

УДК 621.317

ПІДВИЩЕННЯ ШВИДКОДІЇ НИЗЬКОЧАСТОТНОГО КАНАЛУ ВИХРОСТРУМОВГО ТОВЩИНОМІРА СТАЛЕВИХ ЛИСТОВИХ КОНСТРУКЦІЙ

І.М. Бучма^{1,2}, Р.В. Проць¹, К.В. Ферчук³

1) Національний університет „Львівська політехніка”, вул. С.Бандери, 12, м. Львів, тел. (067) 672-58-06, (050) 618-83-94

2) Політехніка Ополяська, вул. Сосновського, 31, 45-265, Ополе, Польща

3) ТзОВ „СофтСерв”, вул. В.Великого, 52, м. Львів, тел. (068) 185-56-95

Проаналізовано вплив фільтрів структури низькочастотного каналу вихрострумowego товщиноміра на обмеження його швидкодії. Розглянуто шляхи збільшення швидкодії.

Ключові слова: вихрострумний товщиномір, сталеві листові конструкції, фільтр, низькочастотний канал, швидкодія.

Проанализировано влияние фильтров структуры низкочастотного канала вихретокового толщиномера на ограничение его быстродействия. Рассмотрены пути увеличения быстродействия.

Ключевые слова: вихретоковый толщиномер, стальные листовые конструкции, фильтр, низкочастотный канал, быстродействие.

Influence of the filters of the eddy current thickness meter low-frequency channel on the channel response speed is analyzed. Ways of the response speed increase are described.

Keywords: eddy current thickness meter, steel sheet constructions, filter, low frequency channel channel, fast-acting.

Низькочастотний канал вихрострумowego товщиноміра сталевих листових конструкцій, що описаний в [1], містить в собі фільтри, які є інерційними вузлами і обмежують його швидкодію. Визначення внеску кожного фільтра в обмеження швидкодії дозволить здійснити оптимізацію схеми за швидкодією.

Досліджуваний канал містить в собі 4 фільтри: смуговий фільтр, що виділяє першу гармоніку з прямокутних імпульсів низької частоти ω для живлення параметричного вихрострумowego перетворювача; смуговий фільтр, що виділяє бічні смуги сигналу модулятора в околі високої частоти комутації Ω ; смуговий фільтр синхронного детектора виділення обвідної частоти; фільтр нижніх частот вихідного синхронного детектора [1].

Фільтр, що виділяє першу гармоніку з прямокутних імпульсів, пропускає частоти в околі низької частоти ω , але параметри сигналу, який подається на цей фільтр, не змінюються і перехідний процес має місце лише при ввімкненні приладу і в подальшому не обмежує швидкодію каналу.

Фільтр, що виділяє бічні смуги сигналу модулятора, пропускає частоти в околі частоти Ω , тому при $\Omega \gg \omega$, що має місце у

досліджуваному каналі [1], тривалість перехідного процесу в цьому фільтрі набагато менша, ніж період робочої частоти ω . Тому він також практично не обмежує швидкодію каналу.

Смуговий фільтр синхронного детектора виділення обвідної пропускає частоти в околі низької частоти ω . При зміні амплітуди вхідної напруги фільтра, яка відбувається при зміні товщини об'єкта вимірювання, виникає перехідний процес, що обмежує швидкодію.

Разом з тим шумові частотні складові, які затримуються цим фільтром, затримуються також смуговим фільтром, що виділяє бічні смуги сигналу модулятора, і фільтром нижніх частот вихідного синхронного детектора. Тому проаналізуємо роботу схеми без цього фільтра.

Напруга на вході фільтра синхронного детектора виділення обвідної описується таким виразом [1]:

$$u'_{cd1}(t) = 2k_{c\phi} k_{дп} \frac{U_{m0}}{\pi^2} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{2n-1} \times \left[\sin \left((2n-2)\Omega t + \omega t - \theta + \frac{\pi}{2} \right) + \right.$$

$$\begin{aligned}
& + \sin\left(2n\Omega t - \omega t + \theta - \frac{\pi}{2}\right) - \\
& - \sin\left((2n-2)\Omega t - \omega t + \theta - \frac{\pi}{2}\right) - \\
& - \sin\left(2n\Omega t + \omega t - \theta + \frac{\pi}{2}\right) \Big], \quad (1)
\end{aligned}$$

де $k_{сф}$ – коефіцієнт передачі смугового фільтра, що виділяє бічні смуги сигналу модулятора у смузі частот $[\Omega - \omega; \Omega + \omega]$; $k_{дп}$ – коефіцієнт підсилення диференціального підсилювача модулятора; U_{m0} – амплітуда напруги, що залежить від товщини вимірюваного металу; θ – зсув фаз при відсутності об'єкта контролю, який прямує до $-\varphi_E$; φ_E – початкова фаза напруги живлення параметричного вихрострумowego перетворювача.

Якщо з синхронного детектора виділення обвідної вилучити фільтр, а напругу (1) безпосередньо або через підсилювач подавати на вихідний синхронний детектор, тоді на вході фільтра вихідного синхронного детектора після тригонометричних перетворень буде така напруга:

$$\begin{aligned}
u'_{сд2}(t) = & 4k_{п}k_{сф}k_{дп} \frac{U_{m0}}{\pi^3} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{1}{2k-1} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{2n-1} \times \\
& \times [\cos((2n-2)\Omega t - (2k-2)\omega t - (2k-2)(\pi/2) - \\
& - (2k-1)\varphi_E - \theta) - \cos((2n-2)\Omega t + 2k\omega t + \\
& + 2k(\pi/2) + (2k-1)\varphi_E - \theta) + \cos(2n\Omega t - 2k\omega t - \\
& - 2k(\pi/2) - (2k-1)\varphi_E + \theta) - \cos(2n\Omega t + \\
& + (2k-2)\omega t + (2k-2)(\pi/2) + (2k-1)\varphi_E + \theta) - \\
& - \cos((2n-2)\Omega t - 2k\omega t - 2k(\pi/2) - (2k-1)\varphi_E + \\
& + \theta) + \cos((2n-2)\Omega t + (2k-2)\omega t + \\
& + (2k-2)(\pi/2) + (2k-1)\varphi_E + \theta) - \cos(2n\Omega t - \\
& - (2k-2)\omega t - (2k-2)(\pi/2) - (2k-1)\varphi_E - \theta) + \\
& + \cos(2n\Omega t + 2k\omega t + 2k(\pi/2) + (2k-1)\varphi_E - \theta)]. \quad (3)
\end{aligned}$$

При $\Omega \gg \omega$ можна знехтувати доданками при великих k , оскільки в цьому випадку величини цих доданків набагато менші від перших доданків. Тоді (2), з урахуванням того, що $\theta \rightarrow -\varphi_E$, набуде вигляду:

$$u'_{сд2}(t) = 8k_{п}k_{сф}k_{дп} \frac{U_{m0}}{\pi^3} \times$$

$$\begin{aligned}
& \times \left[1 - \frac{2}{3} \cos(2\omega t + 2(\pi/2 + \varphi_E)) - \right. \\
& \left. - \frac{2}{15} \cos(4\omega t + 4(\pi/2 + \varphi_E)) - \dots \right]. \quad (3)
\end{aligned}$$

Вираз для вхідної напруги фільтра вихідного синхронного детектора при наявності фільтра синхронного детектора виділення обвідної наведений в [1].

З урахуванням того, що $\theta \rightarrow -\varphi_E$, його можна подати у вигляді:

$$\begin{aligned}
u'_{сд2}(t) = & 8k_{п}k_{сд1}k_{сф}k_{дп} \frac{U_{m0}}{\pi^3} \times \\
& \times \left[1 - \frac{2}{3} \cos(2\omega t + 2(\pi/2 + \varphi_E)) - \right. \\
& \left. - \frac{2}{15} \cos(4\omega t + 4(\pi/2 + \varphi_E)) - \dots \right]. \quad (4)
\end{aligned}$$

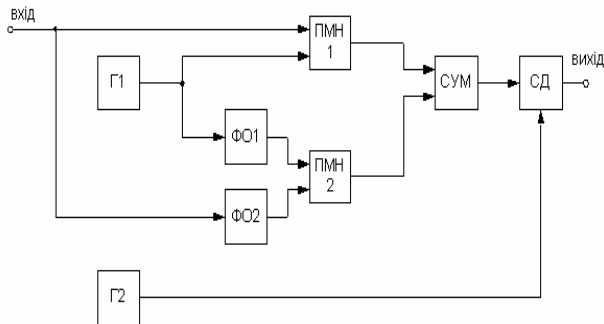
Вирази (3) і (4) відрізняються постійним коефіцієнтом $k_{сд1}$. Таким чином при вилученні фільтра синхронного детектора виділення обвідної вихідна напруга пристрою практично не змінюється. Це означає, що товщиномір може працювати без фільтра синхронного детектора виділення обвідної, хоча при його відсутності складові вищих частот можуть вводити підсилювач в насичення, що приведе до значної похибки. Тому в цьому випадку необхідно приймати заходи для уникнення обмеження сигналу.

Після вилучення фільтра синхронного детектора виділення обвідної найбільш інерційним елементом залишається фільтр нижніх частот вихідного синхронного детектора. Похибка, спричинена пропусканням цим фільтром частотних складових вищих нульової частоти, є мультиплікативною [1].

Для вибору типу фільтра задаються потрібними значеннями параметрів (коефіцієнтом передачі на частоті пропускання (в даному випадку – на нульовій частоті), коефіцієнтом передачі на певній частоті поза смугою пропускання (в даному випадку на частоті 2ω), рівномірність амплітудно-частотної характеристики у смузі пропускання і т. д.) і вибирають такий тип фільтра, який задовольняє висунутим вимогам при найнижчому порядку [2]. З найбільш поширених типів фільтрів (з критичним затуханням, Бесселя, Баттерворта та Чебишова) найменш тривалий перехідний процес має фільтр Бесселя [3], що і обумовлює вибір цього

типу фільтра.

Іншим способом підвищення швидкодії може бути перенесення інформативного сигналу синхронного детектора виділення обвідної на більш високу частоту. Це може бути зроблено за допомогою схеми модуляції синусоїдального сигналу підвищеної частоти низькочастотним інформативним сигналом (синхронно-фазового фільтра). Ця схема описана в [4] і додатково до неї введено синхронний детектор (рис. 1).



Г1 – генератор синусоїдальної напруги; Г2 – генератор прямокутних імпульсів; ФО1, ФО2 – фазообертачі; ПМН1, ПМН2 – помножувачі; СУМ – суматор; СД – синхронний детектор

Рисунок 1 – Схема синхронно-фазового фільтра з синхронним детектором

Часові діаграми роботи схеми рис. 1 наведені на рис. 2.

Вхідну напругу схеми (рис. 2, а) у відповідності з [1] можна записати так:

$$u_{\text{вх}}(t) = U_{\text{мСД1}} \sin(\omega t + \psi_{\text{СД1}}), \quad (5)$$

де $U_{\text{мСД1}} = 4k_{\text{СД1}}k_{\text{СФ}}k_{\text{ДП}} \frac{U_{\text{м0}}}{\pi^2}$, $\psi_{\text{СД1}} = \frac{\pi}{2} - \theta$.

Генератор Г1 є генератором синусоїдальної напруги підвищеної частоти Ω_1 , його вихідна напруга (рис. 2, в) є такою:

$$u_{\text{Г1}}(t) = U_{\text{мГ1}} \sin(\Omega_1 t + \psi_{\text{Г1}}). \quad (6)$$

Фазообертачі ФО1, ФО2 зсувають відповідно сигнал генератора Г1 та вхідний сигнал на $\pi/2$. Таким чином напруги на їх виходах згідно з (5) і (6) будуть мати такий вигляд (рис. 2, г; 2, б відповідно):

$$u_{\text{ФО1}}(t) = U_{\text{мГ1}} \sin\left(\Omega_1 t + \psi_{\text{Г1}} + \frac{\pi}{2}\right) \cdot (1 + \delta_1), \quad (7)$$

$$u_{\text{ФО2}}(t) = U_{\text{мСД1}} \sin\left(\omega t + \psi_{\text{СД1}} + \frac{\pi}{2}\right) \cdot (1 + \delta_2), \quad (8)$$

де δ_1, δ_2 – відносні амплітудні похибки відповідно першого та другого фазообертачів, спричинені відмінністю від одиниці їх коефіцієнтів передачі на частотах відповідно Ω_1 та ω .

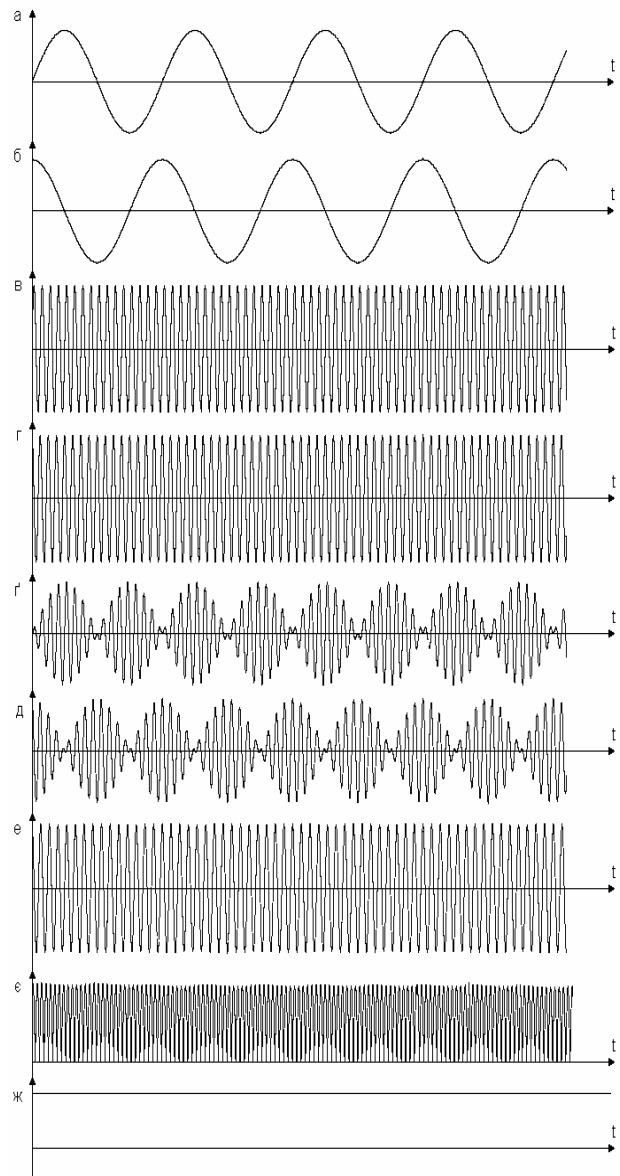


Рисунок 2 – Часові діаграми роботи схеми синхронно-фазового фільтра

Напруги $u_{\text{вх}}(t)$ та $u_{\text{Г1}}(t)$ перемножуються помножувачем ПМН1, на виході якого згідно з (5), (6) отримується напруга (рис. 2, ґ):

$$u_{\text{ПМН1}}(t) = U_{\text{мСД1}} \sin(\omega t + \psi_{\text{СД1}}) \times$$

$$\times U_{m\Gamma 1} \sin(\Omega_1 t + \psi_{\Gamma 1}) = \frac{U_{mCD1} \cdot U_{m\Gamma 1}}{2} \times \\ (\cos((\Omega_1 - \omega)t + \psi_{\Gamma 1} - \psi_{CD1}) - \\ - \cos((\Omega_1 + \omega)t + \psi_{\Gamma 1} + \psi_{CD1})). \quad (9)$$

Напруги $u_{\phi O1}(t)$, $u_{\phi O2}(t)$ перемножуються за допомогою помножувачем ПМН2, на виході якого згідно з (7), (8) отримується напруга (рис. 2, д):

$$u_{\text{ПМН2}}(t) = U_{m\Gamma 1} \sin(\Omega_1 t + \psi_{\Gamma 1} + \pi/2)(1 + \delta_1) \times \\ \times U_{mCD1} \sin(\omega t + \psi_{CD1} + \pi/2)(1 + \delta_2) = \\ = \frac{U_{mCD1} \cdot U_{m\Gamma 1}}{2} (\cos((\Omega_1 - \omega)t + \psi_{\Gamma 1} - \psi_{CD1}) + \\ + \cos((\Omega_1 + \omega)t + \psi_{\Gamma 1} + \psi_{CD1})) \times (1 + \delta_1) \cdot (1 + \delta_2). \quad (10)$$

Напруги з помножувачів додаються суматором СУМ, на виході якого згідно з (9), (10) та, прийнявши $\delta_1 = 0$ і $\delta_2 = 0$, отримуємо (рис. 2, е):

$$u_{\text{СУМ}}(t) = U_{mCD1} \cdot U_{m\Gamma 1} \times \\ \times \sin((\Omega_1 - \omega)t + \psi_{\Gamma 1} - \psi_{CD1} + \pi/2), \quad (11)$$

тобто це синусоїдальна напруга з частотою $\Omega_1 - \omega$. Для перетворення її у постійну напругу використовується синхронний детектор СД, який керується прямокутними імпульсами з генератора Г2. Частота генератора згідно з (11) повинна бути $\Omega_1 - \omega$, а початкова фаза

$$\psi_{\Gamma 1} - \psi_{CD1} + \frac{\pi}{2}.$$

Графік напруги на вході фільтра синхронного детектора СД при $\delta_1 = 0$, $\delta_2 = 0$ наведений на рис. 2, є.

Якщо ж напругу, сформовану на основі (9) і (10), пропустити через фільтр нижніх частот синхронного детектора зі смугою пропускання більше 2ω , то при $\Omega_1 \gg \omega$ на виході синхронного детектора вона матиме вигляд:

$$u_{\text{СД}}(t) = \frac{U_{mCD1} \cdot U_{m\Gamma 1}}{\pi} ((2 + \delta_1 + \delta_2 + \delta_1 \delta_2) + \\ + (\delta_1 + \delta_2 + \delta_1 \delta_2) \cos(2\omega t + 2\psi_{CD1})). \quad (12)$$

При $\delta_1 = 0$, $\delta_2 = 0$ (12) набуває вигляду (рис. 2, ж):

$$u_{\text{СД}}(t) = 2U_{mCD1} U_{m\Gamma 1} / \pi. \quad (13)$$

Абсолютна похибка є різницею виразів (12) і (13). Знехтувавши похибками другого порядку та враховуючи, що похибка є максимальною, коли косинус дорівнює одиниці, отримуємо вираз для максимальної абсолютної похибки:

$$\Delta u_{\text{СДmax}} = 2U_{mCD1} U_{m\Gamma 1} (\delta_1 + \delta_2) / \pi. \quad (14)$$

Максимальна відносна похибка відповідно дорівнює:

$$\delta u_{\text{СДmax}} = \delta_1 + \delta_2. \quad (15)$$

Оскільки спектр вихідного сигналу зосереджений навколо парних гармонік частоти Ω_1 , а $\Omega_1 \gg \omega$, то частоту зрізу фільтра синхронного детектора можна вибрати досить великою, що призведе до зменшення тривалості його перехідного процесу. В цьому випадку ланкою, яка найбільше обмежує швидкодію, є фільтр синхронного детектора виділення обвідної.

Використання цієї схеми призводить до ускладнення структури каналу.

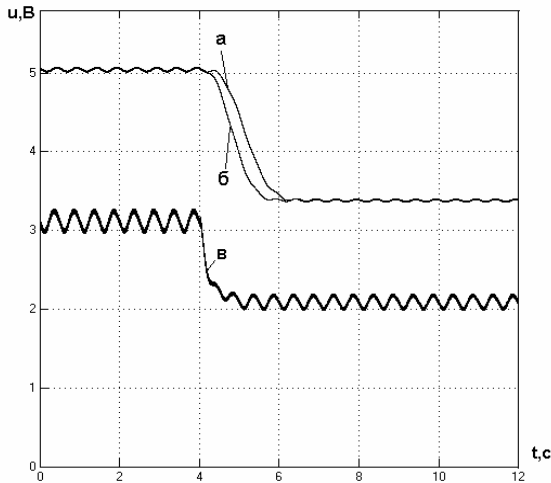
Результати комп'ютерного моделювання схеми, описаної в [1], аналогічної до неї схеми без вихідного фільтра синхронного детектора виділення обвідної та схеми з використанням модуляції низькочастотним інформативним сигналом синусоїдального сигналу підвищеної частоти (рис. 1) наведені на рис. 3 ($\omega = 2\pi \cdot 1$ 1/с, $\Omega = 2\pi \cdot 2048$ 1/с, $\Omega_1 = 2\pi \cdot 1024$ 1/с).

Як видно з рис. 3, якщо для схеми з [1] перехідний процес при зміні товщини вимірюваного металу не перевищує 2,5 с, то для аналогічної схеми без вихідного фільтра синхронного детектора виділення обвідної не перевищує 2 с, а для схеми з використанням модуляції низькочастотним інформативним сигналом синусоїдального сигналу підвищеної частоти не перевищує 1 с. В останньому випадку пульсації частоти 2ω спричинені похибкою (15).

ВИСНОВКИ

Швидкодія товщиноміра в основному визначається фільтрами синхронних детекторів. Підвищення швидкодії може бути досягнуто вилученням фільтра синхронного детектора виділення обвідної або модуляцією синусоїдального сигналу підвищеної частоти вихідним сигналом синхронного детектора виділення обвідної. У першому випадку збільшення швидкодії відбувається разом із спрощенням схеми, але цей варіант не забезпечує високої чутливості, оскільки при великому підсиленні складові вищих частот

вводитимуть підсилювач в насичення. У другому випадку можна досягти більшої швидкодії при значному ускладненні схеми.



а) – схема з [1]; б) – схема без вихідного фільтра синхронного детектора виділення обвідної; в) – схема з використанням модуляції низькочастотним інформативним сигналом синусоїдального сигналу підвищеної частоти

Рисунок 3 – Реакція вихідної напруги низькочастотного каналу товщиноміра на зміну товщини об'єкту вимірювання, що відбувається в момент часу $t=4$ с

1. Бучма І.М. Математичне моделювання сигналів у низькочастотному каналі вихрострумового товщиноміра сталевих листових конструкцій / І.М.Бучма., К.В. Ферчук // Вимірювальна техніка та метрологія. – 2008. – № 68. – с.20-24. 2. Хоровиц П. Искусство схемотехники: В 2-х т. Т.1. /П. Хоровиц, У. Хилл Пер. с англ. Изд. 2-е, стереотип. – М.: Мир, 1984. – 598 с. 3. Титце У. Полупроводниковая схемотехника: справочное руководство/ У.Титце., К. Шенк, Пер. с нем. – М.: Мир, 1983. – 512 с. 4. С. Мэзон. Электронные цепи, сигналы и системы / С. Мэзон, Г. Циммерман. Пер. с англ. – М.: Издательство иностранной литературы, 1963. – 620 с.

Поступила в редакцію 01.06.2010 р.

Рекомендував до друку докт. техн. наук, проф. Мичуда З.Р.