

УДК 622.691.4.002.5

АДАПТИВНИЙ АЛГОРИТМ ОБРОБКИ ВИМІРЯНОГО УЛЬТРАЗВУКОВОГО СИГНАЛУ В ЧАСТОТНІЙ ОБЛАСТІ

© Лютак І.З., Кісіль І.С., 2006

Івано-Франківський національний технічний університет нафти і газу

Представлено адаптивний алгоритм обробки у частотній області ультразвукового сигналу, який містить шуми та додаткові неінформативні гармоніки із значною енергією, що не дозволяє використовувати для обробки виміряного сигналу існуючі алгоритми. Представлено результати експерименту при використанні запропонованого алгоритму обробки ультразвукового сигналу

Ультразвуковий контроль широко використовується в таких галузях промисловості, як машинобудівна, нафтогазова, транспортна тощо. Деякі типи ультразвукових коливань можуть поширюватись на відстані до кількох десятків метрів, що дозволяє використовувати їх в неруйнівному контролі об'єктів з великою протяжністю, наприклад, магістральних трубопроводах.

Одним із основних параметрів ультразвукової хвилі є її частота. Вона є вхідним параметром для контролю напружено-деформованого стану, дефектоскопії, діагностики внутрішніх органів людини тощо.

При побудові алгоритмів визначення частоти ультразвукової хвилі з великою точністю потрібно врахувати ряд деструктивних чинників, які у довільній комбінації змінюють параметри хвилі та зменшують точність алгоритму. Серед таких чинників слід відмітити такі:

- наявність ряду суміжних гармонік, що поширюються із швидкістю, близькою до основної гармоніки. Додаткові гармоніки створюються через те, що ультразвуковий первинний перетворювач генерує коливання не строго заданої частоти, а деякого діапазону частот;

- спотворення форми хвилі при переході через додаткові шари, які створюються перехідним шаром та протектором в ультразвукових перетворювачах;

- дисперсія деяких типів хвиль (Релея, Лемба);

- дифракція хвиль.

За останні десятиліття було запропоновано декілька методів визначення частоти реальних ультразвукових коливань. Визначення частоти при переході аналогового сигналу через нуль та обчислення числа циклів у часовому інтервалі, який був визначений попередньо, є найпростішими та добре відомим методом. Більш досконаліми є методи обробки дискретного сигналу, перетворення

Фур'є, найменших квадратів похибки, фільтру Кальмана та адаптивні алгоритми з використанням вікон з плаваючою довжиною [1÷4]. Вказані методи визначення частоти є неефективними при малих її відхиленнях від номінальних значень, мають невизначеність обчислення частоти при несинусоїдному сигналі та велику ресурсоемність обчислень, що не дозволяє застосовувати їх у реальних системах.

Тому актуальним залишається завдання розробки алгоритму визначення частоти ультразвукового сигналу, який можна адаптувати до вимог сучасного апаратного забезпечення.

Подальші операції будемо проводити із дискретизованим сигналом. У вторинному пристрої аналоговий ультразвуковий сигнал дискретизуємо із інтервалом τ .

Представимо структуру ультразвукового сигналу (довільного значення напруги) у вигляді суми окремих незалежних складових, серед яких є постійна складова U_0 та перша гармоніка, частота якої ω_s і є інформативною величиною:

$$U(t) = U_0 + U_s(t) + U_\Delta(t) + \xi(t), \quad (1)$$

де $U_s(t) = U_{s0} \sin(\omega_s t + \varphi_s) e^{-k_s t}$ – перша гармоніка сигналу ультразвукової хвилі; U_{s0} – амплітуда; φ_s – фаза першої гармоніки; k_s – коефіцієнт загасання першої гармоніки; t – час; $U_\Delta(t) = U_{\Delta 0} \sin(\omega_\Delta t + \varphi_\Delta) e^{-k_\Delta t}$ – неінформативна гармоніка сигналу, яка розглядається як деструктивний чинник; $U_{\Delta 0}$ – амплітуда; ω_Δ – частота високочастотної гармоніки; φ_Δ – фаза високочастотної гармоніки; k_Δ – коефіцієнт загасання високочастотної гармоніки; $\xi(t)$ – білий шум із математичним очікуванням, що дорівнює нулю.

В (1) постійна складова вважається незмінною протягом всієї тривалості сигналу, проте в загальному випадку вона може змінюватись

внаслідок різних теплових впливів, перехідних характеристик елементів вторинного пристрою тощо. Така нестабільність постійної складової є джерелом похибки при обробці сигналу. Для підвищення точності доцільно у вторинних пристроях апаратно відділяти постійну складову сигналу від змінної і аналізувати тільки змінний сигнал. У цьому випадку сигнал описуватиметься рівнянням (1), де $U_0 = 0$.

Для детального розгляду сигналу (1) розглянемо відрізок часу, на якому лежать точки, віддалені одна від одної з інтервалом дискретизації τ .

$$U(t) = U_{s0} \sin(\omega_s t + \varphi_s) e^{-k_s} + U_{\Delta 0} \sin(\omega_{\Delta} t + \varphi_{\Delta}) e^{-k_{\Delta}} + \xi(t);$$

$$U_{\tau}(t - \tau) = U_{s0} \sin(\omega_s(t - \tau) + \varphi_s) e^{-k_s} + U_{\Delta 0} \sin(\omega_{\Delta}(t - \tau) + \varphi_{\Delta}) e^{-k_{\Delta}} + \xi(t - \tau); \quad (2)$$

$$U_{2\tau}(t - 2\tau) = U_{s0} \sin(\omega_s(t - 2\tau) + \varphi_s) e^{-k_s} + U_{\Delta 0} \sin(\omega_{\Delta}(t - 2\tau) + \varphi_{\Delta}) e^{-k_{\Delta}} + \xi(t - 2\tau).$$

Точки U та $U_{2\tau}$ утворюють відрізок із точкою по його центру U_{τ} . Враховуючи, що час τ є достатньо малою величиною, то відрізок $[U; U_{2\tau}]$ можна вважати прямою лінією. Визначимо середнє арифметичне відрізка шляхом суми крайніх точок та поділу його навпіл:

$$\begin{aligned} \frac{U(t) + U(t - 2\tau)}{2} &= U_{s0} \cdot e^{-k_s} \times \\ &\times \frac{\sin(\omega_s t + \varphi_s) + \sin(\omega_s(t - 2\tau) + \varphi_s)}{2} + U_{\Delta 0} \cdot e^{-k_{\Delta}} \times \\ &\times \frac{\sin(\omega_{\Delta} t + \varphi_{\Delta}) + \sin(\omega_{\Delta}(t - 2\tau) + \varphi_{\Delta})}{2} + \\ &+ \frac{\xi(t) + \xi(t - 2\tau)}{2}. \end{aligned} \quad (3)$$

Розглянемо окремо складову корисної частини сигналу U_{s0} , прорівнявши неінформативну складову (2) до нуля. Такий підхід ми можемо застосувати, оскільки форма неінформативної складової і значення її частоти є випадковою величиною, що не залежить від параметрів корисного сигналу. Виразимо амплітуду інформативної гармоніки для середньої точки відрізка:

$$U_{s0} = \frac{U_{\tau}(t - \tau) - \xi(t - \tau)}{\sin(\omega_s(t - \tau) + \varphi_s) e^{-k_s}}, \quad (4)$$

Підставивши (4) у доданок із U_{s0} в (3), ми отримаємо, що:

$$\begin{aligned} &(U_{\tau}(t - \tau) - \xi(t - \tau)) \times \\ &\times \frac{\sin(\omega_s t + \varphi_s) + \sin(\omega_s(t - 2\tau) + \varphi_s)}{2 \sin(\omega_s(t - \tau) + \varphi_s)} = \\ &= (U_{\tau}(t - \tau) - \xi(t - \tau)) \cos(\omega_s \tau). \end{aligned} \quad (5)$$

Застосуємо таку ж логіку і до неінформативної складової, прорівнявши член, що описує корисний сигнал в (3), до нуля. В результаті отримаємо, що

$$\begin{aligned} &(U_{\tau}(t - \tau) - \xi(t - \tau)) \times \\ &\times \frac{\sin(\omega_{\Delta} t + \varphi_{\Delta}) + \sin(\omega_{\Delta}(t - 2\tau) + \varphi_{\Delta})}{2 \sin(\omega_{\Delta}(t - \tau) + \varphi_{\Delta})} = \\ &= (U_{\tau}(t - \tau) - \xi(t - \tau)) \cos(\omega_{\Delta} \tau). \end{aligned} \quad (6)$$

З урахуванням (5)-(6) рівняння (3) запишемо так:

$$\begin{aligned} \frac{U(t) + U(t - 2\tau)}{2} &= U_{\tau}(t - \tau) \cos(\omega_s \tau) + \\ &+ U_{\tau}(t - \tau) \cos(\omega_{\Delta} \tau) + \frac{\xi(t) + \xi(t - 2\tau)}{2} - \\ &- \xi(t - \tau) \cos(\omega_s \tau) - \xi(t - \tau) \cos(\omega_{\Delta} \tau). \end{aligned} \quad (7)$$

Рівняння (7) має однакові множники, які, для спрощення вигляду (7), представимо у матричній формі:

$$\begin{aligned} \frac{U(t) + U(t - 2\tau)}{2} &= U_{\tau}(t - \tau) \times \\ &\times [\cos(\omega_s \tau) \quad \cos(\omega_{\Delta} \tau)] + \xi_{\xi}(t), \end{aligned} \quad (8)$$

де $\xi_{\xi}(t) = \frac{\xi(t) + \xi(t - 2\tau)}{2} - \xi(t - \tau) \cos(\omega_s \tau) - \xi(t - \tau) \times \cos(\omega_{\Delta} \tau)$ – білий шум.

Оскільки ми прийняли, що сигнал є рівномірно дискретизованим на частоті $2\pi/\tau_n$, та на певному проміжку є прямою лінією, то (8) можна представити у цифровій формі так:

$$U_u(n) = A(n)X(n) + \xi_{\xi}(n), \quad (9)$$

де $U_u(n) = \frac{U(n) + U(n - 2)}{2}$; $A(n) = U_{\tau}(n - 1)$; $X(n) = [\cos(\omega_s \tau) + \cos(\omega_{\Delta} \tau)]$; $n = 1, 2, \dots, N$ – номер точки дискретизованого сигналу; $\xi_{\xi}(n) = \frac{\xi(n) + \xi(n - 2)}{2} - \xi(n - 1) \cos(\omega_s \tau_n) - \xi(n - 1) \cos(\omega_{\Delta} \tau_n)$.

Рівняння (9) описує ультразвуковий сигнал у межах визначеної нами його структури за допомогою змінних, представлених в (1). Оскільки (9) описує дискретизований сигнал, то для кожної точки буде окреме рівняння, а весь сигнал описуватиме система із N рівнянь.

Домножимо обидві частини (9) на адаптивний фактор $\theta(n) = \theta^{N-n}$, за допомогою якого можна регулювати частину сигналу, яка буде використана для обробки сигналу. Для цього значення θ повинно бути в межах $0 \dots 1$.

Для збільшення значення сумарного по точках сигналу при знаходженні розв'язку (9) переведемо його в додатну площину, помноживши на $A(n)$. В результаті отримаємо:

$$A(n)\theta(n)U_u(n) = A(n)^2 \theta(n)X(n) + A(n)\theta(n)\xi_{\xi}(n). \quad (10)$$

Враховуючи, що математичне очікування

білого шуму дорівнює нулю, рішення (10), матиме вигляд:

$$x(n) = \frac{\sum_{i=0}^n \theta^{2(n-i)} A(i) U_u(i)}{\sum_{i=0}^n \theta^{2(n-i)} A(i)^2} \quad (11)$$

В (11) невизначеним є множник θ^2 . Для обчислення θ^2 приймемо, що фактор адаптації дорівнює константі. Для знаходження θ^2 виразимо різницю між дискретними значеннями та аналоговим сигналом так [2]:

$$R(n) = \theta(n) (U_u(n) - A(n)X(n))^T \theta(n) \times (U_u(n) - A(n)X(n)) \quad (12)$$

Фактор адаптації алгоритму θ^2 визначимо з (12):

$$\theta(n)^2 = \left| \frac{R(n)}{(U_u(n) - A(n)X(n))^2} \right| \quad (13)$$

де $R(n)$ – величина, що вибирається виходячи з таких параметрів алгоритму, як час обчислення і величина похибки. Рівняння (11) з урахуванням (13) є результатом алгоритму обробки ультразвукового сигналу.

Визначимо величину похибки запропонованого алгоритму. На даний час загальним підходом визначення похибки є обчислення спектральної потужності отриманого ультразвукового сигналу. Цей підхід дозволяє відфільтрувати такі негативні фактори, що спотворюють сигнал, як дифракція та загасання амплітуди хвилі, неідеальність амплітудно-частотної характеристики чутливого елемента первинного перетворювача, оскільки сигнал обробляється в частотній області.

Для оцінки спектральної потужності із високою роздільною здатністю використаємо авторегресивну функцію [5]:

$$U_i(n) = -\sum_{k=1}^p a_p[k] \cdot U_i[n-k] + \xi_\varepsilon[n], \quad (14)$$

де $U_i(n) = U_o + U_s(n) + U_\Delta(n)$ – сумарний вимірний сигнал ультразвукової хвилі; p – ціле число, що

визначає порядок авторегресійного рівняння; $a_p[k]$ – коефіцієнти авторегресійного рівняння.

Авторегресійне рівняння означає, що визначена вибірка є регресійним значенням відносно попередньої вибірки.

Густина спектральної потужності $P(f)$ може бути отримана шляхом обчислення модуля (14) [5]:

$$P(f) = v \Delta t / |A(f)|^2, \quad A(f) = 1 + \sum_{k=1}^p a_p[k] e^{-j2\pi f k \Delta t} \quad (15)$$

де v – варіація $U_i(n)$, Δt – інтервал дискретизації сигналу, f – частота.

Множник з експонентою додається при застосуванні теореми Фур'є до вибірки сигналу. Для використання (14), (15) потрібно визначити оптимальний порядок авторегресійного рівняння та значення коефіцієнтів a_p .

Загальним методом визначення коефіцієнтів авторегресійного рівняння (14) є ітеративний, в якому на першому кроці ітерації обчислюються коефіцієнти першого порядку $a_1[1]$. Нижній індекс коефіцієнта вказує порядок авторегресійного рівняння. На наступному кроці визначаються коефіцієнти другого порядку авторегресійного рівняння (14) $v_2, a_2[1], a_2[2]$.

Найбільшого поширення реалізації ітеративного процесу набув алгоритм Левінсона [6]:

$$a_p[n] = a_{p-1}[n] + k_p a_{p-1}^*[n], \quad p_p = p_{p-1} (1 - |k_p|^2) \quad (16)$$

де $n \in (1; p-1)$ – ціле число, k_p – коефіцієнт відбиття, що дорівнює $a_p[p]$, $a_{p-1}^*[n]$ – комплексно спряжене число до $a_{p-1}[n]$.

Розроблений адаптивний алгоритм застосуємо для визначення частоти ультразвукової хвилі з центральною частотою 52 кГц (рис. 1). Діапазон частот отриманого сигналу є в межах 50...53 кГц. Частота дискретизації сигналу дорівнює 150 кГц. Вибрана частота дискретизації з одного боку дозволяє повністю описати сигнал, а з іншого боку є недорогим апаратним рішенням. Дійсні значення дискретизованих даних лежать у межах, що визначені відомою теоремою Найквіста $f < 75$ кГц.

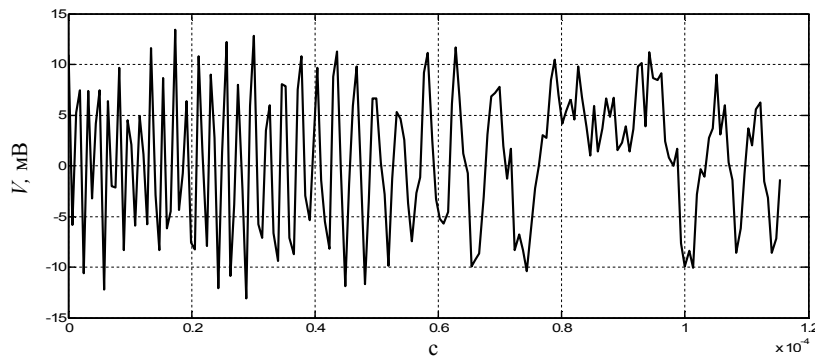


Рис. 1. Сигнал ультразвукової хвилі

При обробці отриманого сигналу було проведено три паралельних обчислення частоти при варіації фактору адаптації алгоритму θ^2 (табл. 1).

Згідно результатів табл. 1, на практиці найбільше підходить значення θ^2 , що дорівнює 0,9.

Таблиця 1 – Результати виконання алгоритму зі зміною фактору адаптації θ^2

Множник θ^2	Максимальна похибка, Гц	Час сходження результатів, мс
0,8	22	34
0,9	9	67
0,95	3	82

Запропонований алгоритм дозволяє з високою точністю обчислювати частоту ультразвукових хвиль, адаптувати його для використання в мікропроцесорних системах із різною продуктивністю, визначати похибку. Алгоритм

можна використовувати в різних методах неруйнівного контролю та медичної діагностики, де є необхідним точне значення частоти ультразвукової хвилі.

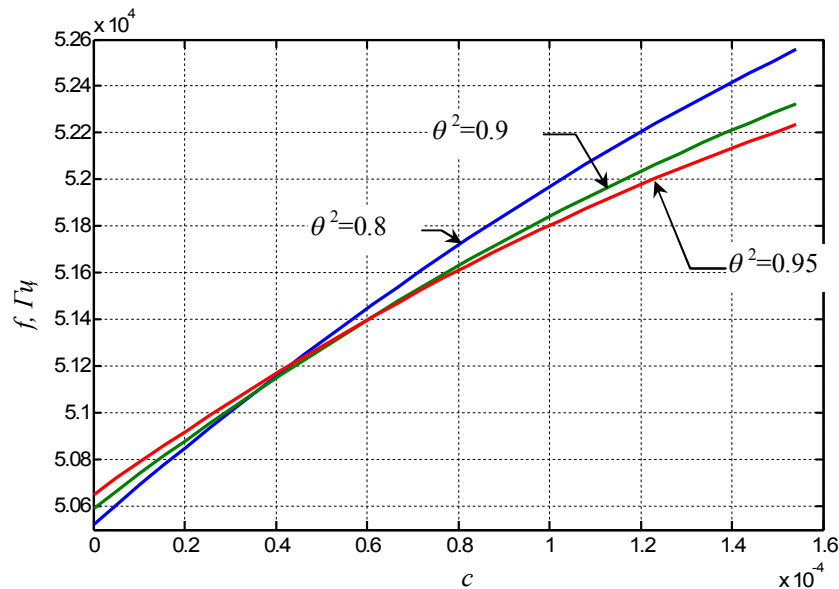


Рис. 2. Обчислення частоти запропонованим методом при різних значеннях фактору адаптації алгоритму θ^2

1. Kamwa and R. Grondin, "Fast adaptive scheme for tracking voltage phasor and local system frequency in power transmission and distribution systems," *IEEE Trans. Power Delivery*, vol. 7, 1992. – P. 789–795. 2. Б. Уидроу, С. Стуринз. Адаптивная обработка сигналов: Пер. с англ. – М.: Радио и связь, 1989. – 440 с. 3. T. S. Sidhu, "Accurate measurement of power system frequency using a digital signal processing technique," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 48, 1999. – P. 75–81. 4. M. D. Kusljevic, "A Simple Recursive

Algorithm for Frequency Estimation", *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 53, 2004. – P. 335–340. 5. K. A. Wear et al., "Differentiation between acutely ischemic myocardium and zones of completed infarction in dogs on the basis of frequency-dependent backscatter," *J. Acoust. Soc. Am.*, vol. 85, no. 6, 1989. – P. 2634–2641. 6. S. L. Marple, *Digital Spectral Analysis with Applications*. Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 1987.