

ПІДВИЩЕННЯ ТОЧНОСТІ ВИМІРЮВАННЯ КУТОВИХ ШВИДКОСТЕЙ СИЛОВИХ ЕЛЕКТРОМЕХАНІЧНИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ ПІД ЧАС ЇХ СИНХРОНІЗАЦІЇ

The question of increase of accuracy of measurement of angular speeds due to development of the modulator, a diaphragm and the tachometric converter with an opportunity of change of resolution is investigated. It is developed the measuring channel of angular speed and it is investigated its error of measurement.

Досліджено питання підвищення точності вимірювання кутових швидкостей внаслідок розробки модулятора, діафрагми і тахометричного перетворювача з можливістю зміни розрізняючої здатності. Розроблено вимірювальний канал кутової швидкості й визначено його похибку вимірювання.

Постановка задачі. Завдяки досягненням мікропроцесорної та вимірювальної техніки стало можливим використовувати автоматичні пристрої та системи різного рівня інтелекту для контролю різноманітних параметрів ЕМП як у процесі їх виготовлення, так і під час експлуатації. Сьогодні у процесі вимірювання та контролю характеристик ЕМП застосовують традиційні методи та засоби, що не завжди забезпечують максимальну точність і швидкодію, тому підвищення точності вимірювання кутових швидкостей ЕМП під час їх синхронізації є актуальним завданням під час розробки технологічних процесів, призначених для перетворення листів металу, паперів, ниток, різних плівок тощо.

Аналіз останніх досліджень та публікацій. Розв'язання цього завдання започатковано в [1, 2]. У цій літературі кутову швидкість визначали за допомогою віброметричних параметрів ЕМП з метою підвищення вірогідності контролю вібраційного стану ЕМП. Розробка нового способу вимірювання кутової швидкості ЕМП під час їх синхронізації, що дає змогу підвищити точність вимірювання, залишається невирішеною частиною зазначеного завдання.

Мета досліджень. Метою статті є розробка математичної моделі високочастотного тахометричного перетворювача (ТП), побудова на цій основі вимірювального каналу (ВК) кутової швидкості й дослідження похибки вимірювання кутової швидкості.

Розробка тахометричного перетворювача та його математичної моделі. Тахометричний перетворювач (ТП) містить вал 1 (рис. 1), на який насаджено модулятор 2. Модулятор має вигляд диска, з черговими прозорими та непрозорими елементами однакової кутової ширини. За модулятором, збоку вала, розташована діафрагма 3, за якою встановлено два фотодіоди 4, які належать до складу фотоприймачів на основі пари фотодіод-операційний підсилювач. Елементи фотоприймачів та інші електронні елементи ТП розташовані на платі 5. Джерело світла 6 з конденсорною лінзою освітлює фоточутливий шар фотодіодів через перехрестя модулятора та діафрагми (його на рис. 1 зазначено штриховою лінією). Діафрагма має вигляд пластини з двома отворами 7, зсунутими між собою на кут, що дорівнює $1,5\alpha$ кутової ширини елементів модулятора відносно його центра, конфігурація яких визначається радіусами модулятора та концентричними колами, радіусами R_1 та R_2 , центр яких збігається з центром модулятора. Кутова ширина отворів діафрагми дорівнює кутовій ширині прозорих елементів модулятора. Під час обертання вала обертається і модулятор, унаслідок чого прозорі та непрозорі елементи модулятора перекривають отвори діафрагми.

У разі вищезазначеної форми отворів діафрагми площа заштрихованого отвору, через яке світло під час обертання вала потрапляє на фоточутливий шар фотодіода фотоприймача, лінійно залежить від кута повороту вала та визначається виразом [3]

$$S_{\Phi 1} = \begin{cases} (\varphi - n\alpha) \frac{R_1^2 - R_2^2}{2}, & \varphi \in [n\alpha, (n+1)\alpha], \quad n = 0, 2, 4, \dots, \\ -(\varphi - n\alpha) \frac{R_1^2 - R_2^2}{2} + (R_1^2 - R_2^2)\alpha, & \varphi \in [(n+1)\alpha, (n+2)\alpha]. \end{cases} \quad (1)$$

де φ – поточний кут повороту заднього в напрямку обертання краю прозорого елемента модулятора, який умовно прийнято за перший відносно переднього в напрямку обертання краю першого отвору діафрагми (рад); R_1, R_2 – відповідно більший та менший радіус кола, що обмежує отвір діафрагми.

Вираз для вихідної напруги фотоприймача залежно від площі фоточутливого шару фотодіода, що освітлюється, має такий ви-

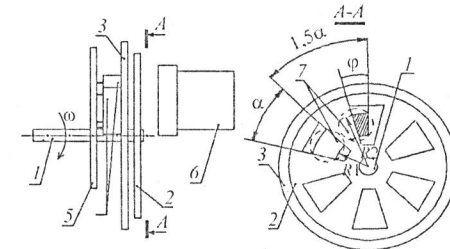


Рис. 1. Конструкція ТП та модулятора, насадженого на вал ЕМП

гляд [3]:

$$U_{\Phi} = IS_{I0}R_{33}S/r^2, \quad (2)$$

де r – відстань від джерела світла до поверхні, що освітлюється; S – площа, що опромінюється; I – сила світла.

Вихідна напруга фотоприймача (2), прямо пропорційна площі отвору, через який світло падає на фоточутливий шар фотодіода. Підставивши (1) в (2), одержимо вираз, який зв'яже вихідну напругу першого фотоприймача з кутом повороту φ :

$$U_{\Phi 1} = \begin{cases} S_{I0}R_{33} \frac{I}{r^2} (\varphi - n\alpha) \frac{R_1^2 - R_2^2}{2}, & \varphi \in [n\alpha, (n+1)\alpha], \quad n = 0, 2, 4, \dots, \\ S_{I0}R_{33} \frac{I}{r^2} \left(-(\varphi - n\alpha) \frac{R_1^2 - R_2^2}{2} + (R_1^2 - R_2^2)\alpha \right), & \varphi \in [(n+1)\alpha, (n+2)\alpha], \quad n = 0, 2, 4, \dots \end{cases} \quad (3)$$

Вихідний сигнал перетворювача є періодичним, його частота дорівнює добутку кількості прорізів модулятора на усталену частоту обертання. Оскільки смуга пропускання лінійних фотоприймачів обмежена, то за наявності певної частоти обертання похибка первинного перетворення, що зумовлена частотними властивостями фотоприймачів, значно збільшується. Окрім того, визначення поточного кутового положення за допомогою описаного ТП є неможливим.

Доцільним є знаходження такої форми прорізу модулятора, коли би забезпечувався максимально низькочастотний вихідний сигнал. Завдання визначення прорізу модулятора полягає у знаходженні такої її форми, щоб площа отвору, через який світло падає на фоточутливий шар фотоприймача, лінійно залежала від кута повороту модулятора в межах його одного оберту [4].

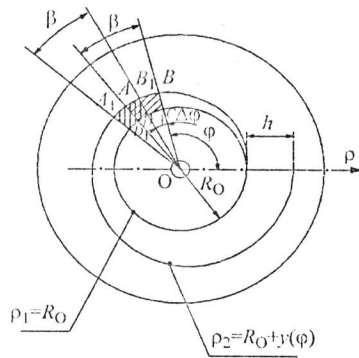


Рис. 2. Модулятор тахометричного перетворювача

Розглянемо рис. 2, на якому зображено модулятор, з виконаною в ньому прорізу. Проріз модулятора обмежена кривими, рівняння яких у полярних координатах, полюс яких збігається з центром модулятора O , мають такий вигляд:

$$\rho_1 = R_0, \rho_2 = R_0 + y(\varphi). \quad (4)$$

Рівняння кривої $\rho_1 = R_0$ є рівнянням кола у полярних координатах. Відповідно до цих умов конфігурація діафрагми обмежена двома променями, які починаються у полюсі O й утворюють між собою кут β . Розглянемо поточне розташування діафрагми відносно смуги, що обмежена колом $\rho_1 = R_0$ та лінією

$\rho_2 = R_0 + y(\varphi)$. Коефіцієнт заповнення ξ вікна діафрагми дорівнює відношенню

$$\xi = S_{ABCD} / S_{MAX}, \quad (5)$$

де S_{ABCD} , S_{MAX} – площа фігури $ABCD$ відповідно у поточному та кінцевому положенні (у кінцевому положенні промінь $OA\rho$ збігається з полярною віссю ρ).

Завдання полягає у визначенні рівняння кривої $\rho_2 = R_0 + y(\varphi)$, яке забезпечує лінійну зміну приросту $\Delta\xi$ коефіцієнта заповнення вікна діафрагми ξ залежно від кута повороту $\Delta\varphi$

$$\Delta\xi = k_0 \Delta\varphi, \quad (6)$$

де k_0 – коефіцієнт пропорційності.

Невідома функція $y(\varphi)$ повинна задовольняти граничні умови

$$y(0) = 0, \quad y(2\pi) = h.$$

Площу фігури $ABCD$ знайдемо за допомогою подвійного інтегралу

$$S_{ABCD} = \iint_{ABCD} \rho d\varphi d\rho = \frac{1}{2} \int_{\varphi_0}^{\varphi_0+\beta} (2R_0 y(\varphi) + y^2(\varphi)) d\varphi. \quad (7)$$

Аналогічно визначасмо площу фігури $A_1B_1C_1D_1$

$$S_{A_1B_1C_1D_1} = \frac{1}{2} \int_{\varphi_0+\Delta\varphi}^{\varphi_0+\Delta\varphi+\beta} (2R_0 y(\varphi) + y^2(\varphi)) d\varphi. \quad (8)$$

Приріст коефіцієнта заповнення $\Delta\xi$, що відповідає куту $\Delta\varphi$, дорівнює

$$\Delta\xi = \frac{\Delta S}{S_{MAX}} = \frac{S_{A_1B_1C_1D_1} - S_{ABCD}}{S_{MAX}}. \quad (9)$$

Гож відповідно до (5), (7), (8) отримаємо

$$\int_{\varphi_0+\Delta\varphi}^{\varphi_0+\Delta\varphi+\beta} (2R_0 y(\varphi) + y^2(\varphi)) d\varphi - \int_{\varphi_0}^{\varphi_0+\beta} (2R_0 y(\varphi) + y^2(\varphi)) d\varphi = k_1 \Delta\varphi, \quad (10)$$

де $k_1 = 2k_0 S_{MAX}$.

Продиференціюємо співвідношення (10) за $\Delta\varphi$, тоді

$$k_1 = 2R_0 y(\varphi_0 + \Delta\varphi + \beta) + y^2(\varphi_0 + \Delta\varphi + \beta) - 2R_0 y(\varphi_0 + \Delta\varphi) - y^2(\varphi_0 + \Delta\varphi). \quad (11)$$

Введемо позначення

$$\varphi_0 + \Delta\varphi = t; \quad z(t) = 2R_0 y(t) + y^2(t). \quad (12)$$

У цьому випадку співвідношення (11) набуде такого вигляду:

$$z(t + \beta) - z(t) = k_1. \quad (13)$$

Нехай $t = 0$, тоді відповідно до граничних умов і (12) матимемо $z(0) = 0$ та відповідно до (13) $z(\beta) = k_1$. Якщо $t = \beta$, відповідно до (13), $z(2\beta) = k_1 + z(\beta) = 2k_1$. Аналогічно, прийнявши $t = 2\beta$, одержимо $z(3\beta) = 3k_1$.

Отже, для значень аргументів $\beta, 2\beta, 3\beta$, які є членами арифметичної прогресії, функція $z(t)$ набуває значень $k_1, 2k_1, 3k_1$, які також утворюють арифметичну прогресію. Наведена властивість притаманна тільки лінійній функції $z(t) = at + b$. Беручи до уваги (6) та (12), $b = 0$, отже, $z(t) = at$, тобто

$$2R_0 y(t) + y^2(t) = at. \quad (14)$$

Переписавши останнє співвідношення у вигляді $(y(t) + R_0)^2 = R_0^2 + at$, з урахуванням прийнятих позначень (13), дістанемо шукану залежність

$$\rho_2(\varphi) = \sqrt{R_0^2 + a\varphi}. \quad (15)$$

З (12) та (14) маємо $z(t) = at$, а із (13), беручи до уваги, що $z(t + \beta) = a(t + \beta)$, визначаємо залежність

$$a\beta = k_1 = 2k S_{MAX}, \quad (16)$$

де

$$S_{MAX} = \frac{1}{2} \int_{2\pi-\beta}^{2\pi} (\rho_2^2(\varphi) - R_0^2) d\varphi = a \frac{\beta}{4} (4\pi - \beta).$$

Для початкового положення (промінь OB збігається з полярною віссю)

$$S_0 = \frac{1}{2} \int_0^\beta (\rho_2^2(\varphi) - R_0^2) d\varphi = a \frac{\beta^2}{4}, \quad (17)$$

звідки знаходимо значення ξ_0 :

$$\xi_0 = S_0 / S_{MAX} = \beta / (4\pi - \beta). \quad (18)$$

Під час переходу вікна діафрагми з початкового в кінцеве положення коефіцієнт заповнення ξ збільшується від ξ_0 до 1, або на величину, прямо пропорційну куту повороту. Співвідношення (15) задовольняє очевидну умову $\rho_2(0) = R_0$, а з умови $\rho_2(2\pi) = R_0 + h$ визначають ще одне співвідношення: $a = h(2R_0 + h) / 2\pi$, що дає змогу обрати числові параметри.

Вимірювальний канал кутової швидкості. Під час безперервного вимірювального контролю кутових швидкостей найбільшу точність забезпечує вимірювання періоду інформативного сигналу. Змінюючи розрізняльну здатність ТП за кутом повороту відповідно до кутової швидкості, яку вимірюють, можна мінімізувати похибку вимірювання. Нижче пропонуємо ВК, що дає змогу перетворювати крутизну вихідного сигналу ТП з низькочастотним вихідним сигналом у частоту слідування імпульсів з можливістю зміни розрізняльної здатності.

Функціональну схему ВК кутової швидкості зображено на рис. 3, а на рис. 4 – часові діаграми їхньої роботи.

Принцип дії ВК полягає у тому, що вихідна напруга ТП з низькочастотним вихідним сигналом U_2 має пилоподібний вигляд. Тривалість заднього фронту напруги, що формується при $\varphi \in [2\pi - \beta, 2\pi]$, визначають кутовою шириною прорізи діафрагми β . Величину кута β вибирають відповідно до умов можливості втрати інформації про кутову швидкість у проміжок часу, за який формується задній фронт цієї напруги. Перед початком вимірювання модулятор випадково розташовується відносно діафрагми, тобто вихідна напруга ТП відрізняється від свого мінімального значення. Зовнішній імпульс запуску надходить на вхід логічного елемента АБО D3 (рис. 3), запускає аналого-цифровий перетворювач (АЦП) D2 та скидає лічильник імпульсів D4. Цей імпульс через елемент АБО D6 надходить на вихід частотного перетворювача і є першим вихідним імпульсом. По закінченню аналого-цифрового перетворення на виході сигналу готовності KE АЦП з'являється імпульс, за переднім фронтом якого цифровий код, відповідний вихідній напрузі ТП, записується у лічильник. Далі цифровий код подається на вхід цифро-аналогового перетворювача (ЦАП), з виходу якого напруга U_{Σ} надходить на вхід суматора напруг, на другий вхід якого надходить напруга від джерела додаткової напруги (ДДН). Вихідна напруга ДДН перевищує мінімальну вихідну напругу ТП як мінімум на величину одного дискрету вихідної напруги ЦАП. Це необхідно для того, щоб перед початком вимірювання на виході компаратора був рівень логічного нуля. Вихідна напруга ЦАП, що за допомогою суматора об'єднується з напругою ДДН, подається на інвертуючий вхід компаратора. Ця напруга (рис. 4) має пилоподібний вигляд та квантована за рівнем. Під час обертання вала вихідна напруга ТП збільшується прямо пропорційно куту повороту. Коли її рівень перевищує напругу на інвертуючому вході компаратора, на його виході з'являється рівень логічної одиниці й цифровий код лічильника імпульсів збільшується на одиницю. Відповідно збільшується напруга на інвертуючому вході компаратора на величину одного дискрету вихідної напруги ЦАП, а на виході компаратора з'являється напруга рівня логічного нуля.

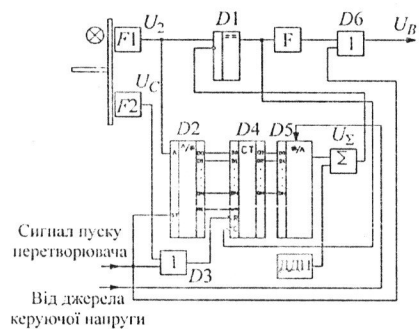


Рис. 3. ВК кутової швидкості з можливістю зміни розрізнавальної здатності

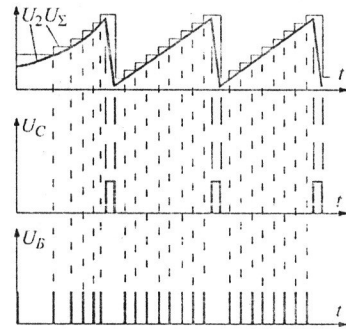


Рис. 4. Часові діаграми роботи ВК кутової швидкості

Процес продовжується циклічно і на виході компаратора формується послідовність імпульсів, яка надходить на вхід формувача імпульсів F, що формує вихідні імпульси U_B , калібровані за амплітудою і тривалістю. Оскільки вихідна напруга фотоприймача прямо пропорційна куту повороту, а вихідні імпульси компаратора формуються в моменти збільшення цієї напруги на постійну величину

одного кванта вихідної напруги ЦАП, то час між двома сусідніми імпульсами є часом повороту вала ЕМП на фіксований кут. Коли кут повороту вала ЕМП перебуває в межах $\varphi \in [2\pi - \beta, 2\pi]$, то напруга U_C досягає рівня логічної одиниці. Тривалість імпульсу U_C дорівнює часу дії заднього фронту напруги U_2 . За заднім фронтом цього імпульсу здійснюється скид лічильника. Так протягом кожного оберту на виході ТП формується послідовність імпульсів, частота яких пропорційна значенню кутової швидкості. Процес зміни розрізнавальної здатності найбільш швидкодіючих ЦАП сумування струмів знаходять з виразу

$$\Delta U_{P.3.} = R_{3.3.ЦАП} U_{OP} / R_C, \quad (19)$$

де U_{OP} – опорна напруга ЦАП; $R_{3.3.ЦАП}$ – опір кола зворотного зв'язку операційного підсилювача ЦАП; R_C – струмозадаючий опір молодшого розряду.

Діапазон зміни вихідної напруги ТП дорівнює різниці між її максимальним та мінімальним значенням та визначається таким співвідношенням:

$$\Delta U_2 = U_{2\ MAX} - U_{2\ MIN} = S_{I0} R_{33} \frac{I}{r^2} \frac{a\beta}{2} (2\pi - \beta). \quad (20)$$

Кількість імпульсів k_I , що формуються за кут повороту $2\pi - \beta$, визначають як відношення діапазону зміни вихідної напруги ТП ΔU_2 та розрізнавальної здатності ЦАП $\Delta U_{P.3.}$:

$$k_I = \frac{\Delta U_2}{\Delta U_{P.3.}} = \frac{S_{I0} R_{33} R_C I a \beta (2\pi - \beta)}{2r^2 R_{3.3.ЦАП} U_{OP}}, \quad (21)$$

а розрізнавальна здатність

$$\varphi_0 = \frac{2\pi - \beta}{k_I} = \frac{2r^2 R_{3.3.ЦАП}}{S_{I0} R_{33} R_C I a \beta} U_{OP}. \quad (22)$$

Із виразу (22) випливає, що розрізнавальна здатність перетворювача прямо пропорційна опорній напрузі ЦАП. Як джерело керуючої напруги можна використовувати інший ЦАП. Тоді розрізнавальною здатністю можна керувати за допомогою цифрового коду. У разі використання ТП з можливістю зміни розрізнавальної здатності та під час обертання ротора з високостабільною кутовою швидкістю основною складовою загальної похибки визначення кутової швидкості є похибка, що зумовлена відсутністю синхронізації між вихідними імпульсами ТП та імпульсами зразкового генератора. У цьому випадку доцільно застосувати розглянутий у [1, 5] оптимальний алгоритм мінімізації похибки вимірювання частоти та періоду на основі усереднювальних вікон Діріхле. Мінімальна відносна середньоквадратична похибка вимірювання кутової швидкості ЕМП, коли немає випадкових завад, визначається виразом

$$\varepsilon_{\omega\ MIN} = \frac{1}{\omega \sqrt{6}} \sqrt{\frac{\pi |\varepsilon_{MAX}|}{2^{n-1}}}, \quad (23)$$

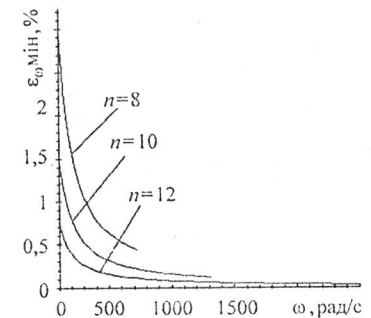


Рис. 5. Відносна середньоквадратична похибка вимірювання кутової швидкості

де ϵ_{MAX} – максимальне значення другої похідної вихідного сигналу ТП на інтервалі диференціювання, виражене в одиницях кутового прискорення.

Графіки залежності цієї похибки від кутової швидкості у разі різної розрядності АЦП, якщо $|\epsilon_{\text{MAX}}| = 1000 \text{ рад/с}^2$, зображено на рис. 5. Їх наведено в діапазоні кутових швидкостей, у якому період дискретизації як мінімум удвічі менший за період вихідного сигналу ТП. З рис. 5 видно, що в області низьких кутових швидкостей відносна середньоквадратична похибка вимірювання значно збільшується, що передусім зумовлено похибкою квантування вихідного сигналу ТП.

ВИСНОВКИ

Уперше запропоновано форму прорізи модулятора, діафрагму та ТП із зменшенням похибки первинного перетворення, який дає змогу визначити початкове кутове положення вала ЕМП. Одержано рівняння перетворення та математичну модель ВК кутової швидкості. Побудовано ВК кутової швидкості з розробленим ТП із можливістю зміни розрізнавальної здатності залежно від низької, середньої чи високої частоти обертання силових ЕМП.

У результаті досліджень розробленого ВК виявлено, що відносна похибка вимірювання не перевищує 0,5% в межах зміни кутової швидкості від 0 до 2 500 рад/с у разі використання 12-розрядного АЦП.

Подальша робота полягає у проведенні експериментальних досліджень та метрологічній атестації розробленого ВК кутової швидкості.

1. Поджаренко В. О., Кучерук В. Ю., Васілевський О. М. Визначення частоти обертання електромеханічних систем за допомогою вібраційних сигналів // Вимірювальна техніка та метрологія. – 2003. – № 63. – С. 161–167.
2. Поджаренко В. О., Кучерук В. Ю., Васілевський О. М. Математичне моделювання системи керування асинхронними електродвигунами // Наук. пр. Донец. нац. тех. ун-ту. Сер. Обчислювальна техніка та автоматизація. – 2003. – № 64. – С. 71–78.
3. Аксененко М. Д., Бараночников М. Л., Смолин О. В. Микроэлектронные приемные устройства. – М.: Энергоатомиздат, 1984. – 208 с.
4. Поджаренко В. О., Михалевиц В. М. До питання вибору форми модулятора тахометричного перетворювача // Вісн. Вінницького політех. ін-ту. – 1988. – № 1. – С. 12–18.
5. Поджаренко В. О., Кучерук В. Ю., Васілевський О. М. Аналіз похибок вимірювання кутових швидкостей методом фіксованого кута в динамічному режимі // Наук. пр. Донец. нац. техн. ун-ту. Сер. Обчислювальна техніка та автоматизація. – 2004. – № 74. – С. 392–396.

Фізико-механічний інститут ім. Г. В. Карпенка
НАН України, Львів
Вінницький Національний технічний університет

Одержано
15.06.2006

УДК 551.568.85

Р. А. Воробель, І. Б. Івасенко, Г. І. Бавда

**ПОКРАЩАННЯ КОНТРАСТУ РЕНТГЕНІВСЬКИХ
ЗОБРАЖЕНЬ З ВИКОРИСТАННЯМ ВЕЙВЛЕТ-ПЕРЕТВОРЕНЬ**

In this paper is presented contrast enhancement method based on dyadic wavelet transform. Images are reconstructed by transform coefficients modified by S-type function. It allows to suppress noise with small standard deviation and enhance low contrast areas of radiographic images.

Запропоновано метод покращання контрасту зображень на основі діадного вейвлет-перетворення. Реконструкція зображень проводиться за допомогою коефіцієнтів, модифікованих S-подібною функцією. Це дає змогу усунути шум з невеликим середньоквадратичним відхиленням та поліпшити низькочастотні ділянки рентгенівських зображень.

Для візуального виявлення дефектів на рентгенівських зображеннях зварних швів застосовують чимало методів покращання зображень, такі як вирівнювання гістограми, нерізде маскування та ін.

Методи нерізкого маскування поліпшують краї та інші висококомпонентні складові зображення завдяки процедурі, що усуває згладжену складову зображення від вхідного зображення [9]. Одним з методів перетворення зображень, які не призводять до зміни відносних співвідношень під час порівняння рівнів сірого, є метод глобального розтягу [1, 7, 15]. Цей метод дає змогу повернутися до первинного зображення після його перетворення. Глобальне контрастування зображень [13] здійснюється шляхом збільшення різниці вхідного зображення зі значенням середини діапазону інтенсивностей.

Проте, зважаючи на низьку контрастність, зашумленість і нерівномірність фону рентгенівських зображень, внаслідок застосування цих методів не завжди одержують задовільний результат. Широке застосування одержали методи підвищення контрастності зображень на основі вейвлет-перетворень.

Сигнал $f(x)$ на n -му рівні розкладу j_n може бути записаний через вейвлет-функцію $\psi(x)$ та масштабуючу функцію $\phi(x)$ у такому вигляді [4]:

$$f(x) = \sum_{k=0}^{N_{j_n}-1} a_{j_n,k} \phi_{j_n,k}(x) + \sum_{j=1}^{j_n} \sum_{k=0}^{N_j-1} d_{j,k} \psi_{j,k}(x), \quad (1)$$

де k – поточне зміщення аналізу; j – масштаб аналізу даних (рівень розкладу); $N_j = N/2^j$ – кількість коефіцієнтів вейвлет-підпростору на j -му масштабі; $a_{j_n,k}$ – коефіцієнти апроксимації (низькочастотні); $d_{j,k}$ – деталізуючі коефіцієнти (високочастотні).

Нормовані масштабуючі функції та вейвлети визначають так [3]:

$$\phi_{j,k}(x) = 2^{-j/2} \phi(2^{-j}x - k), \quad \psi_{j,k}(x) = 2^{-j/2} \psi(2^{-j}x - k). \quad (2)$$

Для ортогональних вейвлетів існує швидке вейвлет-перетворення, що також називають алгоритмом Малла [12]. Воно реалізує заснований на фільтрації ітераційний алгоритм [5]:

$$a_{j+1,k} = \sum_{m=0}^{D-1} h_m a_{j,2k+m}, \quad d_{j+1,k} = \sum_{m=0}^{D-1} g_m a_{j,2k+m}, \quad a_{0,k} = f(k), \quad (3)$$

1. Поджаренко В.О., Кучерук В.Ю., Васілевський О.М. Визначення частоти обертання електромеханічних систем за допомогою вібраційних сигналів // Вимірювальна техніка та метрологія. - 2003. - №63. - с. 161-167.
2. Поджаренко В.О., Кучерук В.Ю., Васілевський О.М. Математичне моделювання системи керування асинхронними електродвигунами // Наук. пр. Донец. нац. тех. ун-ту. Сер. Обчислювальна техніка та автоматизація. - 2003. - №64. - с. 71-78.
3. Аксененко М.Д., Бараночников М.Л., Смолин О.В. Микроэлектронные приемные устройства. - М.: Энергоатомиздат, 1984. - 208 с.
4. Поджаренко В.О., Михалевич В.М. До питання вибору форми модулятора тахометричного перетворювача // Вісн. ВПІ. - 1988. - №1. - с. 12-18.
5. Поджаренко В.О., Кучерук В.Ю., Васілевський О.М. Аналіз похибок вимірювання кутових швидкостей методом фіксованого кута в динамічному режимі // Наук. праці Донец. техн. ун-ту. Сер. Обчислювальна техніка та автоматизація. - 2004. - №74. - с. 392-396.