

УДК 621.317

ЦИФРОВИЙ НИЗЬКОЧАСТОТНИЙ КАНАЛ ВИХРОСТРУМОВОГО ТОВЩИНОМІРА СТАЛЕВИХ ЛИСТОВИХ КОНСТРУКЦІЙ

І. М. Бучма^{1,2)}, К. В. Ферчук³⁾

1) – Національний університет „Львівська політехніка”, вул. С.Бандери, 12, м. Львів, тел.: (032)2582197

2) – Політехніка Опольська, вул. Соснковського, 31, 45–265, Ополь, Польща, тел.: +49(77)4006211

3) – ТзОВ „СофтСерв” вул. В. Великого, 52, м. Львів, тел.: (032)2409990.

Проаналізовано можливість створення цифрового низькочастотного каналу вихрострумового товщиноміра сталевих листових конструкцій, запропоновано варіант його реалізації. Розроблена блок-схема алгоритму цифрового сигналу.

Ключові слова: цифровий низькочастотний канал, вихрострумівий товщиномір, сталева листова конструкція.

Проанализированы возможности создания цифрового низкочастотного канала вихретокового толщиномера стальных листовых конструкций, предложен вариант его реализации. Разработана блок-схема алгоритма цифрового сигнала.

Ключевые слова: цифровой низкочастотный канал, вихретоковый толщиномер, стальная листовая конструкция.

Analyzed the possibility of creating a digital low-channel eddy current thickness of steel sheet structures, a variant of its implementation. Flow diagram of algorithm of digital signal was designed.

Keywords: digital sub channel eddy current thickness, steel sheet construction.

Однією з найважливіших частин комп'ютеризованої системи діагностики корозійного стану сталевих листових конструкцій є вихрострумівий товщиномір. Аналогова структура низькочастотного каналу такого товщиноміра та варіант її реалізації розглянуто в [1, 2]. Оскільки аналогові вузли складні в реалізації і характеризуються низькою точністю та стабільністю, тому бажано було б більшість з них замінити цифровими вузлами.

Залежність вихідної напруги низькочастотного каналу від вимірюваної товщини сталевих листів є нелінійною, а для компенсації цієї нелінійності необхідно використовувати функціональне перетворення. У [2] показано, що аналогова реалізація такого функціонального перетворення є досить складною, а параметри каналу чутливі до відхилення параметрів елементів схеми від номінальних.

Тому необхідно проаналізувати перетворення інформативного сигналу у цифровому низькочастотному каналі та розглянути можливі варіанти побудови такого каналу.

Насамперед визначимо, які саме частини

аналогової схеми можуть бути замінені цифровими.

У структурі низькочастотного каналу, яка описана в [1, 2], використано параметричний вихрострумівий перетворювач (ПВСП), що складається з двох послідовно з'єднаних обмоток і живиться від генератора синусоїдальної напруги робочої частоти. Сигнали обмоток перетворюються за допомогою модулятора, що складається з двох комутаторів та диференціального підсилювача, на виході якого отримується напруга:

$$u_{\text{ДП}}(t) = \frac{1}{2} k_{\text{ДП}} (U_{m1} \sin(\omega t + \varphi_1) + U_{m2} \sin(\omega t + \varphi_2)) + k_{\text{ДП}} \frac{U_{m0}}{\pi} \times \sum_{n=1}^{\infty} \left(\frac{\sin((2n-1)\Omega - \omega)t + \theta}{2n-1} + \frac{\sin((2n-1)\Omega + \omega)t - \theta}{2n-1} \right), \quad (1)$$

де $k_{\text{ДП}}$ – коефіцієнт підсилення диференціального підсилювача модулятора; U_{m1} , U_{m2} – амплітуди напруг на вимірювальній та опорній обмотках ПВСП, відповідно; φ_1 , φ_2 – початкові

фази напруг на вимірювальній та опорній обмотках ПВСП, відповідно; ω – кругова робоча частота ПВСП, Ω – кругова частота комутації модулятора;

$$\theta = \arctg \frac{U_{m1} \cos \varphi_1 - U_{m2} \cos \varphi_2}{U_{m1} \sin \varphi_1 - U_{m2} \sin \varphi_2};$$

$U_{m0} = \sqrt{U_{m1}^2 + U_{m2}^2 - 2U_{m1}U_{m2} \cos(\varphi_1 - \varphi_2)}$, i залежить від вимірюваної товщини.

Якщо напругу згідно (1) перетворити у цифрову форму, то подальше оброблення сигналу може бути чисто цифровим, що дозволить спростити схему, реалізувавши її частини на одному кристалі апаратно або програмно-апаратно. Перетворювати у цифрову форму сигнал кожної обмотки ПВСП окремо з подальшим виконанням модуляції у цифровій формі недоцільно, оскільки для цього необхідно використати два аналогово-цифрових перетворювачі (АЦП), в результаті чого втрачаються переваги, які дає періодичне порівняння сигналів.

Спектр сигналу (1) є нескінченно широким. Однак достатньо використати інформацію, що закладена в гармоніках $\Omega \pm \omega$, як це, зокрема, робиться в аналоговій схемі, де всі решта гармонік затримуються смуговим фільтром. При $\Omega \gg \omega$ кругова частота дискретизації аналогово-цифрового перетворення за теоремою Котельникова повинна складати $\omega_d \geq 2(\Omega + \omega)$. А для уникнення накладання спектрів сигнал перед АЦП необхідно пропустити через фільтр нижніх частот (ФНЧ), в якого частота $\Omega + \omega$ попадає у смугу пропускання, а частота $3\Omega - \omega$ – у смугу затримання сигналу. Тоді в смугу пропускання ФНЧ попадуть тільки три складові з частотами ω , $\Omega - \omega$, $\Omega + \omega$. Таким чином сигнал на виході цього фільтра з одиничним підсиленням у смузі пропускання буде таким:

$$u_{\text{ФНЧ}}(t) = \frac{1}{2} k_{\text{ДП}} (U_{m1} \sin(\omega t + \varphi_1 + \varphi_{\text{ФНЧ}\omega}) + U_{m2} \sin(\omega t + \varphi_2 + \varphi_{\text{ФНЧ}\omega})) + k_{\text{ДП}} \frac{U_{m0}}{\pi} (\sin((\Omega - \omega)t + \theta + \varphi_{\text{ФНЧ}\Omega - \omega}) + \sin((\Omega + \omega)t - \theta + \varphi_{\text{ФНЧ}\Omega + \omega})), \quad (2)$$

де $\varphi_{\text{ФНЧ}\omega}$, $\varphi_{\text{ФНЧ}\Omega - \omega}$, $\varphi_{\text{ФНЧ}\Omega + \omega}$ – зсуви фази фільтра на частотах ω , $\Omega - \omega$, $\Omega + \omega$, відповідно.

Цифровий код, що отримується після аналогово-цифрового перетворення сигналу (2), відповідає миттєвим значенням напруги:

$$u_{\text{АЦП } i} = \frac{1}{2} k_{\text{ДП}} (U_{m1} \sin(\omega T_d i + \varphi_1 + \varphi_{\text{ФНЧ}\omega}) + U_{m2} \sin(\omega T_d i + \varphi_2 + \varphi_{\text{ФНЧ}\omega})) + k_{\text{ДП}} \frac{U_{m0}}{\pi} (\sin((\Omega - \omega)T_d i + \theta + \varphi_{\text{ФНЧ}\Omega - \omega}) + \sin((\Omega + \omega)T_d i - \theta + \varphi_{\text{ФНЧ}\Omega + \omega})), \quad (3)$$

де i – номер відліку сигналу; T_d – період частоти дискретизації.

Другий доданок у (3) пропорційний напрузі U_{m0} , яка в свою чергу залежить від вимірюваної товщини, при цьому амплітуда другого доданку набагато менша амплітуди першого доданку [2]. Тому для виділення другого доданку сигнал (3) необхідно пропустити через смуговий цифровий фільтр [3], що пропускає частоти у смузі $(\Omega - \omega) \div (\Omega + \omega)$. Цифровий сигнал на виході смугового фільтра описується виразом:

$$u_{\text{СФ } i} = k_{\text{СФ}} k_{\text{ДП}} \frac{U_{m0}}{\pi} (\sin((\Omega - \omega)T_d i + \theta + \varphi_{\Omega - \omega}) + \sin((\Omega + \omega)T_d i - \theta + \varphi_{\Omega + \omega})), \quad (4)$$

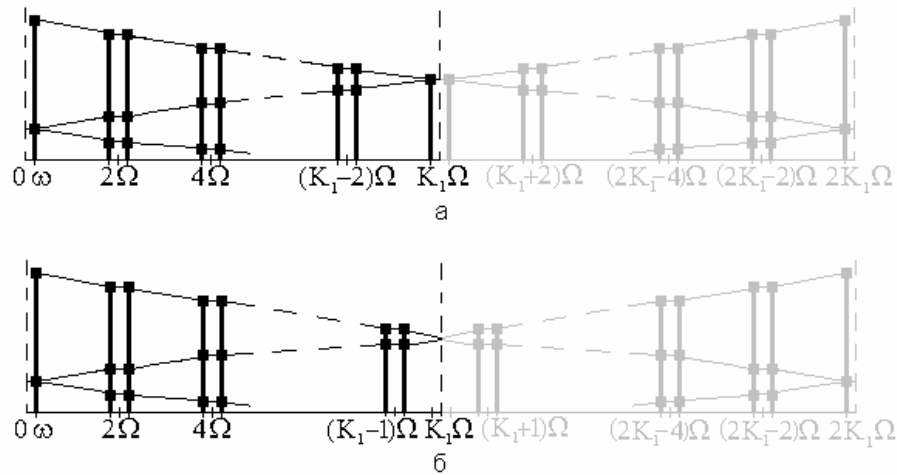
де $k_{\text{СФ}}$ – коефіцієнт передавання смугового фільтра у смузі $(\Omega - \omega) \div (\Omega + \omega)$, $\varphi_{\Omega - \omega} = \varphi_{\text{ФНЧ}\Omega - \omega} + \varphi_{\text{СФ}\Omega - \omega} \div$

$\varphi_{\Omega + \omega} = \varphi_{\text{ФНЧ}\Omega + \omega} + \varphi_{\text{СФ}\Omega + \omega}$; $\varphi_{\text{СФ}\Omega - \omega}$ – зсув фази смугового фільтра на частоті $\Omega - \omega$, $\varphi_{\text{СФ}\Omega + \omega}$ – зсув фази смугового фільтра на частоті $\Omega + \omega$.

Продетектуємо (4) за допомогою синхронного детектора, частота сигналу керування якого дорівнює частоті комутації Ω , а початкова фаза φ_{Ω} – сумі зсувів фаз на частоті Ω ФНЧ $\varphi_{\text{ФНЧ}\Omega}$ і цифрового смугового фільтра $\varphi_{\text{СФ}\Omega}$. Тоді сигнал на вході фільтра синхронного детектора:

$$u_{\text{СД } i}' = k_{\text{СФ}} k_{\text{ДП}} \frac{U_{m0}}{\pi} (\sin((\Omega - \omega)T_d i + \theta + \varphi_{\Omega - \omega}) + \sin((\Omega + \omega)T_d i - \theta + \varphi_{\Omega + \omega})) \times \frac{4}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin((2n-1)\Omega T_d i + (2n-1)\varphi_{\Omega})}{2n-1}. \quad (5)$$

Реалізація множення інформативного сигналу



а K_1 парне, б K_1 непарне

Рисунок 1 – Накладання спектрів у сигналі перед фільтром першого синхронного детектора

на керуючий сигнал синхронного детектора у цифровій формі зводиться до множення відліків інформативного сигналу на ± 1 .

Після тригонометричних перетворень (5) набуде вигляду:

$$u_{CD1\ i} = 2k_{C\Phi}k_{ДП} \frac{U_{m0}}{\pi^2} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{2n-1} \times$$

$$\times \left(\sin\left((2n-2)\Omega + \omega \right) T_D i - \theta + (2n-1)\varphi_{\Omega} - \varphi_{\Omega-\omega} + \frac{\pi}{2} \right) +$$

$$+ \sin\left((2n\Omega - \omega) T_D i + \theta + (2n-1)\varphi_{\Omega} + \varphi_{\Omega-\omega} - \frac{\pi}{2} \right) -$$

$$- \sin\left((2n-2)\Omega - \omega \right) T_D i + \theta + (2n-1)\varphi_{\Omega} - \varphi_{\Omega+\omega} - \frac{\pi}{2} \right) -$$

$$- \sin\left((2n\Omega + \omega) T_D i - \theta + (2n-1)\varphi_{\Omega} + \varphi_{\Omega+\omega} + \frac{\pi}{2} \right) \Big) \cdot (6)$$

Спектр сигналу (6) є нескінченно широким, а спектр цифрового сигналу є періодичним з періодом частоти дискретизації, тому аналогічно до аналогово-цифрового перетворення сигналу з нескінченно широким спектром відбудеться накладання спектрів сформованих навколо нульової частоти, частоти дискретизації та частот кратних до частоти дискретизації. Щоб сформовані навколо кожної з цих частот частотні складові (6) накладалися точно одна на одну, тобто не виникало нових частотних складових, оскільки в іншому випадку ускладнюється подальша фільтрація сигналу, частоту дискретизації слід обрати кратною частоті 2Ω (рис. 1):

$$\omega_D = 2K_1\Omega, \quad (7)$$

де K_1 – натуральне число.

Якщо виконується (7), то (6) в межах від 0 до половини частоти дискретизації набуде вигляду:

$$u_{CD1\ i} = k_{C\Phi}k_{ДП} \frac{U_{m0}}{\pi} \cdot (A_{11} \sin(\omega T_D i + \varphi_{11}) +$$

$$+ A_{12} \sin(2\Omega - \omega) T_D i + \varphi_{12}) + A_{13} \sin(2\Omega + \omega) T_D i + \varphi_{13}) +$$

$$+ A_{14} \sin(4\Omega - \omega) T_D i + \varphi_{14}) + A_{15} \sin(4\Omega + \omega) T_D i + \varphi_{15}) +$$

$$+ \dots) = k_{C\Phi}k_{ДП} \frac{U_{m0}}{\pi} \times$$

$$\times \sum_{n=1}^{K_1} A_{1n} \sin\left[\left((n-0,5) + (-1)^n \cdot 0,5 \right) \Omega - (-1)^n \omega \right] T_D i + \varphi_{1n} \Big], \quad (8)$$

де A_{1n} , φ_{1n} – амплітуди і фази відповідних частотних складових, що визначаються за допомогою дискретного перетворення Фур'є відліків сигналу (4), помножених на ± 1 відповідно до фази керуючого сигналу синхронного детектора.

Застосувавши на виході синхронного детектора смуговий фільтр, налаштований на частоту ω , на його виході отримуємо:

$$u_{CD1\ i} = k_{CD1} k_{C\Phi} k_{ДП} \frac{U_{m0}}{\pi} \cdot A_{11} \sin(\omega T_D i + \varphi_{11} + \varphi_{\omega}), \quad (9)$$

де k_{CD1} – коефіцієнт передавання вихідного фільтра на частоті ω ; φ_{ω} – зсув фази цифрового

фільтра синхронного детектора на частоті ω .

Для перетворення періодичного синусоїдального сигналу (9) на постійний використаємо другий синхронний детектор, який керується сигналом частотою ω . Тоді на вході його фільтра отримаємо, що:

$$u_{CD2\ i}' = k_{CD1} k_{C\Phi} k_{ДП} \frac{U_{m0}}{\pi} \cdot A_{11} \sin(\omega T_{Д} i + \varphi_{11} + \varphi_{\omega}) \times \times \frac{4}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin((2n-1)\omega T_{Д} i + (2n-1)(\varphi_{11} + \varphi_{\omega}))}{2n-1}. \quad (10)$$

Після тригонометричних перетворень (10) набуде вигляду:

$$u_{CD2\ i}' = 2k_{CD1} k_{C\Phi} k_{ДП} \frac{U_{m0}}{\pi^2} \cdot A_{11} \times \times \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{2n-1} (\cos((2n-2)\omega T_{Д} i + (2n-2)(\varphi_{11} + \varphi_{\omega})) - \cos(2n\omega T_{Д} i + 2n(\varphi_{11} + \varphi_{\omega}))). \quad (11)$$

Після детектування другим синхронним детектором сигналу (9) також відбудеться накладання спектрів, сформованих навколо нульової частоти, частоти дискретизації та частот кратних до частоти дискретизації, аналогічно до того, як у першому синхронному детекторі. Щоб сформовані навколо кожної з цих частот частотні складові (11) накладалися точно одна на одну, тобто не виникало нових частотних складових, частоту дискретизації слід обрати кратною частоті 2ω (рис. 2):

$$\omega_{Д} = 2K_2\omega, \quad (12)$$

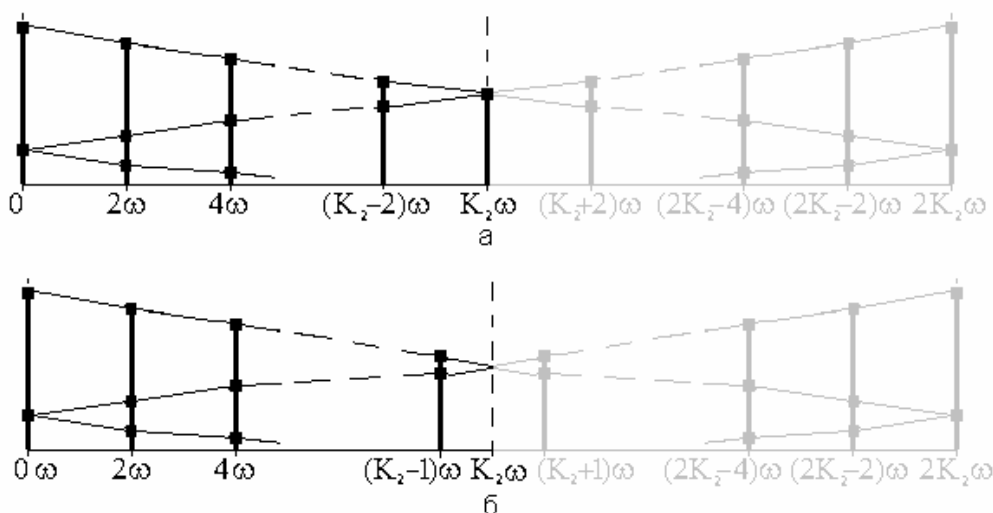
де K_2 – натуральне число.

Якщо виконується (12), то (11) для парного K_2 в межах від 0 до половини частоти дискретизації набуде вигляду:

$$u_{CD2\ i}' = k_{CD1} k_{C\Phi} k_{ДП} \frac{U_{m0}}{\pi} \cdot A_{11} \times (A_{2\ 0} + A_{2\ 2} \sin(2\omega T_{Д} i + \varphi_{22}) + A_{2\ 4} \sin(4\omega T_{Д} i + \varphi_{24}) + \dots + A_{2\ K_2} \sin(K_2\omega T_{Д} i + \varphi_{2\ K_2})) = = k_{CD1} k_{C\Phi} k_{ДП} \frac{U_{m0}}{\pi} \cdot A_{11} (A_{2\ 0} + + \sum_{k=1}^{K_2/2} A_{2\ 2k} \sin(2k\omega T_{Д} i + \varphi_{2\ 2k})), \quad (13)$$

а для непарного K_2 :

$$u_{CD2\ i}' = k_{CD1} k_{C\Phi} k_{ДП} \frac{U_{m0}}{\pi} \cdot A_{11} \times (A_{2\ 0} + A_{2\ 2} \sin(2\omega T_{Д} i + \varphi_{22}) + A_{2\ 4} \sin(4\omega T_{Д} i + \varphi_{24}) + \dots + A_{2\ K_2-1} \sin(K_2\omega T_{Д} i + \varphi_{2\ K_2-1})) = = k_{CD1} k_{C\Phi} k_{ДП} \frac{U_{m0}}{\pi} \cdot A_{11} (A_{2\ 0} + + \sum_{k=1}^{(K_2-1)/2} A_{2\ 2k} \sin(2k\omega T_{Д} i + \varphi_{2\ 2k})), \quad (14)$$



а K_2 парне, б K_2 непарне

Рисунок 2 – Накладання спектрів у сигналі перед фільтром другого синхронного детектора

де A_{2k} , φ_{2k} – амплітуди і фази відповідних частотних складових, визначаються за допомогою дискретного перетворення Фур'є відліків сигналу (9), помножених на ± 1 відповідно до фази керуючого сигналу другого синхронного детектора.

На виході цифрового фільтра нижніх частот другого синхронного детектора отримується сигнал:

$$u_{CD2i} = k_{CD2} k_{CD1} k_{CF} k_{ДП} \frac{U_{m0}}{\pi} \cdot A_{11} A_{20}, \quad (15)$$

де k_{CD2} – коефіцієнт передавання фільтра синхронного детектора на нульовій частоті.

Сигнал (15) пропорційний напрузі U_{m0} , яка нелінійно залежить від вимірюваної товщини [2]. Тому необхідно здійснити цифрове функціональне перетворення сигналу (15), що може бути зроблено за допомогою табличної функції.

Для здійснення цифрового синхронного детектування окрім інформативного сигналу необхідно мати відліки керуючих сигналів (в аналоговій схемі ці сигнали безпосередньо керують синхронними детекторами). Керуючі сигнали є прямокутними імпульсами із шпаруватістю 2 і цю властивість необхідно зберегти при їх дискретизації, для цього необхідно частоту дискретизації інформативного і керуючих сигналів обрати кратною подвоєній частоті керуючих імпульсів, тобто виконати умови (7) і (12).

Як впливає з виразів (5) та (10), фази керуючих сигналів цифрових синхронних детекторів можуть бути зсунуті відносно керуючих сигналів аналогової частини схеми. Але ці зсуви визначаються на етапі розрахунку фільтрів, тобто є незмінними для конкретної схеми.

Зсув фази періодичної послідовності дискретного сигналу здійснюється циклічним зсувом відліків, при цьому зсув фази може приймати лише деякі дискретні значення. Виходячи з того, що період сигналу складає 2π , мінімальний дискретний зсув фази складає

$$\varphi_D = 2\pi\omega_{\Pi} / \omega_D, \quad (16)$$

де ω_{Π} – кругова частота періодичної послідовності. Тоді кількість кроків, на яку необхідно зсунути періодичну послідовність прямокутних імпульсів визначається виразом:

$$k = g(\varphi / \varphi_D), \quad (17)$$

де φ – фаза, на яку необхідно зсунути періодичну послідовність; g – функція, яка повертає ціле число і вибирається наступним чином: якщо приймається, що перший відлік періодичної послідовності прямокутного сигналу з нульовою початковою фазою ($\text{sign} \sin$) є додатнім, то функція g – функція, яка повертає найбільше ціле, що дорівнює або менше аргументу; якщо перший відлік такої періодичної послідовності приймається від'ємним, то функція g – функція, яка повертає найменше ціле, що дорівнює або більше аргументу, якщо ж відліки керуючих сигналів зчитувати таким чином, щоб їхні фронти та зрізи розташовувалися рівно посередині між відліками, то функція g – функція заокруглення до найближчого цілого.

Знак k означає напрямок зсуву: додатній – зсув вліво, від'ємний – зсув вправо. При обробленні сигналу в реальному часі додатній зсув (випередження) є неможливим, оскільки необхідні відліки вхідного сигналу отримуються лише на наступних кроках, тому необхідно мати від'ємний (затримку) або нульовий зсуви, тобто фаза φ повинна бути від'ємною або нульовою, якщо ж вона є додатною, її можна перетворити на від'ємну, віднявши від неї 2π .

Структурна схема, що реалізує описане перетворення, наведена на рис. 3. На схемі використано такі позначення: ГЧД – генератор імпульсів частоти дискретизації; ГЧК – генератор імпульсів частоти комутації; ПЧ – подільник частоти, СФСН – схема формування синусоїдальної напруги, ПВСП – параметричний вихрострумний перетворювач; L_1 , L_2 – вимірювальна та опорна обмотки ПВСП, відповідно; М – модулятор; К1, К2 – комутатори; ДП – диференціальний підсилювач; ФНЧ – фільтр нижніх частот; АЦП – аналогово-цифровий перетворювач; ТЦОС – тракт цифрового оброблення сигналу; СФ – цифровий смуговий фільтр; СД1, СД2 – цифрові синхронні детектори; ФЗ1, ФЗ2 – цифрові фазозсувачі; ФП – цифровий функціональний перетворювач; І – індикатор.

АЦП повинен бути обраним таким, щоб сигнал (2) не виходив за межі його динамічного діапазону, а кількість його розрядів була такою, щоб крок квантування не перевищував заданого порогу чутливості. У сигналі (2) перший доданок виконує роль несучої, а корисна інформація закладена у другому доданку, амплітуда якого є набагато меншою від амплітуди першого доданку.

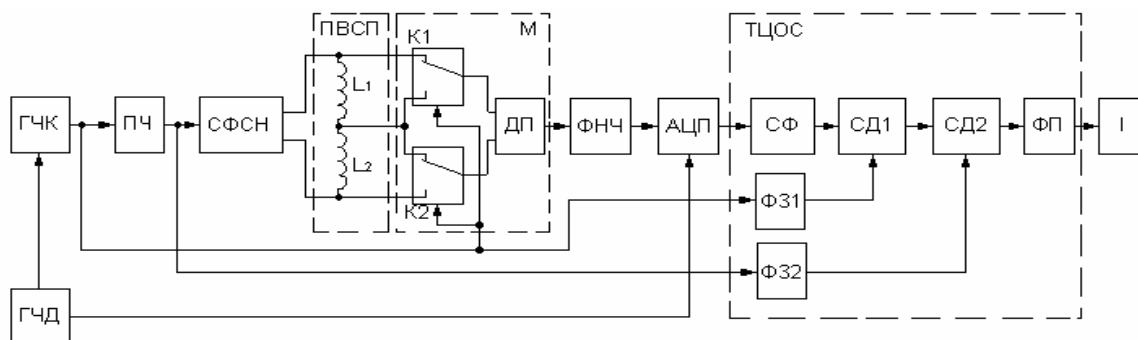


Рисунок 3 – Структурна схема низькочастотного каналу вихрострумове товщиноміра

Максимальна амплітуда на вході АЦП приблизно дорівнює амплітуді першого доданку, а крок квантування не повинен перевищувати мінімальної різниці двох амплітуд другого доданку при двох вимірюваних товщинах, різниця між якими є порогом чутливості. Оскільки чутливість ПВСП зменшується із збільшенням вимірюваної товщини [2], то для визначення різниці цих амплітуд слід вибирати значення товщин в кінці діапазону вимірювання.

Так, наприклад, при вимірюванні товщини сталі із значенням відносної магнітної проникності 100 з використанням ПВСП з плоскими обмотками радіусом 0,05 м, які складаються з 2100 витків кожна, причому вимірювальна обмотка розташована паралельно до об'єкта вимірювання на відстані 0,01 м, при частоті збудження обмоток 1 Гц, частоті комутації модулятора 2048 Гц на основі характеристик, наведених у [2], для порогової чутливості 0,5 мм при амплітуді напруги живлення ПВСП 1В отримано наступні результати: амплітуда другого доданку сигналу (2) при вимірюваній товщині 8 мм дорівнює 0,00456 В, а при товщині 8,5 мм дорівнює 0,00458 В, тобто різниця амплітуд напруг дорівнює 0,00002 В і крок квантування не повинен бути більшим цієї різниці. Тоді, враховуючи двополярність вхідної напруги АЦП, кількість кроків квантування повинна дорівнювати відношенню подвійної максимальної амплітуди (амплітуди напруги живлення ПВСП) до кроку квантування: $2 \cdot 1В / 0,00002В = 100000$. Отже кількість розрядів АЦП повинна складати $r \geq \lceil \log_2 100000 \rceil$, де операція $\lceil \cdot \rceil$ означає заокруглення до більшого цілого, тобто $r \geq 17$. Досягти такої кількості розрядів дозволяють, наприклад, сігма-дельта АЦП.

Якщо ж аналогово-цифрове перетворення

виконати після аналогового смугового фільтра СФ, який виділяє інформативний сигнал низького рівня на фоні несучої високого рівня, тоді за умов попереднього прикладу відношення подвійної максимальної амплітуди на виході фільтра СФ до кроку квантування $(2 \cdot 0,00458 В \cdot k_{сф}) / (0,00002 В \cdot k_{сф}) = 458$.

Отже кількість розрядів АЦП повинна складати $r \geq \lceil \log_2 458 \rceil$, тобто $k \geq 9$. В цьому випадку смуговий фільтр затримує високі частоти перед АЦП і, таким чином, фільтр ФНЧ може бути вилучений. Недоліками такого підходу є виникнення випадкової похибки від розлаштування аналогового смугового фільтра та ускладнення аналогової частини схеми, оскільки такий фільтр є чутливим до відхилення параметрів його елементів (резисторів та конденсаторів).

При цифровій реалізації смугового фільтра СФ також буде мати місце похибка розлаштування, спричинена заокругленням коефіцієнтів фільтра, оскільки для представлення числа у цифровій формі використовується скінченне число двійкових розрядів, за допомогою яких принципово неможливо зберегти довільне значення. Але ця похибка є систематичною і може бути скоригована. У зв'язку з цим, а також враховуючи сучасний рівень розвитку цифрової елементної бази, перспективнішим є варіант з цифровою реалізацією смугового фільтра СФ, незважаючи на необхідність використання більш дорогого АЦП.

Тракт цифрового оброблення сигналу може бути реалізований програмним шляхом за допомогою мікроконтролера або цифрового сигнального процесора [4]. Блок-схема алгоритму цієї програми для оброблення в реальному часі наведена на рис. 4. В алгоритмі використано рекурсивні цифрові фільтри.

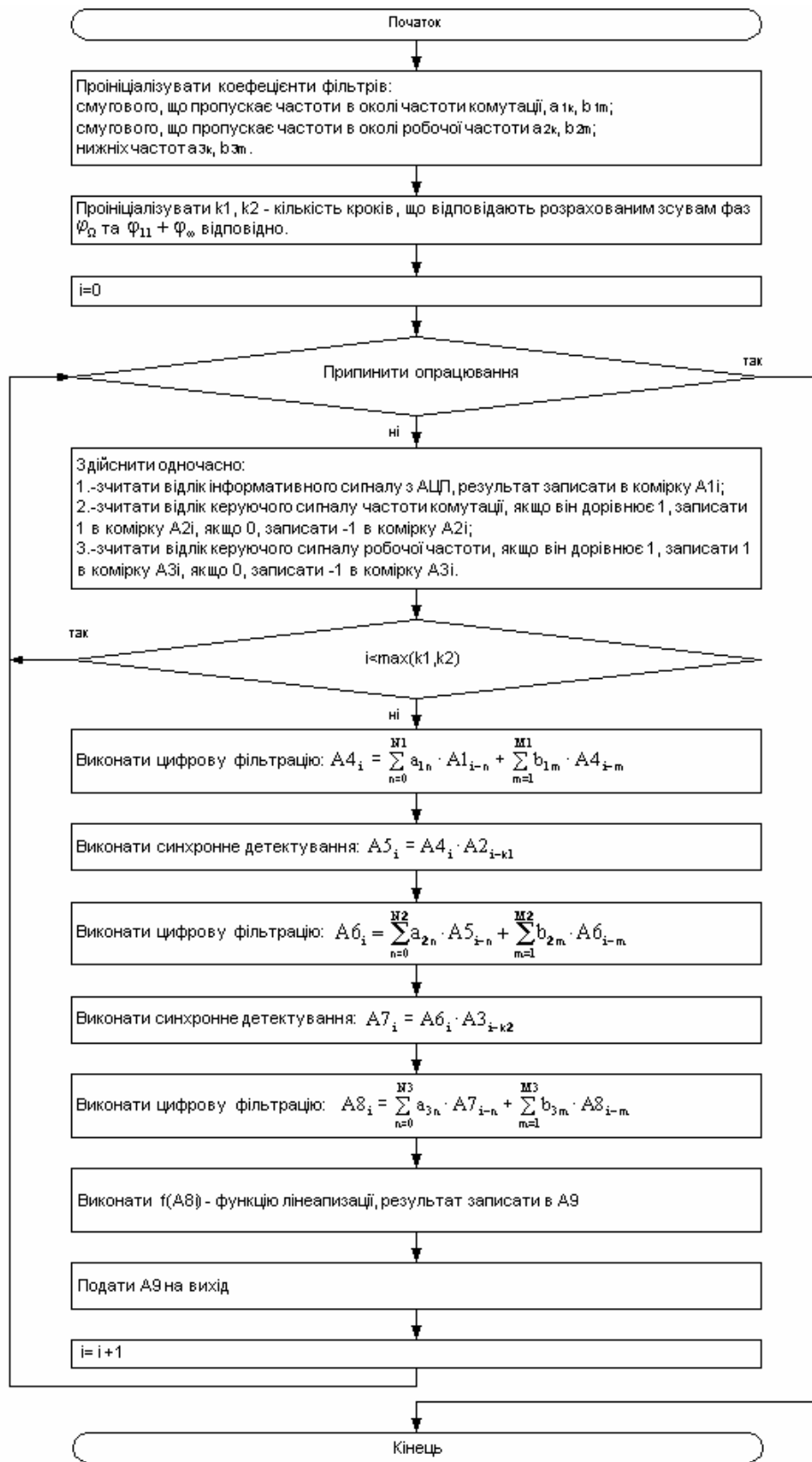


Рисунок 4 – Блок-схема алгоритму цифрового оброблення сигналу

ВИСНОВКИ

Проаналізовано цифрове перетворення інформативного сигналу низькочастотного каналу вихрострумowego товщиноміра сталевих листових конструкцій, показано можливість його побудови з виділенням інформативного сигналу цифровими методами, запропоновано структуру такого каналу та алгоритм його роботи, визначено необхідну розрядність АЦП.

1. Бучма І.М. Математичне моделювання сигналів у низькочастотному каналі вихрострумowego товщиноміра сталевих листових конструкцій / Бучма І.М., Ферчук К.В. // *Вимірвальна техніка та метрологія*, 2008. – № 68. – С.20–24. 2. Ферчук К.В. Методи та засоби покращення параметрів низькочастотного каналу вихрострумowego

товщиноміра сталевих листових конструкцій: дис. на здобуття наукового ступеня кандидата тех. наук: 05.11.05 / Ферчук Костянтин Валерійович. – Львів, 2009. – 170с. 3. Лэм Г. Аналоговые и цифровые фильтры: расчёт и реализация / Лэм Г.; [пер. с англ.]. – М.: Мир, 1982. – 592с. 4. Сперанский В.С. Сигнальные микропроцессоры и их применение в системах телекоммуникаций и электроники. [Учебное пособие для вузов] / Сперанский В.С. – М.: Горячая линия – Телеком, 2008. – 168с.

Поступила в редакцію 22.03.2012 р.

Рекомендував до друку докт. техн. наук., проф. Заміховський Л. М.