

Література

1. Злупко С. Історія української економічної думки в науково-критичній інтерпретації Івана Франка / С. Злупко. [Електронний ресурс]. – Доступний з http://www.franko.lviv.ua/faculty/jur/publications/zbirnyk07/Zbirnyk07_Zlupko.htm.
2. Вексельна справа : навч. посібн. – К. : Вид-во "Либідь", 2003. – 335 с.
3. Чернавский Д.С. О проблемах физической экономики / Д.С. Чернавский, Н.И. Старков, А.В. Щербаков // УФН. – 2002. – Т. 172, № 9. – С. 1945-1066.
4. Буяк Л.М. Мультистабільність економічної системи, ідентифікована в полі купівельної спроможності й капіталозабезпечення / Л.М. Буяк, В.К. Паучок. – Львів : Вид-во "Світ". – 236 с.

Буяк Л.М., Данилюк Л.В., Соколовская А.И, Паучок В.К. Модельное раскрытие мультистабильности экономики в поле капитала, фондов, вексельных пассивов и активов как возможного фона ступенчатого улучшения её продуктивности

На основании математической модели экономики показано, что активный вексельный обмен между производителями с невысоким финансовым обеспечением приводит к возникновению многих стабильных состояний. Динамические переходы с одних таких состояний с низшей продуктивностью в другие состояния с высшей продуктивностью составляют возможное ступенчатое усовершенствование экономики.

Ключевые слова: математическая модель, мультистабильность, вексель.

Buyak L.M., Danylyuk L.V., Sokolovska O.I., Pauchok V.K. Model demonstration multystable economy in the field of capital, funds, assets and liabilities of the bill as a possible background for the stepwise reconstruction of its performance

Based on mathematical models of the economy show that the active exchange of bills between producers with low financial capacity of many results in a stable condition. Dynamic transitions from one of these states with lower productivity in other states with higher productivity is possible step improving economy.

Keywords: mathematical model, multy-stability, bill.

УДК 519.21 Здобувач Р.О. Жаровський – Тернопільський НТУ ім. Івана Пулюя

КОРЕЛЯЦІЙНІ ОРТОГОНАЛЬНІ СИСТЕМИ У ЗАДАЧАХ ОБРОБЛЕННЯ ГЕОФІЗИЧНИХ СИГНАЛІВ

Розглянуто метод кореляційного ортогонального оброблення геофізичних сигналів для підвищення інформативності результатів оброблення сейсмічних даних. Наведено результати порівняльного аналізу функціонування кореляційної системи оброблення з ортогональними фільтрами і за їхньої відсутності. Обчислено характеристики на виході кореляційної системи за дії на її вхід моногармонічних і полігармонічних сигналів, як тестових сигналів.

Ключові слова: геофізичні сигнали, сейсмічні сигнали, кореляційне оброблення, ортогональний фільтр.

Постановка проблеми. Оброблення геофізичної інформації є основним етапом аналізу експериментальних даних на всіх етапах використання геофізичних систем оброблення сигналів [1-3]. Статистичне оброблення геофізичних сигналів застосовують як для математичного моделювання геологічних об'єктів і процесів, так і для оброблення результатів вимірювань реальних геофізичних сигналів. Використання швидкодіючих ЕОМ у складі геофізичних систем зумовлене поширенням цифрового оброблення геофізичних сигналів, як одного з методів досліджень.

Аналіз останніх досліджень і публікацій. До важливих напрямів досліджень геофізики належить сейсмічна розвідка або просто сейсмологія, в рамках якої вирішують широке коло науково-технічних проблем з виявлення родовищ нафти, газу й інших корисних копалин [4-6].

Серед багатьох методів оброблення сигналів у сейсмозв'язці широко використовують кореляційні методи. Результати таких досліджень опубліковано в наукових працях, зокрема в [1, 5-7]. Але в більшості робіт результати аналізу використання технічних сейсмічних систем не розглядають з погляду аналізу функціонування вимірювальних систем. У нашому дослідженні на проблемі синтезу систем вимірювання та оброблення сеймосигналів зосереджено основну увагу. Насамперед проаналізуємо кореляційні системи, як вимірювальні за дії тестових сигналів. Тестовими сигналами будуть моногармонічні і полігармонічні сигнали. У низці публікацій, зокрема в [1], пропонують використання кореляційних систем з вхідними ортогональними фільтрами для виявлення корисних сигналів за дії завад.

Мета роботи. Виконати порівняльний аналіз тестових випробувань кореляційних систем з вхідними ортогональними фільтрами і за їхньої відсутності. При цьому використання кореляційних систем із вхідними ортогональними фільтрами будуть розглянуті як використання нового класу систем оброблення сейсмічних сигналів.

Постановка задачі. Провести аналіз функціонування кореляційної системи для двох випадків з вхідними ортогональними фільтрами і за їх відсутності, в разі дії моногармонічних та полігармонічних сигналів, які є основними корисними сигналами у задачах статистичного оброблення сейсмології.

Надалі для розв'язку цієї задачі буде застосовано математичні моделі сигналів, а також математичні моделі операторів функціональних модулів і ланок кореляційних систем. Відомо, що кореляційні системи реалізують кореляційний оператор оброблення сигналів. Кореляційний оператор $A[\cdot, \cdot]$, як основний оператор функціонування кореляційної системи, заданий на просторі вхідних сигналів $\{x_i(t), i = \overline{1, 2, \dots}, t \in T\}$, які переважно належать простору сигналів з скінченною потужністю. Для неперервного часу дія кореляційного оператора задається у виді [8]

$$B_{12}(s) = \frac{1}{T} \int_0^T x_1(t)x_2(t+s)dt, \quad t, s \in T. \quad (1)$$

Оскільки в сейсмічних дослідженнях здебільшого здійснюють цифрове оброблення сейсмічних сигналів, то в цій роботі буде досліджено дію кореляційного оператора для дискретних сигналів. Використання аналогово-цифрових перетворювачів у кореляційних системах дає змогу перетворити вхідні сейсмічні сигнали з неперервним часом у послідовності сигналів з дискретним часом, які задаються на рівномірній ґратці

$$\{t_j = j\Delta t, j = \overline{1, m}, t_j \in T\}, \quad (2)$$

де Δt – крок дискретизації сигналу по часу. Тобто маємо простір вхідних сигналів з дискретним часом

$$\{x_i(t_j) = x_i(j\Delta t), i = \overline{1, 2, \dots}, j = \overline{1, m}, t_j \in T\}. \quad (3)$$

Таким чином, згідно з (1) дія кореляційного оператора для дискретного часу визначається формулою

$$B_{12}(\tau_k) = \frac{1}{m-k} \sum_{j=1}^{m-k} x_1(j\Delta t) x_2((j+k)\Delta t), k \in \overline{0, l}, \tau_k = k\Delta t. \quad (4)$$

Отриманий вираз визначає дію кореляційного оператора на заданому просторі вхідних сигналів з дискретним часом. У випадку, коли простір вхідних сигналів (3) є послідовністю центрованих реалізацій ергодичного випадкового процесу, вираз (4) для скінченного m визначає статистичну оцінку кореляційної функції процесу, а за $m \rightarrow \infty$ – саму кореляційну функцію процесу. Якщо простір вхідних сигналів є реалізацією інших випадкових процесів, то вираз (4) визначає відгук кореляційного оператора і при цьому потрібно здійснювати додаткові дослідження такого відгуку, який характеризує відповідні статистичні зв'язки між двома сигналами, а саме між сигналами $x_1(j\Delta t)$ і $x_2(j\Delta t)$ за їхнього взаємного зсуву.

Результати розв'язку поставленої задачі

1. Типова кореляційна система. Наведемо результати аналізу функціонування типової кореляційної системи без вхідних ортогональних фільтрів за дії моногармонічних і полігармонічних сигналів. Спрощену структурну схему такої кореляційної системи представлено на рис. 1.

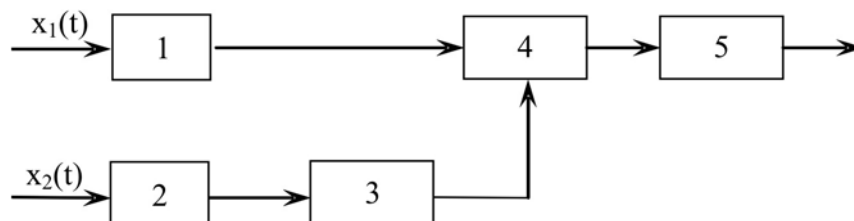


Рис. 1. Спрощена структурна схема типової кореляційної вимірювальної системи: 1, 2 – АЦП неперервних діючих сигналів; 3 – блок зсуву за часом сигналів з дискретним часом; 4 – блок множення сигналів з дискретним часом; 5 – блок сумування (інтегратор) добутоків сигналів з дискретним часом

1.1. Вхідні моногармонічні сигнали з дискретним часом. На вхід схеми (рис. 1), що описується оператором (4), надходять два моногармонічні сигнали однакової відомої частоти:

$$\begin{aligned} x_1(t_j) &= A_1 \sin(\omega t_j + \theta_1), \omega \neq 0 \\ x_2(t_j) &= A_2 \sin(\omega t_j + \theta_2), \end{aligned} \quad (5)$$

де θ_1 і θ_2 – відповідні початкові фази вхідних сигналів. У разі взаємного зсуву сигналів за часом $\tau_k = k\Delta t, k = 0, 1, \dots, l, l < m$ згідно з виразом (4) отримаємо

$$B_{12}(\tau_k) = \frac{1}{m-k} \sum_{j=1}^{m-k} A_1 A_2 \sin[\omega t_j + \theta_1] \sin[\omega(t_j + \tau_k) + \theta_2]. \quad (6)$$

Для випадку $m \rightarrow \infty$ маємо вираз

$$B_{12}(\tau_k) = \frac{A_1 A_2}{2} \cos[\omega \tau_k + \Delta \theta], \quad \omega \neq 0, \quad (7)$$

де $\Delta \theta = \theta_2 - \theta_1$ – зсув початкових фаз.

Проаналізуємо вираз (7). На практиці потрібно враховувати, що вираз (7) отриманий для нескінченного часу усереднення, тобто є ідеальним. У роботах [8, 9] показано, що якщо часовий інтервал усереднення сигналів кратний декільком періодам досліджуваних сигналів, то похибка виразу (7) не перевищує декількох відсотків. Вираз (7) підтверджує той факт [8, 9], що кореляційна система є ідеальною системою вимірювання різниці початкових фаз моногармонічних сигналів. У подальших дослідженнях буде показано, що ця властивість кореляційних систем з вхідними ортогональними фільтрами зберігається і за дії завад.

Вхідні полігармонічні сигнали з дискретним часом. На вхід схеми (рис. 1), що описується оператором (4), надходять два полігармонічні сигнали однакової відомої частоти:

$$\begin{aligned} x_1(t) &= \sum_{i=1}^n A_i^{(1)} \sin(\omega_i t + \theta_i^{(1)}), \\ x_2(t) &= \sum_{i=1}^n A_i^{(2)} \sin(\omega_i t + \theta_i^{(2)}), \end{aligned} \quad (8)$$

де $\omega_1 < \omega_2 < \dots < \omega_n$.

Полігармонічні сигнали мають однакову кількість гармонік, частоти гармонік збігаються між собою. У цьому випадку кореляційне перетворення досліджуваних сигналів згідно з (4) описується формулою

$$B_{12}(\tau_k) = \frac{1}{m-k} \sum_{j=1}^{m-k} \sum_{i=1}^n A_i^{(1)} \sin(\omega_i t_j + \theta_i^{(1)}) \sum_{i=1}^n A_i^{(2)} \sin(\omega_i (t_j + \tau_k) + \theta_i^{(2)}). \quad (9)$$

Для ідеального інтегрування, коли $m \rightarrow \infty$ для виразу (9) отримуємо

$$B_{12}(\tau_k) = \sum_{i=1}^n \frac{A_i^{(1)} A_i^{(2)}}{2} \cos(\omega_i \tau_k + \Delta \theta_i), \quad (10)$$

де $\Delta \theta_i = \theta_i^{(2)} - \theta_i^{(1)}$.

Вираз (10) характеризує взаємний зв'язок кореляційного перетворення досліджуваних сигналів і залежить від числа компонент полігармонічних сигналів, від взаємного зсуву по часу τ_k та від амплітуд і різниці фаз відповідних гармонік.

Використавши для виразу (10) перетворення Фур'є, отримаємо лінійний (дискретний) взаємний спектр потужності, який визначається згідно з виразом

$$S_{12}(\omega_j) = \frac{A_j^{(1)} A_j^{(2)}}{2} e^{-i \Delta \theta_j}, \quad (11)$$

де $\{A_j^{(1)}A_j^{(2)}/2, j \in [1, n]\}$ характеризує величину взаємних спектральних компонент, зумовлених вхідними сигналами; $\{\Delta\theta_j, j \in [1, n]\}$ – розподіл фазових зсувів по частоті ω_j . Зауважимо, що функції $B_{12}(\tau_k)$ і $S_{12}(\omega_j)$ отримані за умови нескінченного часу усереднювання, тобто є ідеальними. На практиці потрібно мати не менше одного періоду кореляційного перетворення, і шляхом перетворення Фур'є можна визначити взаємні амплітудні і фазові характеристики початкових полігармонічних сигналів.

Кореляційна ортогональна система. Під кореляційною ортогональною системою будемо розуміти кореляційну вимірну систему з попередньою ортогональною фільтрацією досліджуваних сигналів. Структурну схему системи наведено на рис. 2. Ця система відрізняється від попередньої тим, що вхідні сигнали (5) спочатку фільтруються системою ортогональних фільтрів (рис. 2 блоки 3 і 4), а вже потім застосовується кореляційний оператор (2).

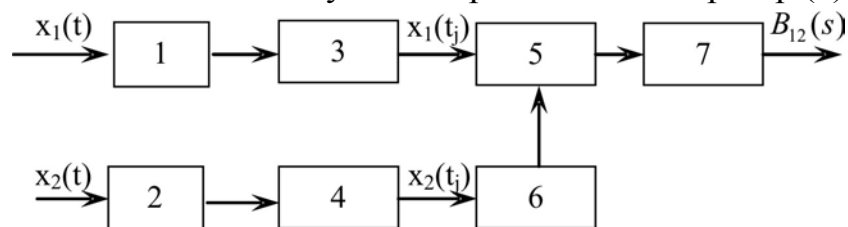


Рис. 2. Структурна схема кореляційної вимірної системи з дискретними ортогональними фільтрами: 1, 2 – АЦП неперервних діючих сигналів; 3, 4 – дискретні ортогональні фільтри; 5 – блок перемножування; 6 – блок затримки; 7 – блок сумування

Позначимо імпульсні перехідні характеристики дискретних ортогональних фільтрів через $\varphi_1(t_i)$ і $\varphi_2(t_i)$. Імпульсні перехідні характеристики вибираються з класу ортогональних функцій дискретного аргументу, які описано в [1]. Ці системи ортогональних функцій певною мірою пов'язані з класичними ортогональними поліномами дискретного аргументу.

Моногармонічні сигнали. Системою, зображеною на рис. 2, виконуються такі перетворення. До вхідного сигналу $x_1(t_j)$ застосовується лінійний оператор згортки (блок 3) з імпульсною перехідною характеристикою $\varphi_1(t_j)$, а до сигналу $x_2(t_j)$ – оператор згортки (блок 4) з імпульсною перехідною характеристикою $\varphi_2(t_j)$. Сигнали $x_1(t_j)$ і $x_2(t_j)$ визначаються згідно з виразом (5). Внаслідок дії лінійного дискретного оператора згортки з ядром $\varphi_1(t_j)$ для сигналу $x_1(t_j)$ отримуємо

$$y_1(t_j) = \varphi_1 \cdot x_1 = \sum_{s_1=1}^{\infty} \varphi_1(s_1) A_1 \sin(\omega(t_j - s_1) + \theta_1), \quad t_j \in (0; \infty) \quad (12)$$

і відповідно для сигналу $x_2(t_j)$ його відгук

$$y_2(t_j) = \varphi_2 \cdot x_2 = \sum_{s_2=1}^{\infty} \varphi_2(s_2) A_2 \sin(\omega(t_j - s_2) + \theta_2), \quad t_j \in (0; \infty). \quad (13)$$

На виході кореляційної системи для сигналів $y_1(t_j)$ і $y_2(t_j)$ отримуємо згідно з (4) кореляційне перетворення

$$R_{12}(\tau_k) = \frac{1}{m-k} \sum_{j=1}^{m-k} \sum_{s_1=1}^{\infty} \sum_{s_2=1}^{\infty} \varphi_1(s_1)x_1(t_j-s_1)\varphi_2(s_2)x_2(t_j+\tau_k-s_2). \quad (14)$$

Провівши заміну змінних $s_2 = s_1 + \tau$, останній вираз запишемо таким чином:

$$R_{12}(\tau_k) = \frac{1}{m-k} \sum_{j=1}^{m-k} \sum_{s_1=1}^{\infty} \sum_{\tau=1}^{\infty} \varphi_1(s_1)\varphi_2(s_1+\tau)x_1(t_j-s_1)x_2(t_j+\tau_k-s_1-\tau). \quad (15)$$

Для ідеального інтегратора, тобто за $m \rightarrow \infty$ для виразу (15) отримуємо

$$R_{12}(\tau_k) = \sum_{s_1=1}^{\infty} h_{12}(s_1)B_{12}(s_1+\tau_k), \quad (16)$$

де згортка імпульсних перехідних функцій $\varphi_1(t_j)$ і $\varphi_2(t_j)$ дис кретних ортогональних фільтрів визначається виразом

$$h_{12}(s_1) = \sum_{s_1=1}^{\infty} \varphi_1(s_1)\varphi_2(s_1+\tau), \quad (17)$$

а дія кореляційного оператора $B_{12}(\tau)$ досліджуваних сигналів виразом (10). На практиці вираз (16) реалізується на скінченних часових інтервалах, при цьому згідно з роботами [8, 9] похибка не перевищує декількох процентів, якщо часовий інтервал інтегрування вибирається в межах 10 періодів досліджуваних сигналів, а лінійна фільтрація досліджуваних моногармонічних сигналів проводиться в межах 40-60 періодів.

Приклад. Як ортогональні фільтри дискретного аргументу виберемо фільтри Лагера дискретного аргументу 1-го і 2-го порядку при цьому взаємне кореляційне перетворення має вигляд [1]:

$$h_{12}(\tau) = (e^{\lambda} - 1)s_1 e^{-\frac{\lambda}{2}(\tau-1)} U(s_1) = 2 \operatorname{sh} \frac{\lambda}{2} e^{-\frac{\lambda s_1}{2}} s_1 U(s_1), \quad \tau \in (-\infty, \infty), \quad (18)$$

де: $U(t)$ – функція Хевісайда, а λ – параметр фільтрів Лагера, який визначає імпульсну перехідну функцію.

Для функції (18) її перетворення Фур'є

$$S_{12}(\omega) = \frac{e^{\lambda} - 1}{1 - 2e^{\lambda/2} \cos \omega + e^{\lambda}} \exp \left[i \arctg \frac{b}{a} + i \frac{\pi}{2} (1 - \operatorname{sign} a) \operatorname{sign} b \right] = \frac{e^{i\omega}(1 - e^{-\lambda})}{(1 - e^{i\omega - \lambda/2})^2}, \quad \omega \in (-\pi, \pi), \quad (19)$$

де a і b визначаються за формулами $a = \cos \omega - e^{-\lambda/2}$, $b = \sin \omega$. Враховуючи (18), вираз для кореляційної функції згідно з (16) набуває вигляду

$$R_{12}(\tau_k) = \sum_{\tau=-\infty}^{\infty} e^{-\frac{\lambda}{2}(\tau-1)} (e^{\lambda} - 1) \tau U(\tau) \frac{A_1 A_2}{2} \cos[\omega(\tau_k - \tau) + \Delta\theta] = d [a_1 \cos(\omega\tau_k + \Delta\theta) + b_1 \sin(\omega\tau_k + \Delta\theta)], \quad (20)$$

$$\text{де} \quad d = \frac{A_1 A_2 (e^\lambda - 1)}{2(1 - 2e^{\lambda/2} \cos \omega + e^\lambda)}, \quad a_1 = (e^{-\lambda} + 1) \cos \omega - 2e^{-\lambda/2}, \quad b_1 = (1 - e^{-\lambda}) \sin \omega. \quad (21)$$

Як наслідок, на виході кореляційної системи з ортогональними фільтрами Лагера кореляційне перетворення набуває вигляду

$$R_{12}(\tau_k) = \frac{A_1 A_2}{2} \hat{A}_k \cos[\omega \tau_k + \Delta\theta - \theta_k], \quad (22)$$

де величина $\hat{A}_k$ визначається виразом

$$\hat{A}_k = \frac{e^\lambda - 1}{1 - 2e^{\lambda/2} \cos \omega + e^\lambda}, \quad (23)$$

а кут θ_k відповідно виразом

$$\theta_k = \arctg \frac{b_1}{a_1} + \frac{\pi}{2} (1 - \text{sign} a_1) \text{sign} b_1 = \arccos \left[\frac{a_1}{(a_1^2 + b_1^2)^{1/2}} \right] \text{sign} b_1, \quad a \neq 0. \quad (24)$$

Аналізуючи вираз (22), видно, що кореляційне перетворення двох про-фільтрованих сигналів (4) є моногармонічною функцією, амплітуда якої прямопропорційна добутку амплітуд вхідних моногармонічних сигналів (4), а початкова фаза складається з різниці між різницею фаз моногармонічних сигналів $\Delta\theta$ і кутом θ_k , зумовленим наявністю лагеровської ортогональної фільтрації.

Для цього прикладу знаходимо, що для кореляційної функції (22) її лінійний спектр потужності набуває вигляду [1]

$$\hat{S}_B(\tilde{\omega}) = \begin{cases} \frac{A_1 A_2}{2} \hat{A}_k e^{i(\Delta\theta - \theta_k)}, & \tilde{\omega} = \omega \\ 0, & \tilde{\omega} \neq \omega. \end{cases} \quad (25)$$

Аналізуючи останню формулу видно, що лінійний спектр потужності складається з дискрет, відповідних частотам моногармонічних сигналів, які поступають на вхід дискретної кореляційної вимірювальної системи з вхідними ортогональними фільтрами Лагера. З виразу (25) також випливає, що якщо вимірюються добутки амплітуд і різниця фаз моногармонічних сигналів, то вони визначаються згідно з такими формулами:

$$A_1 A_2 = 2(a^2 + b^2)^{1/2} / \hat{A}_k, \quad \Delta\theta = \arccos \left[\frac{a}{(a^2 + b^2)^{1/2}} \right] \text{sign} b + \theta_k, \quad (26)$$

де: $\hat{A}_k$ – визначається формулою (23); θ_k – визначається формулою (24), а згідно з формулою (25)

$$\begin{aligned} a &= \text{Re} \hat{S}_B(\omega), \\ b &= \text{Im} \hat{S}_B(\omega). \end{aligned} \quad (27)$$

Зазначимо, що коли із самого початку вибрати відношення частоти дискретизації до частоти сигналу, що дорівнює цілому числу N , то для виз-

начення $\hat{S}_B(\tilde{\omega})$ досить скористатися формулою (22), вибравши часовий інтервал визначення $B_{12}(\tau_k)$ завдовжки в один або декілька цілих періодів моногармонічного сигналу.

Полігармонічні сигнали. Для кореляційної системи зі вхідними ортогональними фільтрами, на обидва входи якої надходять полігармонічні сигнали (8) з однаковим частотним складом. У цьому випадку до вхідного сигналу $x_1(t_j)$ застосовується оператор згортки з імпульсною перехідною характеристикою $\varphi_1(t_j)$, а до сигналу $x_2(t_j)$ – оператор згортки з імпульсною перехідною характеристикою $\varphi_2(t_j)$ покомпонентно до кожної гармоніки, як це описано у випадку з моногармонічними сигналами. Як наслідок, сигнал $x_1(t_j)$ перетвориться в сигнал $y_1(t_j)$ згідно зі співвідношенням

$$y_1(t) = \sum_{i=1}^n \sum_{s_1=1}^{\infty} \varphi_1(s_1) A_i^{(1)} \sin(\omega_i(t_j - s_1) + \theta_i^{(1)}), \quad t_j \in (0; \infty), \quad (28)$$

а сигнал $x_2(t_j)$ – в сигнал

$$y_2(t_j) = \sum_{i=1}^n \sum_{s_2=1}^{\infty} \varphi_2(s_2) A_i^{(2)} \sin(\omega_i(t_j - s_2) + \theta_i^{(2)}), \quad t_j \in (0; \infty). \quad (29)$$

Потім до сигналів $y_1(t_j)$ і $y_2(t_j)$ застосовується оператор (4). Зазначимо, що кореляційне перетворення двох моногармонічних компонент з різними частотами дорівнює нулю. Тому при обчисленні кореляційного перетворення враховуватимемо лише компоненти з однаковими частотами. Отже

$$R_{12}(\tau_k) = \frac{1}{m-k} \sum_{j=1}^{m-k} \sum_{s_1=1}^{\infty} \sum_{s_2=1}^{\infty} \varphi_1(s_1) x_1(t_j - s_1) \varphi_2(s_2) x_2(t_j + \tau_k - s_2). \quad (30)$$

Використавши наведений вище матеріал, отримаємо

$$R_{12}(\tau_k) = \sum_{s_1=1}^{\infty} h_{12}(s_1) B_{12}(\tau_k - \tau), \quad (31)$$

де $h_{12}(\tau)$ і $B_{12}(\tau_k)$ визначаються формулами (17) і (10).

Якщо як імпульсні перехідні характеристики ортогональних фільтрів вибрані функції Лагера дискретного аргументу, порядок яких відрізняється на одиницю, то під час надходження на вхід системи полігармонічних сигналів (6) отримуємо кореляційне перетворення виду

$$R_{12}(\tau_k) = \sum_{i=1}^n \frac{A_i^{(1)} A_i^{(2)}}{2} \hat{A}_k(\omega_i) \cos[\omega_i \tau_k + \Delta \theta_i - \theta_k(\omega_i)] \quad (32)$$

де величина $\hat{A}_k$ визначається виразом

$$\hat{A}_k(\omega_i) = \frac{e^{\lambda} - 1}{1 - 2e^{\lambda/2} \cos \omega_i + e^{\lambda}}, \quad i \in [1, n], \quad (33)$$

а величина $\theta_k(\omega_i)$ визначається

$$\theta_k(\omega_i) = \arctg \frac{b_i}{a_i} + \frac{\pi}{2} (1 - \text{sign } a_i) \text{sign } b_i, \quad i \in [1, n], \quad (34)$$

$$a_i = (e^{-\lambda} + 1) \cos \omega_i - 2e^{-\lambda/2}, \quad b_i = (1 - e^{-\lambda}) \sin \omega_i.$$

Як і у випадку з моногармонічним сигналом, вимірявши $R_{12}(\tau_k)$ принаймні на інтервалі часу, що дорівнює декільком цілим періодам, за допомогою перетворення Фур'є можна визначити шукані взаємні амплітудні і фазові характеристики вхідних полігармонічних сигналів:

$$A_i^{(1)} A_i^{(2)} = 2 (a_i^2 + b_i^2)^{1/2} / A_k(\omega_i),$$

$$\Delta \theta_i = \arccos \left[\frac{a_i}{(a_i^2 + b_i^2)^{1/2}} \right] \text{sign } b_i + \theta_k(\omega_i), \quad (35)$$

де $a_i = \text{Re } S_B(\omega_i); b_i = \text{Im } S_B(\omega_i)$.

Висновки. Порівняльний аналіз двох кореляційних систем, одна з яких є типовою, а друга містить у своїй структурі вхідні ортогональні фільтри за дії тестових сигналів, до яких відносять полігармонічні і моногармонічні сигнали, дав змогу отримати такі результати:

1. Введення до структури кореляційних систем ортогональних фільтрів змінює характеристики дії тестових сигналів, але ці зміни можна врахувати з використанням отриманих співвідношень і виразів.
2. Введення додаткових ортогональних фільтрів не дає додаткових похибок при визначенні метрологічних характеристик кореляційних систем.
3. Введення в структуру вхідних ортогональних фільтрів істотно збільшує ефективність кореляційної системи при виявленні сигналів за дії завад.
4. Отримані результати, а саме аналіз амплітудних і фазових характеристик тестових сигналів, свідчить про покращення результатів дослідження кореляційних систем для вирішення задач сейсмології.

Література

1. **Марченко В.Б.** Ортогональные функции дискретного аргумента и их приложение в геофизике / В.Б. Марченко. – К. : Вид-во "Наук. думка", 1992. – 212 с.
2. **Никитин А.А.** Теоретические основы обработки геофизической информации : учебник [для ВУЗов по спец. "Геофиз. методы поисков и разведки месторождений по лез. ископаемых] / А.А. Никитин. – М. : Изд-во "Недра", 1986. – 341 с.
3. **Аки К.** Количественная сейсмология: Теория и методы. – Т. 1. / К. Аки, П. Ричардс. – М. : Изд-во "Мир", 1983. – 519 с.
4. **Кричлоу Г.Б.** Современная разработка нефтяных месторождений и проблемы моделирования / Г.Б. Кричлоу. – М. : Изд-во "Недра", 1979. – 303 с.
5. **Троян В.Н.** Статистические методы обработки и интерпретации геофизических данных : учебник [для ВУЗов] / В.Н. Троян, Ю.В. Киселёв. – СПб. : Изд-во СПбГУ, 2000. – 577 с.
6. **Шериф Р.** Сейсморазведка. – Т. 2: Обработка и интерпретация данных / Р. Шериф, Л. Гелдарт. – М. : Изд-во "Мир", 1988. – 400 с.
7. **Гурвич И.И.** Сейсмическая разведка : учебник [для ВУЗов]. – 3-е изд., [перераб.] / И.И. Гурвич, Г.Н. Боганик. – М. : Изд-во "Недра", 1980. – 551 с.
8. **Мирский Г.Я.** Аппаратурное определение характеристик случайных процессов / Г.Я. Мирский. – М.-Л. : Изд-во "Энергия", 1967. – 432 с.
9. **Романенко А.Ф.** Вопросы прикладного анализа случайных процессов / А.Ф. Романенко, Г.А. Сергеев. – М. : Изд-во "Советское радио", 1968. – 256 с.

Жаровский Р.О. Корреляционные ортогональные системы в задачах обработки геофизических сигналов

Рассмотрен метод корреляционной ортогональной обработки геофизических сигналов для повышения информативности результатов обработки сейсмических данных. Приведены результаты сравнительного анализа функционирования корреляционной системы обработки с ортогональными фильтрами и при их отсутствии. Вычислены характеристики на выходе корреляционной системы при действии на ее вход моногармонических и полигармонических сигналов, как тестовых сигналов.

Ключевые слова: геофизические сигналы, сейсмические сигналы, корреляционная обработка, ортогональный фильтр.

Zharovskiy R.O. Correlation orthogonal systems in problems of processing geophysical signals

In this work the method of correlation of orthogonal processing geophysical signals to increase the informative results of processing seismic data is considered. The results of comparative analysis of the functioning of the correlation processing with orthogonal filters and in their absence. Calculated characteristics of the output correlation system in action at its entrance and monoharmonic poliharmonic signals as test signals.

Keywords: geophysical signals, seismic signals, correlation processing, orthogonal filter.

УДК 681.511.46

*Доц. О.А. Валух, канд. техн. наук;
магістр Я.М. Засанський – НЛТУ України, м. Львів*

СИНТЕЗ ЦИФРОВОГО РЕГУЛЯТОРА СИСТЕМИ ЕЛЕКТРОПРИВОДУ НЕСУЧИХ ВАЛІВ ПАПЕРОРІЗАЛЬНОГО ВЕРСТАТУ

Розглянуто синтез цифрового регулятора, що забезпечує перехідний процес, близький до процесу еквівалентної безперервної системи. Дано рекомендації щодо вибору періоду дискретизації цифрової частини системи керування. Дослідження засвідчили, що вибір структури еквівалентної безперервної системи електроприводу несучих валів паперорізального верстату під час синтезу параметрів цифрового регулятора потрібно пов'язувати зі співвідношенням мінімальної постійної часу об'єкта регулювання і періоду дискретизації цифрової частини системи управління.

Під час реалізації регулятора на мікропроцесорі синтез параметрів регулятора здійснюють з використанням однієї з двох методик. У першому випадку за передавальною функцією безперервної частини визначається дискретна передавальна функція цифрової системи і регулятор синтезується в термінах z-перетворення [3, 5]. У другому випадку цифровій системі ставиться у відповідність еквівалентна безперервна система, синтезується аналоговий регулятор для цієї безперервної системи і потім за розрахованими параметрами цього регулятора визначаються параметри цифрового регулятора. Останній повинен забезпечити перехідний процес, близький до процесу еквівалентної безперервної системи [2]. Основною проблемою при цьому є визначення структури і параметрів еквівалентної безперервної системи. Ми розглянемо другий підхід для синтезу регулятора в системі електроприводу несучих валів паперорізального верстату, передавальна функція безперервної частини якої має вигляд $W(s) = \frac{1}{0,72s(0,02s + 1)}$, тобто $T_1 = 0,72 \text{ с}$, $T_0 = 0,02 \text{ с}$.