в будь-якій точці з координатою  $x$  і відповідно в момент часу  $t_0$ :

$$t_0 = t_1 - (l - 2x)/v. \quad (7)$$

До приймача  $D_2$  такий самий сигнал надійде в момент часу  $t_2$  (див. рис. 1).

За відсутності шумів і незначного спотворення акустичних сигналів уздовж контрольованої лінії задача визначення РЧП  $\Delta t = t_2 - t_1$  хвилі до сенсорів  $D_1$  і  $D_2$  зводиться до вимірювання часового зсуву двох випадкових сигналів, що відрізняються тільки множителем і різницею фаз

$$U_1^0(t), \quad U_2^0(t - \Delta t) = \alpha U_1^0(t - \Delta t).$$

У такому разі оцінку взаємкореляційної функції можна записати у вигляді

$$C_{U_{1,2}}(\Delta t) = \frac{1}{T_p} \int_0^{T_p} \alpha U_1^0(t - \Delta t) U_1^0(t - \tau) dt,$$

або

$$C_{U_{1,2}}(\Delta t) = \frac{1}{T_p} \int_0^{T_p} \alpha U_1^0(\theta) U_1^0(+\Delta t - \tau) d\theta = \alpha C_{U_1}(\Delta t - \tau),$$

Оскільки автокореляційна функція має максимум при нульовому зсуві, то  $C_k$  досягає максимуму при  $\tau = \Delta t$ . Отже, різниця часу надходження дорівнює тому значенню аргументу, за якого оцінка взаємкореляційної функції досягає максимального значення.

Наявність шумів, спотворень сигналу при його поширенні приводить до зниження максимуму  $C_{k,2}(\tau = \Delta t)$  і пологішого спадання  $C_{k,2}(\tau)$ , а також до появи додаткових (помилкових) максимумів. Крім того, кінцевий час вимірювання  $T_p$  знижує точність оцінки кореляційної функції. Поліпшити форму  $C_{k,2}(\tau)$  можна, розширивши смугу частот, що обробляються, сигналу  $2\Delta f_i$ . Тоді при однаковому часі вимірювання  $T_p$  збільшується крутість  $C_{k,2}(\tau)$ , зменшується похибка визначення РЧП  $\Delta t$  і відповідно збільшується роздільна здатність за відстанню до місця ушкодження. Однак необхідно збільшувати частоту дискретизації-сигналів  $U_{1,2}^0(t)$ , яку вибирають з умови  $f_D \geq (4 + 10)2\Delta f_i$ .

Часто інтервал дискретизації  $\Delta t_D$  виходить меншим від  $\Delta t_p$ , яка зумовлена граничною роздільною здатністю  $\Delta x_{min}$  при визначенні РЧП за огинаючою  $U_{1,2}^0(t)$ .

Тому для обчислення оцінки кореляційної функції в точках  $\tau_k = k\Delta t_p$  за всіма дискретними значеннями  $U_{1,2}^0(t)$ , взятими у моменти  $\tau_k = k\Delta t_D$ , утворимо, починаючи з часу  $t_1$ , з реалізації  $U_1^0(t)$   $k$  вибірок тривалістю  $\Delta t_p$ :

$$U_{1k}(\theta) = U_1^0(t_1 + k\Delta t_p + \theta), \quad k = 0, 1, 2, \dots, \theta = 0, \dots, k\Delta t_D, \dots, \Delta t_p - \Delta t_D = M_1\Delta t_D.$$

Кожній вибірці  $U_{1k}$  поставимо у відповідність  $k$ -те поле вибірок з реалізації  $U_2^0(t)$ , зсунутих відносно  $U_{1k}$  на допустимому величину РЧП  $\Delta t$ :

$$U_{2k}(\Delta t) = U_2^0(t_1 + k\Delta t_p + \theta + \Delta t),$$

де  $\Delta t$  змінюється від  $-\Delta t_m = -l/v$  до  $\Delta t_m = l/v$  із кроком  $\Delta t_p$ .

Тоді кожному значенню РЧП  $\Delta t_i = j\Delta t_p \left( j = 0, 1, \dots, M = \frac{2l}{v\Delta t_p} \right)$  буде відповідати усереднена за час  $\Delta t_p$  оцінка величини кореляційної функції  $C_k(\Delta t_j) = C_{U_{1k}, U_{2k}}(\Delta t_j)$ :

$$C_k(\Delta t_j) = \frac{1}{M_1} \sum_{K=0}^{M_1} U_{1k}(K\Delta t_D) U_{2k}(K\Delta t_D + \Delta t_j) \quad (8)$$

Оскільки місце появи на інтервалі допустимих РЧП "помилкових" максимумів є випадковим, для їхнього надійного відбраковування використовуємо операцію просторової фільтрації. Вона полягає в підсумовуванні отриманих значень  $C_k(\Delta t)$  у точках з однаковою РЧП сигналів сенсорам ( $\Delta t$ ):

$$P_{II}(\Delta t_j) = \sum_{k=0}^{N-1} C_k(\Delta t_j). \quad (9)$$

Величина  $N$  визначає необхідний час вимірювання  $T_p = N\Delta t_p$ . Значення ( $\Delta t_j$ ), за якого максимум функції  $P_{II}(\Delta t_j)$  досягає порогу  $\eta$ , вибраного, наприклад, з умови (2), визначає відповідно до (3) відстань  $x$  від сенсора  $D_1$  до джерела акустичної хвилі.

Алгоритм локалізації джерела акустичних хвиль на контрольованій лінії. Отже, алгоритм обробки реєстрованих сенсорами випадкових послідовностей для виявлення і локалізації на контрольованій лінії джерела акустичних хвиль складається із таких операцій.

1. Виділення спектральних складових в вибраній смузі частот  $(f_0 \pm \Delta f)$ .

2. Визначення і дискретизація з частотою  $f_D \geq (8 \div 20)\Delta f$  поточного спектра потужності  $U_{1,2}^0(t)$  у смузі  $\Omega \in [0; 2\Delta f]$ .

3. Центрування реалізацій  $U_{1,2}^0(t)$  вирахуванням внеску повільно змінюваних процесів (рис. 2), для чого коди  $U_{1,2i}^0 = U_{1,2}^0(t_i)$  подаються в запам'ятовуючий пристрій і під час запису кожного чергового коду здійснюють перевірку кожної реалізації:

$$y_i = \begin{cases} 0 \text{ при } \{ \{ (U_{i+2} - U_i) < 0 \} \wedge \{ (U_{i+1} - U_i) < 0 \} \} \vee \\ \{ (U_{i+2} - U_{i+1}) \} \wedge \{ (U_{i+1} - U_i) > 0 \} \}, \\ 1 \text{ при } \{ \{ (U_{i+2} - U_{i+1}) \} \wedge \{ (U_{i+1} - U_i) < 0 \} \} \vee \\ \{ (U_{i+2} - U_{i+1}) \} \wedge \{ (U_{i+1} - U_i) < 0 \} \} \end{cases} \quad (10)$$

Якщо  $y_i = 1$ , то  $U(t_i)$  має локальний мінімум (див. рис. 2) і здійснюється коригування поточних кодів, адреси яких  $A_i$  належать зоні між адресами  $A_{j+1}, A_j$  сусідніх локальних максимумів  $A_i \in (A_{i+1}, A_j)$ :

$$U_i^K = U_i - \left[ \frac{U_{j+1} - U_j}{A_{j+1} - A_j} \right] i,$$

де  $U_i^K$  – відкоригований код оброблюваної послідовності;  $U_i$  – код за адресою  $A_i$  до корекції.

4. Формування масивів  $k$ -ї вибірки  $U_{1kk} = U_{1k}(k\Delta t_D)$  розміру  $M_1 = \Delta t_p f_D$  з  $U_1(t_j)$  і  $k$ -го поля вибірок  $U_{2kk}(\Delta t_j) = U_{2k}(k\Delta t_D + \Delta t_j)$  розміру  $M_2 = (2l/v + \Delta t_p) f_D$ .

5. Обчислення оцінок значень кореляційної функції для можливих РЧП  $\Delta t_j$ .

6. Розподіл значень  $C_j$ , одержуваних у  $k$ -му циклі, за адресами  $A_i$  і додавання до вмісту цих осередків одновимірного масиву  $L_x(A_j)$  розміру  $M = 2lf_D/v$ . Його адреси відповідають  $M$  точкам з координатами  $x_j$  уздовж контрольованої лінії довжиною  $l$ .

Отже, здійснюється просторове нагромадження сигналів, тобто за кожною адресою  $A_i$  накопичуються сигнали, що виникли в точці з координатою  $x_j$ . Кількість циклів нагромадження залежить від рівня фоновому шуму і вибирається з умов конкретної практичної задачі.

7. Порівняння результатів обробки, записаних у масиві  $L_x$ , з порогом  $\eta$ , і у разі перевищення порогу код і його адреса передається через інтерфейс на шину даних системи діагностики.

Для визначення координати  $x_j$  місця ушкодження необхідно здійснити фільтрацію випадкового процесу  $\lambda(x, t)$ . Алгоритм фільтрації полягає в побудові в кожен момент часу  $t_i$  апостеріорного розподілу ймовірностей значення компоненти, що спостерігається, випадкового процесу  $x_j$ . Задача побудови апостеріорних ймовірностей значно відрізняється від класичної задачі фільтрації, оскільки процес  $X(x_j, t)$  складається з елементів, що характеризують наявність ушкодження в точці  $x_j$  контрольованої зони і складається з елементів:  $A_0$  – ушкодження відсутнє;  $A_1$  – ушкодження виникло і має координати  $x_j \in \{0, x_{max}\}$ .

Під час вимірювання координат об'єкта оперують тільки простором:

$$\lambda = \{0, (1, x_j)\},$$

де  $\{0\}$  – відсутність ушкодження;  $(1, x_j)$  – наявність ушкодження в точці з координатою  $x_j$ .

Процес з безліччю значень  $\lambda$  є точковим процесом у дискретному часі в просторі  $X$ . Часова і просторова частоти зв'язані співвідношенням  $\omega_x = \omega_t / v$ . З урахуванням цього взаємозв'язку і лінійних розмірів зони настроювання легко визначається об'єм  $V$  множини  $X$ .

Послідовність є потоком точкових значень прийнятих рішень про наявність ушкодження в точках  $x_j$ , в момент  $t_i$ , отриманих при аналізі сигналів. Виникнення ушкодження в точці  $x_j$  характеризується збільшенням ймовірності наявності в момент  $t_i$  у векторі елемента  $x_j$ . Це поелементне інтегрування вектора  $X_i$  у часі приводить до збільшення вірогідності визначення координат місця ушкодження. Якщо постулювати той факт, що в момент часу  $t_i$  може виникнути лише одне ушкодження, то можливо побудувати адаптивний алгоритм вибору порогу при інтегруванні прийнятих рішень. Сутність адаптивного вибору порогу полягає в такому. При включенні системи спостережень у роботу враховують припущення, що просторова густина потужності шуму  $P_{ш}$  дорівнює нулю. Тоді, якщо в момент часу  $t_1$  виникло ушкодження в контрольованій зоні, то вектор  $X$  має для розглянутого прикладу вигляд  $X_1 = \|0, 0, 0, 0, 0, 0, z, 0, 0, 0\|$ . На практиці рівень шумів перевищує рівень порогу сигналу, через що вектор  $X_1$  при  $t = 0$  має вигляд:

$$X_1 = \|x_1, x_2, x_3, 0, x_5, \dots, x_i, 0, \dots, x_n\|, \quad (12)$$

або для розглянутого прикладу:

$$X_1 = \|x_1, x_2, x_3, 0, 0, x_6, x_7, x_8, 0, x_{10}\|.$$

Таке значення вектора  $X_1$  означає, що на контрольованій ділянці є  $K \in \{0, N\}$  ушкоджень, що явно суперечить прийнятому постулату, через що локалізація ушкодження вважається малодостовірною.

Отже, наявність більш ніж одної значущої точки у векторі  $X_i$  служить критерієм оцінки вірогідності локалізації ушкодження при вибраному порозі. Підвищення вірогідності, як було показано вище, досягається нагромадженням сигналів.

Нагромадження характеризується збільшенням амплітуд сигналів у точках  $x_j$ , причому в точці з координатами, що відповідають місцю ушкодження, збільшується значно швидше. Отже, якщо в попередньому циклі накопичення було зареєстровано більш ніж одне перевищення порогу, то необхідно повторити цикл накопичення, а значення порогу збільшити.

Очевидно, що накопичення необхідно повторювати доти, доки не буде реєструватися лише одне перевищення порогу, тобто поки вектор  $X_i$  не набуде вигляду  $X_j = \|0, 0, \dots, x_j, \dots, 0\|$ , після чого процес вимірювання координат місця ушкодження можна припинити.

Однак для підвищення надійності його продовжують доти, доки не буде зареєстрована серія з  $m$  векторів виду (12), отриманих послідовно,  $m$  визначає імовірність помилки.

Випадок, коли протягом  $k$  циклів накопичення не було отримано серії з  $m$  векторів виду (12), відповідає відсутності ушкодження в контрольованій зоні.

Розглянутий алгоритм адаптивного визначення величини порогу може бути успішно використаний, якщо просторова густина завади невелика, тобто така, що сусідні локальні завади не перекриваються в контрольованому просторі (тобто повністю розділяються) (див. рис. 2).

Якщо просторова густина завади настільки велика, що на контрольованій ділянці практично немає сигналів, що не перекриваються у просторі (див. рис. 2), розглянутий алгоритм вибору порогу не дає змоги ефективно виконати аналіз, тому що важко визначити крок зміни порогу, а також ідентифікувати кількість локальних максимумів у контрольованій зоні. З рис. 2 видно, що

аналіз результатів просторової фільтрації за кількістю перевищень порогу для значень порогу  $\Pi_i = 0$  покаже одне перевищення, а для значень  $\Pi_i = K$  дасть  $s$  перевищень.

Це зумовлено тим, що при накопиченні сигналів, що перекриваються в просторі контролю, зростає рівень постійної складової. Однак якщо припустити виникнення у певний момент часу лише одного ушкодження, можливо побудувати алгоритм адаптивного визначення порога. У такому разі поділ у контрольованому просторі сигналів можливо здійснити за розподілом локальних екстремумів сумарної функції недозволених сигналів.

Виділення локальних екстремумів може бути реалізоване відповідно до виразу (10).

Алгоритм обчислення поточного значення порогу після поділу сигналів, частково накладених один на одного, такий. За алгоритмом (10) знаходять значення й адреси  $Q$  пар значень локальних максимумів і мінімумів  $C_{kq}^{\max}(A_q^{\max})$ ,  $C_{kq}^{\min}(A_q^{\min})$  оцінки  $C_{kj}(A_j)$ . Обчислюють величину порогу за виразом:

$$\Pi_k = \Pi_{k-1} + \frac{\sum_{q=1}^Q (C_{kq}^{\max} - C_{kq}^{\min})}{2Q}.$$

Якщо  $Q > 1$ , повторюють цикл накопичення оцінки і порівнюють його з порогом. Якщо в  $j$ -му циклі зареєстроване лише одне перевищення порогу, адреса  $A_{ki}^{\max}$  запам'ятовується і стан прийнятих рішень  $\lambda$  збільшується на одиницю. Якщо в наступних  $r + k$  циклах реєструється одне перевищення порога і його адреса знаходиться в зоні допустимих відхилень, стан лічильника набере значення  $r + 1$ , що є ознакою наявності ушкодження в точці. Про характер ушкодження, його розміри роблять висновок за величиною сигналу  $(C_{kq}^{\max} - C_{kq}^{\min})$ , накопиченого за цією адресою за  $j - M$  циклів:

$$A = \frac{A_{i\max}}{M}.$$

Якщо при черговому накопиченні адреса змінюється, стан лічильника прийнятих рішень зменшується на одиницю. Якщо ж протягом  $M$  циклів накопичення лічильник прийнятих рішень не досягає значення  $r$ , то приймають рішення про те, що якщо ушкодження в контрольованій зоні є, то воно не виявляє себе в аналізованій області і необхідно перейти до аналізу наступної спектральної зони. Після аналізу всього спектра акустичних шумів видають сигнал про відсутність або наявність ушкоджень.

На рис. 2 наведено приклад обробки тестового сигналу, що імітує ушкодження трубопроводу довжиною 30 м, у точці з координатою  $x_i = 11$  м відносно сенсора при 30, 40 і 65 накопиченнях.

При локалізації місця ушкодження обчислення порогу здійснювалося за другим алгоритмом. В умовах апріорної невизначеності підвищити вірогідність прийнятого рішення про наявність ушкодження і точність вимірювання його координат без збільшення швидкодії АЦП і обсягу використовуваної пам'яті дає змогу такий алгоритм.

При заданій довжині контрольованої лінії  $l$ , відомій швидкості поширення хвильового фронту  $v$  і необхідній роздільній здатності за координатою  $x$  визначають роздільну здатність за часом  $\Delta t_p$ , смугу перепускання  $2\Delta f$  кожного каналу обробки, частоту дискретизації  $f_d \geq (4 + 10)2\Delta f$  і необхідний обсяг пам'яті, що складається з масивів  $U_{1k}, U_{2k}, C_{jk}, L_x$  розмірами  $M_1, M_2, M$  і  $M$  відповідно.

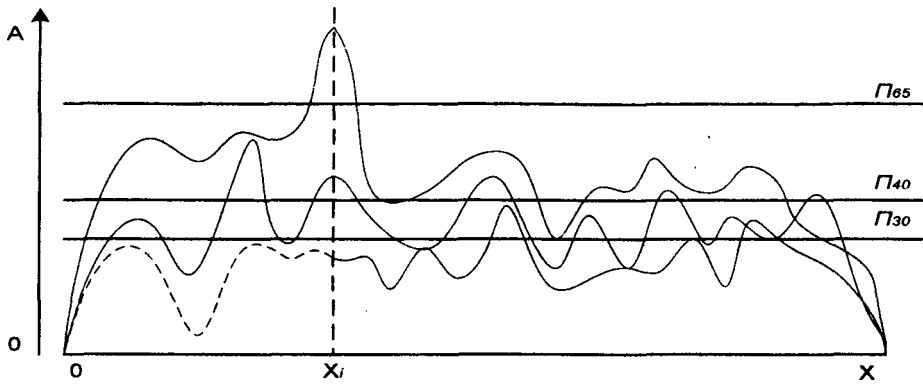


Рис. 2. Обработка сигналов при повреждении трубопровода

На першому етапі здійснюється виявлення ушкодження аналізом сигналів паралельно на  $n$  частотах при смузі пропускання, у стільки ж разів меншій  $f_{0i} \pm \Delta f / n (i = 1, 2, 3, \dots, n)$ , і частоті дискретизації  $f_{дi} = f_{д} / n$ . Для цього АЦП через комутатор послідовно підключається до виходу  $n$  вузькосмугових каналів. Із загального об'єму пам'яті формують масиви  $U_{1ki}, U_{2ki}, C_{jki}, L_i$  розмірів  $M_1/n, M_2/n, M/n, M/n$  відповідно.

У масивах  $L_i$  накопичуються оцінки кореляційних функцій для різниць часу надходження, що відповідають координаті  $x$  контрольованої лінії з кроком  $\Delta x = n\Delta x_{\min}$ . Порівнюючи поточне значення кодів у масивах  $L_i$  з адаптивними порогоми  $\eta_i$ , одержуємо набір з  $n$  попередніх рішень про наявність ушкодження і його приблизні координати. За мажоритарним принципом приймають одне з трьох рішень: про наявність ушкодження, його відсутність або необхідність продовжувати накопичення. У першому випадку координати локалізуються з точністю до відрізка довжиною  $l/m$ . На другому етапі для підтвердження прийнятого рішення й уточнення координат вибирають ту середню частоту  $f_{0i}$ , для якої максимум функції, накопиченої в масиві  $L_i$ , був найбільшим.

**Висновки.** Розглянуто теоретичні підходи до розв'язання задачі виділення випадкового акустичного сигналу з адитивної суміші його із завадою і визначення координат джерела. Наведено алгоритм обробки реєстрованих сенсорами випадкових послідовностей, в результаті якого приймають рішення про наявність ушкодження, а також виконується локалізація його координат з точністю до відрізка довжиною  $l/m$ . Розглянута методика дає змогу виконувати визначення відстані до ушкодження в реальному масштабі часу.

Розвиток результатів статті можливий в напрямі вдосконалення алгоритмів визначення просторових координат, а також побудови ефективніших алгоритмів попередньої обробки сигналів для виділення випадкового акустичного сигналу з адитивної суміші його із завадою.

1. Коллакот Р. Диагностика поврежденных. – М., 1989. 2. Акустико-эмиссионная диагностика конструкций. Серьезнов А.Н. и др., М., 2000. 3. Спиченков Ю.Н., Лоянич А.В. Повышение разрешающей способности по времени цифровых корреляционных устройств // Вестн. Львов. политехн. ин-та. – Львов, 1987. – Вып. 215. – с. 106–109. 4. Трухачев А.А. Анализ процедур и алгоритмов обнаружения сигналов – М., 2003.