

О. Михальов¹, В. Журавльов², Р. Сухомлин¹
¹Національна металургійна академія України,
 кафедра інформаційних технологій і систем,
²ЗМКБ “Прогрес”

ДІАГНОСТИКА АВІАЦІЙНИХ РЕДУКТОРІВ З ВИКОРИСТАННЯМ ПЕРЕТВОРЕННЯ ГІЛЬБЕРТА-ХУАНГА І ВЕЙВЛЕТ-АНАЛІЗУ

© Михальов О., Журавльов В., Сухомлин Р., 2013

Запропоновано метод діагностування авіаційних редукторів, який заснований на перетворенні Гільберта-Хуанга та вейвлет-аналізі.

Ключові слова: перетворення Гільберта-Хуанга, вейвлет-аналіз, вібросигнал, авіаційний редуктор, діагностування.

In this work we propose method of aviation reduction drive diagnosis, which use Hilbert-Huang transform and wavelet analysis.

Key words: Hilbert-Huang transform, wavelet analysis, vibration, air gear, diagnosing.

Вступ

Діагностика авіаційних редукторів в аварійні і передаварійні періоди їх роботи є складним в організаційному і технічному сенсі процесом. Метою роботи є аналіз двох методів оброблення сигналів, заснованих на перетворенні Гільберта-Хуанга (англ. ННТ) та вейвлет-аналізі. Об'єктом дослідження є вібросигнали, зняті з авіаційного вузла в режимі його стендових випробувань. Під час випробувань фіксувалися етапи зміни технічного стану (ТС) редуктора. Вимірювання, проведені на етапі перехідних процесів, дали змогу провести діагностику стану редуктора вищенаведеними методами.

Вибір методів зроблений, враховуючи позитивні результати аналізу вібросигналів роторного двигуна потужністю 2,2 кВт, які отримані з використанням цих методів [1, 3]. Під час виконання була виявлена залежність показників ННТ і вейвлет-перетворення сигналів від ТС двигуна, що характеризується зміною енергії спектра аналізованого сигналу. Як буде показано нижче, подібна залежність характерна і під час аналізу технічного стану авіаційного вузла.

Перетворення Гільберта-Хуанга

Перетворення Гільберта-Хуанга полягає в застосуванні до досліджуваного процесу емпіричної модової декомпозиції, а потім спектрального аналізу Гільберта [2]. ННТ дає можливість проведення частотно-часового аналізу даних.

Перетворення Гільберта дійсної функції $x(t)$, $-\infty < t < \infty$ є дійсна функція, визначена як

$$\tilde{x}(t) = \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{x(\tau)}{1-\tau} d\tau. \quad (1)$$

Функції $x(t)$ і $\tilde{x}(t)$ називають спряженими за Гільбертом. Зазвичай [2], це перетворення змінює фазу всіх частотних складових сигналу $x(t)$ на $\pi/2$. Цей факт дає змогу сформулювати з цих сигналів комплексний аналітичний сигнал $z(t)$:

$$z(t) = x(t) + j\tilde{x}(t). \quad (2)$$

Таке подання дозволяє визначати поточні тимчасові параметри сигналу $z(t)$, а саме: миттєві значення амплітуди і фази. Однак такий підхід застосовується тільки для стаціонарних моногармонічних сигналів і для сигналів з безперервною повільною зміною частоти. Миттєва амплітуда сигналу з кількома складовими відобразить не суму цих гармонік у поточний момент часу, а обвідну інтерференційного сигналу. Водночас миттєве значення частоти для сигналу з декількома гармоніками рівної амплітуди, у всіх його точках відповідатиме середньому значенню частот гармонік. Якщо амплітуди гармонік не рівні, значення миттєвої частоти зсувається в бік частоти гармоніки з більшою амплітудою і набуває пульсуючого характеру.

Отже, для аналізу складних сигналів їх необхідно розкласти на кілька моногармонічних складових, які відповідають умові симетричності. Це завдання може бути вирішено за методом Н. Хуанга [2], який ще називається методом «емпіричної модової декомпозиції сигналів», і являє собою адаптивну ітераційну обчислювальну процедуру розкладання вихідного сигналу на емпіричні моди. У основі методу лежить припущення про те, що початковий складний сигнал складається з суми модових функцій (англ. IMF), накладених на довільний тип тренду.

Алгоритм емпіричної модової декомпозиції сигналів складається з таких етапів.

Етап 1. У вихідному сигналі визначаються координати точок екстремумів і групуються у два масиви (максимуми і мінімуми) k і так само обробляються відповідні їм амплітуди $y(k)$. Кількості точок максимумів і мінімумів повинні відрізнятись не більше ніж на 1, що пов'язано з властивостями модових функцій.

Етап 2. Кубічним сплайном (або з використанням інших апроксимуючих кривих) будуємо верхню $u_t(k)$ і нижню $u_b(k)$ обвідну точок екстремумів, і визначаємо функцію середніх значень між ними:

$$m_1(k) = \frac{(u_t(k) + u_b(k))}{2}. \quad (3)$$

Перша компонента сигналу відсіювання ($h_1(k)$) виходить з різниці між сигналом $y(k)$ і $m_1(k)$. Функція $h_1(k)$ є першим наближенням до першої IMF:

$$h_1(k) = y(k) - m_1(k) \quad (4)$$

Етап 3. Повторюємо попередні етапи, тільки замість $y(k)$ використовуємо $h_1(k)$, і знаходимо друге наближення до першої IMF.

$$h_2(k) = h_1(k) - m_2(k). \quad (5)$$

Наступні ітерації виконуються так само. Під час збільшення кількості ітерацій функція $m_i(k)$ прагне до нульового значення, а функція $h_i(k)$ – до незмінної форми. У зв'язку з цим, критерієм зупинки ітерацій є нормалізована квадратична різниця між двома послідовними ітераціями наближення:

$$\delta = \sum_k \left[\frac{(h_{i-1}(k) - h_i(k))^2}{h_{i-1}^2(k)} \right]. \quad (6)$$

Для отримання якісної IMF зазвичай достатньо 8 ітерацій. З одного боку, велика кількість ітерацій призведе до відсіювання корисної інформації, з іншого, погано відсіянні компоненти можуть призвести до того, що перетворення Гільберта адекватно не працюватимуть для даних IMF.

Після відсіювання якісної IMF, записуємо її в окремий масив $c_1(1) = h_i(k)$, який потім віднімаємо з вихідного сигналу:

$$r_1(k) = y(k) - c_1(k). \quad (7)$$

Масив $r_1(k)$ обробляють так само для знаходження другої функції – $c_2(k)$, після чого процес продовжується:

$$r_2(k) = r_1(k) - c_2(k). \quad (8)$$

Зупинка процесу декомпозиції сигналу на складові IMF повинна відбуватися під час перетворення залишку $r_n(k)$ в тренд сигналу з кількістю екстремумів не більше трьох.

Потім над отриманими IMF виконується перетворення Гільберта:

$$\tilde{c}(t) = \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{c(\tau)}{t - \tau} d\tau. \quad (9)$$

З виразу (9) можна помітити, що перетворення Гільберта – це результат згортки сигналу $c(t)$ (модова функція, отримана в результаті перетворення Н. Хуанга) з функцією $h(t) = \frac{1}{\pi t}$, яка називається ядром перетворення Гільберта. Фактично, перетворення Гільберта реалізує операцію лінійної фільтрації з імпульсною характеристикою $h(t)$. На виході фільтра формується ортогональний додаток вхідного сигналу. Використовуючи вхідний сигнал $c(t)$ і його ортогональний додаток $\tilde{c}(t)$, формується комплексний аналітичний сигнал $z(t)$

$$z(t) = c(t) + j\tilde{c}(t), \quad (10)$$

де $z(t)$ – вектор на комплексній площині з проєкціями на дійсну та уявну осі відповідно $c(t)$ і $\tilde{c}(t)$. Перевага цього подання полягає в тому, що виникає можливість однозначно визначити поточні часові параметри сигналу $z(t)$, а саме – миттєві значення його амплітуди і фази.

Отже, метод ННТ дозволяє оцінити початок процесу девіації параметрів миттєвих амплітуд і фаз декількох, емпірично виділених, частотних складових на їх інтервалі стаціонарності. У той час як несучі частоти складових визначаються перетворенням Фур'є, функцію фазообертача виконує перетворення Гільберта.

Аналіз вібросигналів авіаційного вузла

Наведемо результати процесу ідентифікації ТС авіаційного вузла (АВ) методами ННТ і вейвлет-перетворення [1, 3, 4]. Результати опрацювання вібросигналів, що характеризують ТС АВ в чотирьох режимах роботи (файли SIGNAL_i = $\overline{1,4}$), наведені в табл. 1–3.

Нижче наведені таблиці з показниками ННТ, які обчислювалися трьома методами:

1. Амплітуда обвідної за методом демодуляції сигналу. Цей метод заснований на дискретному перетворенні Гільберта:

$$H[y(n)] = F^{-1}\{F\{y(n)\} * u(n)\}, \quad (11)$$

де $F\{\}$ і $F^{-1}\{\}$ – пряме і зворотне швидке перетворення Фур'є, $y(n)$ – модова функція (IMF), обчислена перетворенням Хуанга, $u(n)$ задано як:

$$u(n) = \begin{cases} 1, n = 0, \frac{N}{2} \\ 2, n = 1, 2, \dots, \frac{N}{2} - 1 \\ 0, n = \frac{N}{2} - 1, \dots, N - 1 \end{cases}, \quad (12)$$

а $|a(n)|$ обчислюється так:

$$|a(n)| = \sqrt{y^2(n) + (H[y(n)])^2}. \quad (13)$$

2. Спектральна густина потужності спектра Гільберта. Метод полягає в обчисленні спектральної густини потужності (СПП) спектра Гільберта, використовуючи періодограмний метод:

$$W(\omega) = \frac{1}{N} \left| \sum_{k=0}^{N-1} y(k) e^{-j\omega k T} \right|^2. \quad (14)$$

3. Метод визначення стандартного відхилення амплітуди ґрунтується на обчисленні стандартного відхилення $s[u(t)]$ значень миттєвої амплітуди $u(t)$, отриманої в результаті перетворення Гільберта.

Таблиця 1

	ННТ		
	Амплітуда огибаючої за методом демодуляції сигналу	Спектральна густина потужності спектру Гільберта	Стандартне відхилення амплітуди
	$ a $	W	$s(u)$
SIGNAL_1	0,0014489	0,0000162	0,0018404
SIGNAL_2	0,0028693	0,0000547	0,0034982
SIGNAL_3	0,0035904	0,0000775	0,0043536
SIGNAL_4	0,0037882	0,0000867	0,0045380

Нижче наведена таблиця з деталізуючими вейвлет-коефіцієнтами, обчисленими за допомогою кратномасштабного аналізу (КМА). Ортогональний базис розкладання КМА утворюється на основі четвертого вейвлета Добеши. Декомпозиція аналізованого сигналу проводиться до третього рівня. Потім обчислюються стандартні відхилення деталізуючих коефіцієнтів, на всіх рівнях декомпозиції: $cD1$ – стандартне відхилення деталізуючого коефіцієнта першого рівня декомпозиції, $cD2$ – другого рівня декомпозиції і т.д.

Таблиця 2

	Вейвлет-коефіцієнти		
	$cD1$	$cD2$	$cD3$
SIGNAL_1	0,0048410	0,0105530	0,0306110
SIGNAL_2	0,0063770	0,0208370	0,0569860
SIGNAL_3	0,0068790	0,0232930	0,0648030
SIGNAL_4	0,0071410	0,0242060	0,0646650

Таблиця 3

	Густина потужності вейвлет коефіцієнтів		
	W_{cD1}	W_{cD2}	W_{cD3}
SIGNAL_1	0,0000074	0,0000352	0,0002964
SIGNAL_2	0,0000129	0,0001372	0,0010292
SIGNAL_3	0,0000151	0,0001716	0,0013284
SIGNAL_4	0,0000162	0,0001853	0,0013232

На основі показників, наведених у табл. 1–3, можна зробити такі висновки:

Сигнал «*SIGNAL_1*» знятий з авіаційного вузла в той проміжок часу, коли він перебував у справному технічному стані. Решта сигналів зняті з вузла в періоди часу, які відповідали ТС з різним ступенем несправності:

1. «*SIGNAL_2*» – сигнал відповідає найменшому ступеню uszkodження.
2. «*SIGNAL_3*» – сигнал відповідає середньому ступеню uszkodження.
3. «*SIGNAL_4*» – сигнал відповідає найбільшому ступеню uszkodження.

Для візуального подання результатів аналізу наведені графіки спектрів Гільберта для *SIGNAL_1* і *SIGNAL_4*.

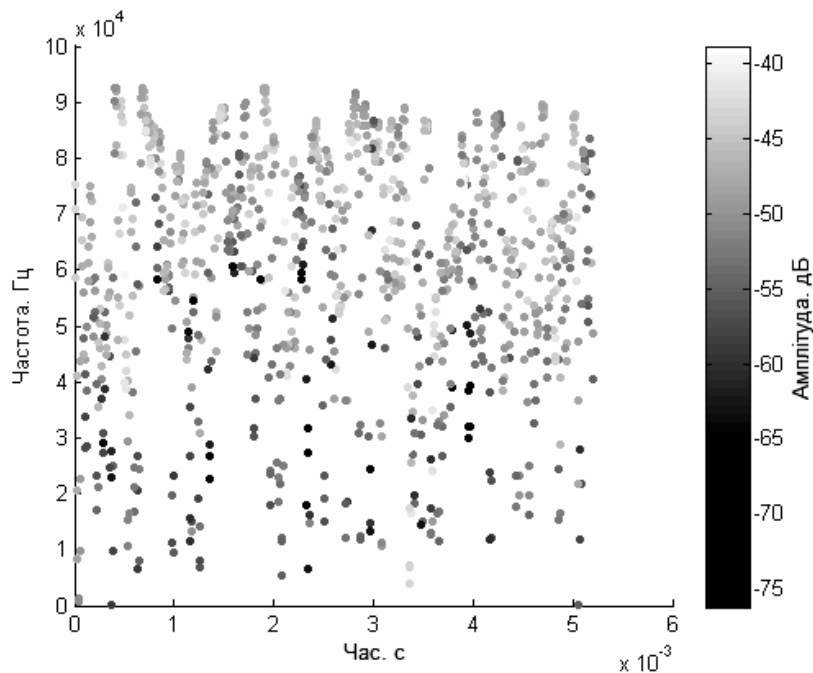


Рис. 1. Спектр Гільберта сигналу *SIGNAL_1*

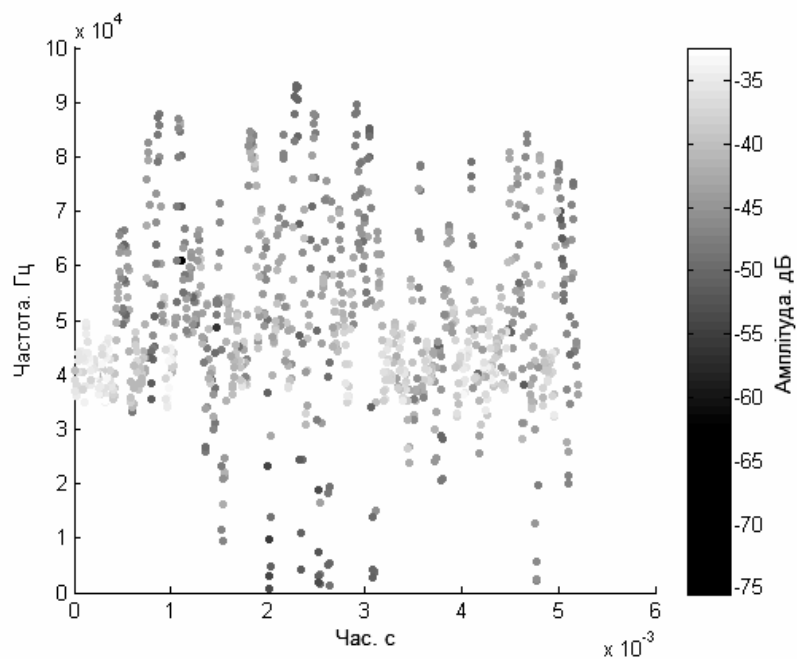


Рис. 2. Спектр Гільберта сигналу *SIGNAL_4*

Порівнявши два наведених графіки, навіть візуально можна помітити що енергія SIGNAL_4 перевищує енергію SIGNAL_1. Цей факт підтверджує висновки, зроблені на основі розрахованих показників у вищенаведених таблицях.

Водночас потрібно зауважити, що всі зроблені висновки є всього лише припущенням про ТС вузла. Разом з тим фактично файли SIGNAL_i = 1,4 відображають таке:

1. «SIGNAL_1» – змінено алгоритм управління вузлом.
2. «SIGNAL_2» – деталь замінена.
3. «SIGNAL_3» – вузол відпрацював більше 100 год.
4. «SIGNAL_4» – несправна одна деталь.

Свою чергою, порівнявши фактичні ТС з передбачуваними, заснованими на результатах аналізу наведеними вище методами, можна відзначити, що ці методи дозволяють визначити моменти часу виникнення дефектів і тенденції до зміни технічного стану авіаційного вузла загалом.

Для підтвердження зроблених висновків застосуємо метод рухомого вікна з метою обчислення математичного сподівання і дисперсії коефіцієнтів вейвлет-аналізу та ННТ, розрахованих для послідовностей відліків сигналу авіаційного вузла. Послідовності були попередньо отримані за руху вікна заданої довжини за сигналом. Перекриття сусідніх вікон становило 50%. Довжина вікна відповідала фундаментальному періоду – інтервалу часу, за який аналізована система проходить всі свої стани і повертається у вихідний. Математичне сподівання і дисперсія, розраховані так, також відобразатимуть ТС вузла. Значення цих оцінок повинні збільшуватися у разі погіршення ТС, оскільки ця тенденція викликає флюктуацію амплітуди. Результати обчислень наведені в таблицях нижче.

Таблиця 4

	Математичне сподівання ННТ		
	Амплітуда обвідної за методом демодуляції сигналу	Спектральна густина потужності спектра Гільберта	Стандартне відхилення амплітуди
	$ a $	W	$s(u)$
SIGNAL_1	0,0014620	0,0165380	0,0018590
SIGNAL_2	0,0029210	0,0560050	0,0035600
SIGNAL_3	0,0035700	0,0779270	0,0043080
SIGNAL_4	0,0038860	0,0903880	0,0046600

Таблиця 5

	Математичне сподівання вейвлет коефіцієнтів		
	$cD1$	$cD2$	$cD3$
SIGNAL_1	0,004905	0,010668	0,029986
SIGNAL_2	0,006382	0,020949	0,056394
SIGNAL_3	0,006902	0,023008	0,064091
SIGNAL_4	0,007250	0,024447	0,064523

Обчислене математичне сподівання, як і передбачалося, збільшується у разі погіршення ТЗ вузла.

Таблиця 6

	Дисперсія ННТ		
	Амплітуда обвідної за методом демодуляції сигналу	Спектральна густина потужності спектра Гільберта	Стандартне відхилення амплітуди
	$ a $	W	$s(u)$
SIGNAL_1	3,32E-10	1,4E-07	4,91E-10
SIGNAL_4	9,62E-09	1,28E-05	1,31E-08
SIGNAL_3	1,54E-08	1,64E-05	2,05E-08
SIGNAL_2	1,55E-08	1,34E-05	2,09E-08

Таблиця 7

	Дисперсія вейвлет коефіцієнтів		
	$cD1$	$cD2$	$cD3$
SIGNAL_1	1,34E-09	1,03E-08	3,48E-07
SIGNAL_2	3,46E-09	4,85E-08	5,69E-07
SIGNAL_3	3,80E-09	5,27E-08	8,36E-07
SIGNAL_4	5,26E-09	7,78E-08	6,99E-07

З іншого боку, обчислена дисперсія показників ННТ тільки частково підтверджує зроблені припущення. Наприклад, дисперсія сигналу SIGNAL_1 (змінено алгоритм управління вузлом) набагато менша від дисперсій інших сигналів. Однак, якщо порівняти дисперсії сигналів SIGNAL_2 (деталь замінена) і SIGNAL_4 (несправна одна деталь), то виходить, що SIGNAL_4 менше SIGNAL_2, хоча з погляду логіки має бути навпаки. Розбіжності є також серед самих показників ННТ, а саме: СГП спектра Гільберта гірше всіх інших (амплітуда обвідної за методом демодуляції сигналу, стандартне відхилення амплітуди) відображає ТС двигуна. Це пов'язано з тим, що періодограмний метод не є спроможною оцінкою СГП, оскільки дисперсію такої оцінки можна порівняти з її математичним очікуванням [5]. З ростом довжини аналізованого сигналу значення СГП починає все швидше змінюватися. Відповідно, якщо замінити періодограмний метод обчислення СГП на ефективніший, наприклад, на метод Уелча [5], похибка дисперсії помітно зменшиться.

Порівнявши значення, наведені в табл. 6 і 7, можемо зазначити, що дисперсія показників вейвлет-перетворення на відміну від ННТ не виходить за межі теоретичних припущень (погіршення ТС призводить до збільшення дисперсії). Найочевидніші причини такої невідповідності такі:

1. У сигналі є шумові компоненти. Оскільки вейвлет-перетворення характеризується фільтруючими властивостями зменшення шумів [6], то на ньому це не позначається, на відміну від ННТ, який не має цих властивостей.
2. Відсутність апріорної інформації про сигнал змушує аналізувати тільки першу модову складову перетворення Хуанга. Ця компонента крім інформаційної складової містить також і шум, що пов'язано з властивостями цього перетворення [7]. Решта модових складових сигналу зашумлені меншою мірою, але не можуть бути враховані під час аналізу. У результаті цього виникає похибка дисперсії показників ННТ.

Висновки

Наведені результати досліджень дозволяють зробити висновок про те, що перетворення Гільберта-Хуанга та вейвлет-розкладання можуть бути використані як основа ефективних методів діагностування авіаційних редукторів. Більше того, ці методи мають переваги, які можуть стати

основою їх комбінованого використання. Маються на увазі властивості вейвлетів подавляти шум і здатність методу ННТ аналізувати нестационарні компоненти сигналу. Отже, якщо аналізований сигнал має шумові компоненти і містить нестационарні складові, використання пропонованого комбінованого методу дає можливість провести його аналіз без втрати інформації.

Свою чергою цікаво також те, що тенденція зміни показників Гільберта-Хуанга та вейвлет-аналізу ТС авіаційного вузла така ж, як і під час аналізу двигуна потужністю 2,2 кВт [1]. Це є характерним наслідком збільшення потужності вібросигналу об'єкта дослідження за виникнення дефектів.

1. Михалёв А.И., Журавлев В.Н., Сухомлин Р.А. Комбинированный метод анализа сигналов на основе Гильберта-Хуанга и вейвлет-преобразований в задаче диагностики дефектов подшипников // Системные технологии. Региональный межвузовский сборник научных работ. – Вып. 1 (78). – Днепронетровск, 2012. – С. 165–177. 2. The Hilbert-Huang transform and its applications /Editors: Norden E. Huang, Samuel S.P. Shen. - p. cm. – (Interdisciplinary mathematical science; v.5) - World Scientific Publishing Co. Pte. Ltd. 5, Toh Tuck. - Link, Singapore, 2005. 3. Amirat Y., Choqueuse, V., Benbouzid, M.E.H., Charpentier, J.F. Bearing fault detection in DFIG-based wind turbines using the first Intrinsic Mode Function. XIX International Conference on Electrical Machines (ICEM), Rome, Italy, 2010. - pp. 1 – 6. 4. Сергиенко А.Б. Цифровая обработка сигналов – СПб.: Питер, 2002. – 608 с. 5. Марпл-мл. С. Л. Цифровой спектральный анализ и его приложения / Пер. с англ. – М.: Мир, 1990. – 265 с. 6. Малла С. Вейвлеты в обработке сигналов: Пер. с англ. – М.: Мир, 2005. – 671 с. 7. Давыдов В.А., Давыдов А.В. Очистка геофизических данных от шумов с использованием преобразования Гильберта-Хуанга // Электронное научное издание "Актуальные инновационные исследования: наука и практика". – 2010, № 1. – электронный ресурс: <http://www.actualresearch.ru>.