

ПІДВИЩЕННЯ ЧУТЛИВОСТІ ЗАСОБІВ ВИМІРЮВАННЯ МАЛИХ ФАЗОВИХ ЗСУВІВ ІЗ СУМАРНО-РІЗНИЦЕВИМ ПЕРЕТВОРЕННЯМ

© Бучма І. М., 2018

Висвітлено суть запропонованого методу підвищення чутливості засобів вимірювання малих фазових зсувів між інфранизькочастотними гармонічними сигналами. Такі засоби вимірювання використовують для створення наземних та аероелектророзвідувальних геофізичних систем, для глибинних пошуків місцезнаходження провідних тіл з діамагнітними або феромагнітними властивостями в таких середовищах, як земля або вода. Проведено порівняльний аналіз чутливості запропонованого методу з методом бінарної дискретизації. Показано, що чутливість підвищується у два рази.

Ключові слова: вимірювання, гармонічні сигнали, малі фазові зсуви, метод бінарної дискретизації, різницевий сигнал, модуляція гармонічного сигналу.

The article is devoted to the clarification of the essence of the proposed method for increasing the sensitivity of measuring means for small phase shifts between the infra-frequency harmonic signals. Such measuring means are used in the creation of ground and airresearch geophysical systems for deep searches for the location of conducting bodies with diamagnetic or ferromagnetic properties in such environments as land or water. A comparative analysis of the sensitivity of the proposed method with the method of binary sampling is carried out. It is shown that sensitivity doubles.

Key words: Measurement, Harmonic signals, Small phase shifts, Binary sampling method, Differential signal, Modulation of the harmonic signal.

Вступ

Вимірювання малих фазових зсувів застосовують під час побудови вихрострумівих наземних та аероелектророзвідувальних станцій, що використовують гармонічні електромагнітні поля низьких та інфранизьких частот, для пошуку провідних тіл з діамагнітними чи феромагнітними властивостями в таких середовищах, як земля чи вода [1–6]. Також такі вимірювання використовують у засобах обстеження корозійного стану великогабаритних сталевих листових конструкцій, які дають змогу вимірювати товщину металу під корозійним шаром [7].

Оскільки у вихрострумівих системах на інфранизьких частотах рівень сигналу дуже низький, то підвищення чутливості технічних засобів вимірювання має велике значення. Це збільшує глибинність обстежень і підвищує достовірність виявлення провідних тіл.

Огляд літературних джерел

Під час вимірювання малих фазових зсувів на інфранизьких частотах для опрацювання сигналів використовують сумарно-різницеве перетворення в поєднанні з бінарною дискретизацією [8]. Сумарно-різницеве перетворення забезпечує високу чутливість [9], а бінарна дискретизація дає змогу зменшити вплив флікер-шумів на адитивну похибку вимірювання [10]. Для зменшення впливу різниці амплітуд сигналів необхідно проводити їх попереднє вирівнювання. Реалізація цих підходів забезпечує хороші результати [11].

Фазовий зсув між гармонічними сигналами обчислюють за результатами вимірювання амплітуди різницевого сигналу U_{mw2} та одного із вхідних сигналів U після проходження сигналами операції вирівнювання амплітуд за формулою [12], уточнений вигляд якої такий

$$j_x = 2 \arcsin \frac{P^2}{16 k \cdot K_{СП} K_{СД}} \frac{U_{mw2}}{U}, \quad (1)$$

де $K_{СП}$ та k – відповідно коефіцієнти передачі селективного підсилювача, що виділяє сигнал частоти дискретизації, та підсилювача, встановленого на виході синхронного детектора.

Аналіз показує, що бінарна дискретизація зменшує у два рази амплітуду різницевого сигналу. Тому амплітуда U_{mw2} удвічі менша, за рахунок цього і зменшується чутливість вимірювання фазового зсуву.

Мета і завдання статті

Мета статті – пошук методу перетворення сигналу і технічного рішення, що здатні підвищити чутливість під час вимірювання малих фазових зсувів, порівняно з чутливістю, яку отримуємо, здійснюючи вимірювання з використанням бінарної дискретизації. Як вже було наголошено, причиною обмеження чутливості засобів вимірювання малих фазових зсувів за методом бінарної дискретизації є сама бінарна дискретизація.

До цього висновку доходимо, аналізуючи складові бінарно-дискретизованого сигналу [12]. Аналіз показує, що амплітуда різниці вхідних сигналів, яка є обвідною балансно-модульованого колювання (рис. 1), удвічі менша, ніж амплітуда різниці цих сигналів на вході бінарного дискретизатора.

На рис. 1 використано такі позначення:

$u_1(t) = U_1 \sin \omega t = U \sin \omega t$ – перший вхідний сигнал; $u_2(t) = U_2 \sin(\omega t + j_x) = U(1 + dU) \sin(\omega t + j_x)$ – другий вхідний сигнал; ω – кругова частота вхідних сигналів; j_x – фазовий зсув між вимірюваними сигналами; $U_1 = U$ та U_2 – відповідно амплітуди першого та другого порівнюваних сигналів; $dU = \frac{U_2 - U_1}{U_1} = \frac{\Delta U}{U}$ – відносна нерівність амплітуд порівнюваних сигналів.

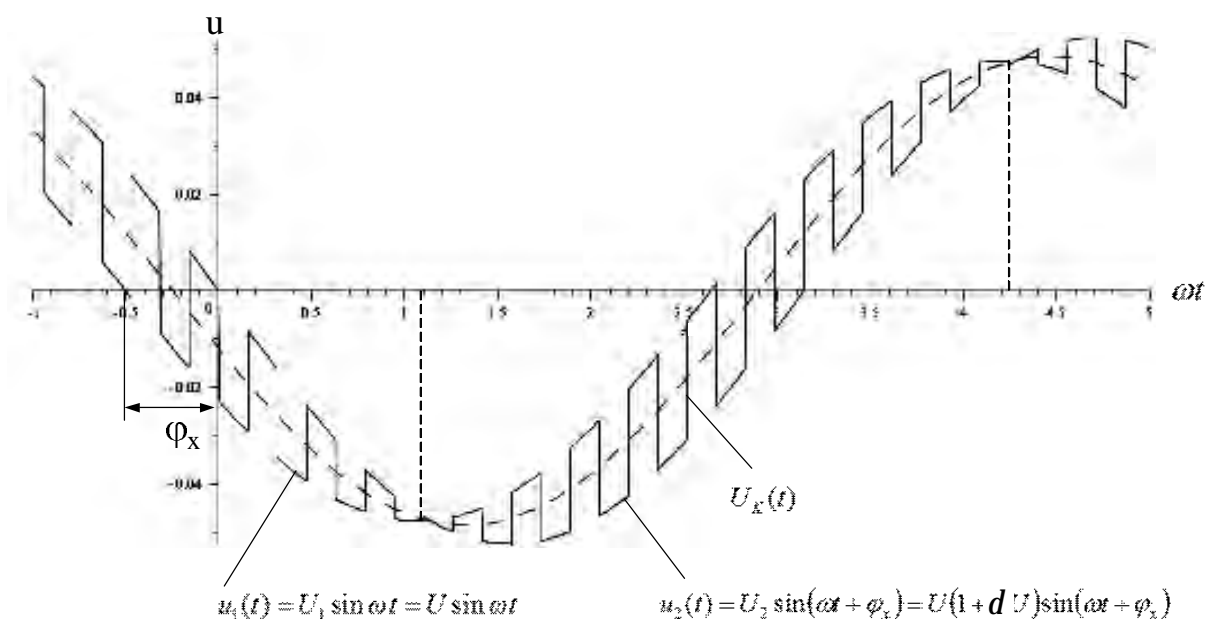


Рис. 1. Вигляд сигналу на виході бінарного дискретизатора

Звідси випливає висновок про необхідність віднімання вхідних сигналів для утворення різницевого сигналу з подальшим його перетворенням, яке дало б змогу виділити його з шумів, підсилити та зробити придатним для вимірювання повної амплітуди. Це дозволило б збільшити чутливість у два рази.

Отже, основні завдання статті – виробити рекомендації для збільшення чутливості вимірювань малих фазових зсувів та обґрунтувати принцип побудови відповідних засобів вимірювання.

Виклад основного матеріалу

Для викладу основного матеріалу скористаємося поданням вхідних сигналів $u_1(t)$ та $u_2(t)$ так, як це зроблено на рис. 1, тобто

$$\begin{aligned} u_1(t) &= U_1 \sin \omega t = U \sin \omega t, \\ u_2(t) &= U_2 \sin(\omega t + j_x) = U (1 + dU) \sin(\omega t + j_x), \end{aligned} \quad (2)$$

Якщо сигнали (2) подати на відповідні входи різницевої схеми, на її виході отримаємо сигнал, який можна описати так

$$\begin{aligned} u_R(t) &= u_2(t) - u_1(t) = U_m \sqrt{4 \sin^2 \frac{j_x}{2} (1 + dU) + (dU)^2} \times \\ &\sin\left\{ \omega t + \frac{p}{2} + \frac{j_x}{2} - \arctg\left[\frac{dU}{(2 + dU)} \cdot \operatorname{tg}\left(\frac{p}{2} - \frac{j_x}{2} \right) \right] \right\}. \end{aligned} \quad (3)$$

Для спрощення подальших викладок фазовий зсув сигналу (3) позначимо як

$$y = \frac{p}{2} + \frac{j_x}{2} - \arctg\left[\frac{dU}{(2 + dU)} \cdot \operatorname{tg}\left(\frac{p}{2} - \frac{j_x}{2} \right) \right]. \quad (4)$$

Вираз (3) із урахуванням (4) набуває вигляду (5) (рис. 2)

$$u_R(t) = u_2(t) - u_1(t) = U_m \sqrt{4 \sin^2 \frac{j_x}{2} (1 + dU) + (dU)^2} \cdot \sin(\omega t + y). \quad (5)$$

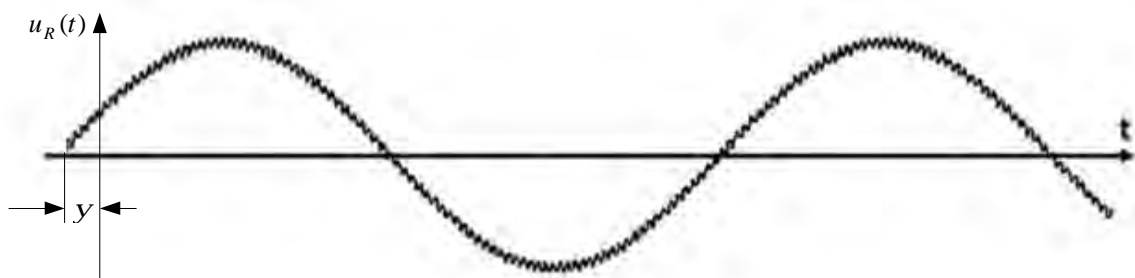


Рис. 2. Сигнал на виході сумарно-різницевої схеми

Здійснимо перетворення сигналу (5), помноживши його на комутувальну функцію

$$\operatorname{sign} \sin(\Omega t + j), \quad (6)$$

де Ω – кругова частота основної гармоніки комутувальної функції, яка набагато більша, ніж кругова частота ω порівнюваних сигналів, тобто $\Omega \gg \omega$; j – початкова фаза комутаційної функції.

Отримаємо сигнал, який можна подати виразом (7) (рис. 3)

$$u_R^1(t) = U \sqrt{4 \sin^2 \frac{j_x}{2} (1 + dU) + (dU)^2} \cdot \sin(\omega t + y) \cdot \operatorname{sign} \sin(\Omega t + j). \quad (7)$$

Оскільки вхідні сигнали $u_1(t)$ та $u_2(t)$ звичайно у вимірювачах фазового зсуву попередньо надходять на схему вирівнювання амплітуд, яка, не змінюючи фазового зсуву між сигналами, вирівнює їх амплітуди, то, знехтувавши похибками схеми вирівнювання амплітуд, вираз (7) зведемо до вигляду (8) (рис. 3)

$$u_R^{11}(t) = 2U \sin \frac{j_x}{2} \sin \left(\omega t + \frac{j_x}{2} + \frac{p}{2} \right) \text{sign} \sin(\Omega t + j). \quad (8)$$

Добуток першої гармоніки комутувальної функції (6) на різницевий сигнал з виразу (8) можна виділити селективним підсилювачем. Цей добуток – балансно-модульований сигнал, що описується виразом (9). Амплітуда обвідної сигналу (9) є синусоїдою частотою ω та амплітудою, пропорційною до амплітуди різницевого сигналу, а його часову діаграму подано на рис. 4.

$$u_R^{111}(t) = 2U \sin \frac{j_x}{2} \sin \left(\omega t + \frac{j_x}{2} + \frac{p}{2} \right) \frac{4}{p} \sin(\Omega t + j) \quad (9)$$

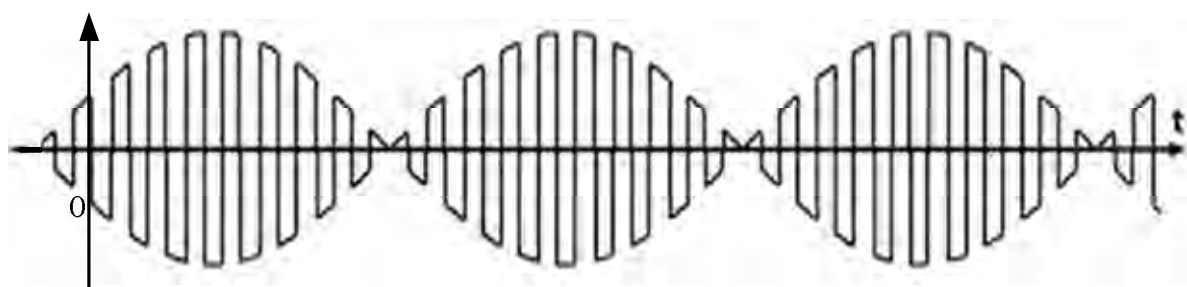


Рис. 3. Часова діаграма різницевого сигналу (8)

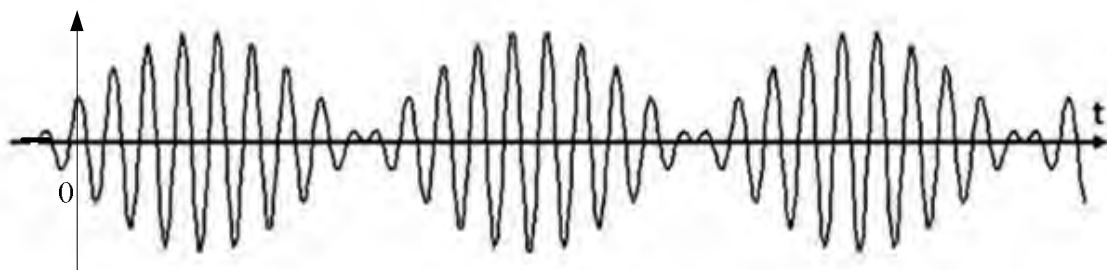


Рис. 4. Часова діаграма сигналу (9)

З балансно-модульованого сигналу (9) синхронний детектор, який здійснює перемноження на функцію $\text{sign} \sin(\Omega t + j)$, виділяє обвідну кругової частоти ω , відфільтрувавши її від кругової частоти 2ω та вищих гармонік за допомогою фільтра нижніх частот. Тоді на виході синхронного детектора отримуємо обвідну $u_o(t)$, яку, з урахуванням виразів (6) і (9), можна подати виразом (10)

$$u_o(t) = 2K_{СП} K_{СД} k U \sin \frac{16}{p^2} \frac{j_x}{2} \sin \left(\omega t + \frac{j_x}{2} + \frac{p}{2} \right), \quad (10)$$

де $K_{СП}, K_{СД}, k$ – відповідно коефіцієнти передачі селективного підсилювача, синхронного детектора та масштабуючого підсилювача на виході синхронного детектора.

З (10) видно, що амплітуда обвідної дорівнює

$$U_{mo} = 2K_{СП}K_{СД}k\frac{16}{p^2}U\sin\frac{j_x}{2}. \quad (11)$$

Вимірявши U_{mo} та амплітуду U одного з вихідних сигналів, наприклад $u_1(t)$, за відомого значення коефіцієнта підсилення $K_{СП}$ селективного підсилювача, коефіцієнта передачі $K_{СД}$ синхронного детектора та коефіцієнта підсилення k підсилювача на виході синхронного детектора, на підставі виразу (11) можна визначити фазовий зсув за формулою

$$j_x = 2\arcsin\frac{p^2U_{mo}}{32K_{СП}K_{СД}kU}, \quad (12)$$

Структурна схема вимірювача фазового зсуву між гармонічними сигналами, що працює за розглянутим алгоритмом, подана на рис. 5.

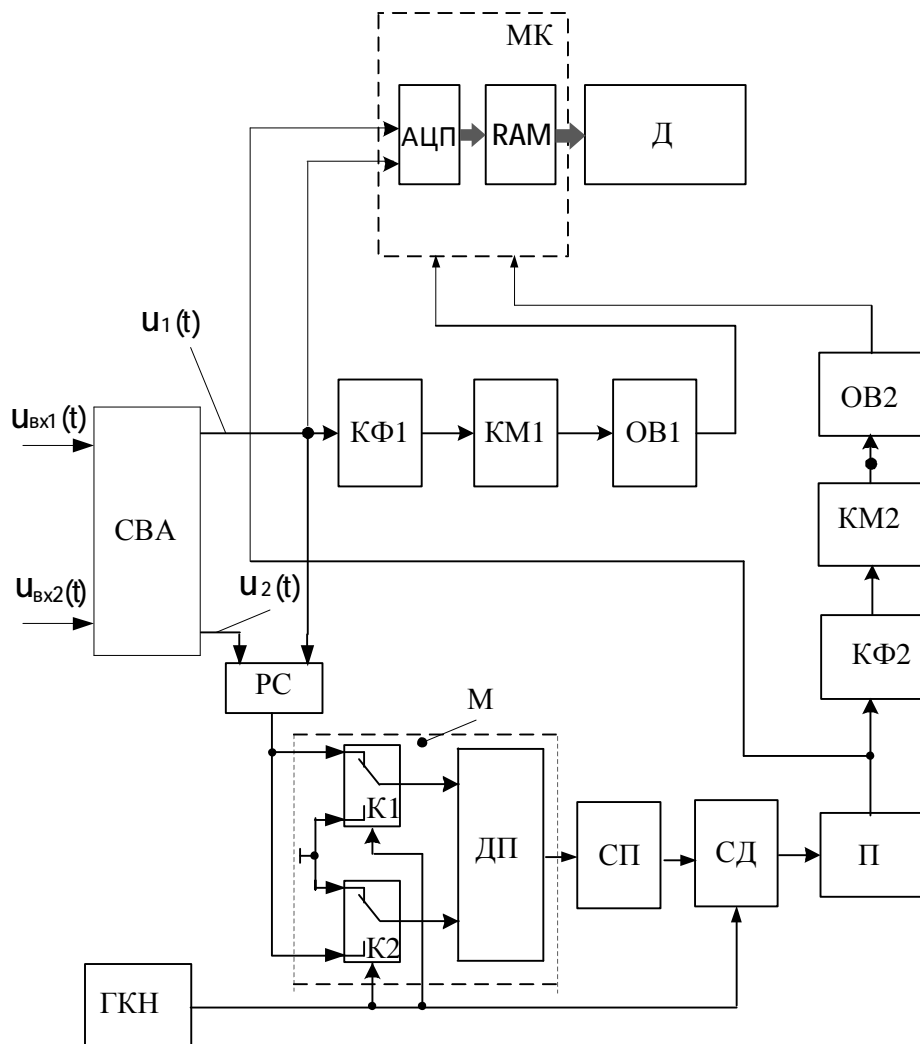


Рис. 5. Структурна схема вимірювача фазового зсуву, що реалізує розглянутий алгоритм вимірювання

На схемі використано такі позначення: СВА-схема вирівнювання амплітуд сигналів, КФ-квадратурний фазообертач, КМ-компаратор, ОБ-одновібратор, РС-різницева схема, К-комутатор, ДП-диференційний підсилювач, СП-селективний підсилювач, СД-синхронний детектор, П-підсилювач, ГКН-генератор комутаційної напруги, М-модулятор, МК-мікроконтролер, АЦП-

аналого-цифровий перетворювач, RAM-(Random Access Memory) оперативна пам'ять мікроконтролера, Д-дисплей.

Щоб виміряти амплітуду U вихідного сигналу $u_1(t)$ схеми вирівнювання амплітуд СВП (рис. 5), цей сигнал одночасно подається на перший аналоговий вхід мікроконтролера МК та вхід першого квадратурного фазообертача КФ1, де зсувається за фазою на $\frac{\pi}{2}$, а потім надходить на перший компаратор КМ1, який перетворює зсунуту за фазою синусоїду на сигнал прямокутної форми, з фронтів якого одинвібратор ОВ1 формує короткі імпульси, що надходять на перший цифровий вхід мікроконтролера МК. Ці імпульси збігаються з моментами, коли миттєве значення вихідного сигналу $u_1(t)$ схеми вирівнювання амплітуд СВП набуває амплітудного значення. Тому мікроконтролер МК, виявивши програмно на першому цифровому вході імпульс, здійснює за допомогою АЦП відлік амплітудного значення U сигналу $u_1(t)$ схеми вирівнювання амплітуд СВП і вносить його в оперативну пам'ять RAM мікроконтролера.

Аналогічно вимірюється амплітуда U_{m0} сигналу (10), отриманого на виході підсилювача П. Він з виходу підсилювача П одночасно подається на другий аналоговий вхід мікроконтролера МК та на вхід другого квадратурного фазообертача КФ2, де зсувається за фазою на $\frac{\pi}{2}$, а потім надходить на другий компаратор КМ2, який перетворює зсунуту за фазою синусоїду на сигнал прямокутної форми, з фронтів якого одинвібратор ОВ2 формує короткі імпульси, що надходять на другий цифровий вхід мікроконтролера МК. Ці імпульси збігаються з моментами, коли вихідний сигнал (10) набуває амплітудного значення. Тому мікроконтролер МК, виявивши програмно на другому цифровому вході імпульс, здійснює за допомогою АЦП відлік значення U_{m0} і вносить його в оперативну пам'ять RAM мікроконтролера. Потім за формулою (12) мікроконтролер підраховує значення фазового зсуву.

Формування сигналу (10) здійснюється так. Вихідні сигнали схеми вирівнювання амплітуд СВА подаються на входи різницевої схеми РС. Різницевий сигнал з виходу РС надходить на входи модулятора М. Модулятор М складається з двох аналогових комутаторів К1 та К2, які мають по два входи, по одному виходу та по одному керуючому входу, і диференційного підсилювача ДП. Виходи комутаторів К1 та К2 під'єднані до входів диференційного підсилювача ДП, вихід якого є виходом модулятора М. Перший вхід модулятора М є першим входом першого комутатора К1, а другий вхід модулятора М є другим входом комутатора К2. Другий вхід комутатора К1 та перший вхід другого комутатора К2 з'єднані між собою і під'єднані до загальної шини. Керуючі входи обох комутаторів К1 та К2 і синхронного детектора СД під'єднані до виходу генератора комутаційної напруги, що являє собою послідовність прямокутних імпульсів з шпаруватістю 2, кругова частота Ω яких набагато більша, ніж кругова частота ω різницевого сигналу. Таке під'єднання елементів модулятора забезпечує перемноження різницевого сигналу на функцію $sign \sin(\Omega t + j)$ відповідно до виразу (7). Потім селективний підсилювач, налаштований на першу гармоніку комутаційного сигналу, формує вихідний сигнал згідно з виразом (9), а з нього синхронний детектор СД виділяє обвідну, яка після підсилення масштабувальним підсилювачем описується виразом (10), а її амплітуда – виразом (11). Вимірявши цю амплітуду та записавши її значення в пам'ять RAM, мікроконтролер відповідно до виразу (12) визначає фазовий зсув та пересилає його значення для висвічування на дисплеї Д.

Порівняємо між собою вирази (1) і (12) за чутливістю. Для цього задамо природи фазового зсуву Δj_x для обох виразів.

Їх можна подати відповідно так:
для випадку бінарної дискретизації

$$j_x + \Delta j_x = 2 \arcsin \frac{p^2 (U_{mw2} + \Delta U_{mw2})}{16 K_{СП} K_{СД} k U}, \quad (13)$$

і для запропонованого тут методу

$$j_x + \Delta j_x = 2 \arcsin \frac{p^2 (U_{m0} + \Delta U_{m0})}{32 K_{СП} K_{СД} kU} \quad (14)$$

Для малих фазових зсувів вирази (13) і (14) можна спростити

$$j_x + \Delta j_x = \frac{p^2 (U_{mw2} + \Delta U_{mw2})}{8 K_{СП} K_{СД} kU},$$

та

$$j_x + \Delta j_x = \frac{p^2 (U_{m0} + \Delta U_{m0})}{16 K_{СП} K_{СД} kU}.$$

Звідси отримуємо вирази для приростів

$$\Delta j_x = \frac{p^2}{8} \frac{\Delta U_{mw2}}{K_{СП} K_{СД} kU}, \quad (15)$$

та

$$\Delta j_x = \frac{p^2}{16} \frac{\Delta U_{m0}}{K_{СП} K_{СД} kU}. \quad (16)$$

За виразами (15) і (16) знайдемо чутливість вимірювання як відношення приростів амплітуд ΔU_{mw2} та ΔU_{m0} до приросту фазового зсуву Δj_x

$$S_1 = \frac{\Delta U_{mw2}}{\Delta j_x} = \frac{8}{p^2} K_{СП} K_{СД} kU,$$

та

$$S_2 = \frac{\Delta U_{m0}}{\Delta j_x} = \frac{16}{p^2} K_{СП} K_{СД} kU.$$

Порівнюючи останні вирази, бачимо, що чутливість S_2 вимірювання за запропонованим алгоритмом удвічі вища, ніж з використанням бінарної дискретизації.

Висновки

Отже, застосування операції віднімання порівнюваних сигналів з подальшим перенесенням різницевого сигналу на вищі частоти для зменшення впливу завад дає змогу отримати вдвічі вищу чутливість вимірювання фазового зсуву. Однак тоді ускладнюється апаратна частина вимірювального засобу, оскільки необхідне використання модулятора, що складається з двох комутаторів та диференційного підсилювача, тоді як за бінарної дискретизації досить використати лише один комутатор.

1. Якубовский Ю. В. *Электроразведка*. – М.: Недра, 1973. – 302 с. 2. Мизюк Л. Я., Поджарый В. М., Проць Р. В. *Измерение инвариантов магнитного поля при электроразведке*. – К.: Наукова думка, 1976. – 231 с. 3. Бучма І. М. *Засоби вимірювання індуктивної електророзвідки та вихрострумової діагностики*. – Львів: Вид-во Нац. ун-ту “Львівська політехніка”, 2008. – 294 с. 4. *Аппаратура для аэрогеофизической разведки с магнитным и электромагнитным информационными каналами* / А. А. Вакульский, Л. Я. Мизюк, Р. В. Проць, Ю. Ю. Сикачевский; под ред. Л. Я. Мизюка. – К.: Наукова думка, 1985. – 253 с. 5. Мизюк Л. Я. *О состоянии и некоторых перспективах развития информационно-измерительных систем для наземных методов индуктивной электроразведки. Отбор и передача информации*. – К.: Наукова думка,

1970. – Вып. 26. – С. 49–58. 6. Бучма І. М. Метод аероелектророзвідки провідних магнітних руд // Інформаційні технології і системи. № 1–2, 2001. – С. 115–122. 7. Бучма І. М., Репетило Т. М., Ферчук К. В. Засоби вихрострумової діагностики корозійного стану сталевих листових конструкцій. – Львів: Вид-во Львівської політехніки, 2015. – 291 с. 8. Кондратов В. Т. Алгоритмические методы измерения мгновенных значений фазового сдвига инфранизкочастотных сигналов. Препринт 04-47. – К., 1984. – 40 с. 9. Бучма І. М., Винничек Ю. Г. Метрологічні характеристики алгоритмічних сумо-різницевих методів вимірювання фазових зсувів. Комп'ютерні системи та мережі, № 773, 2013. – С. 16–21. 10. Бучма І. М. Концепція побудови інфранизкочастотних вихрострумових вимірювально-обчислювальних засобів кіберфізичних систем // Вісник Нац. ун-ту “Львівська політехніка” Комп'ютерні системи та мережі. – 2015. – № 830, – С. 19–24. 11. Buchma I. Errors of Phase Shift Measuring by Algorithmic Sum-Difference Methods from Amplitudes Inequality and Their Reduction Methods. Advances in Cyber-Physical Systems, Vol. 1, No. 1, 2016. – P.23–30. 12. Патент на корисну модель № 118792 UA Україна, МПК G01R 25/00; G01R 27/28(2006.01) Пристрій для вимірювання фазового зсуву / Бучма І. М., (Україна). – № заявки: u201702336; Заявлено 13.03.2017; Опубл. 28.08.2017, Бюл. № 16, 2017. – 8 с.