

## ІНФРАНИЗЬКОЧАСТОТНІ ВИХРОСТРУМОВІ ВИМІРЮВАЛЬНІ ЗАСОБИ КІБЕРФІЗИЧНИХ СИСТЕМ

© Бучма І.М., 2015

Проаналізовано характеристики та важливі особливості аналогових інфранизькочастотних вихрострумів вимірювальних та діагностичних засобів. Розглянуто основні підходи до створення цифрових вимірювальних засобів (В-ОЗ) кіберфізичних систем (КФС).

Ключові слова: пошукові системи, вихрострумів діагностичні засоби, цифрове вимірювання фази, кіберфізичні системи.

Characteristics and important features of analog low-frequency eddy current measurement and diagnostic tools are examined. The basic approaches to create digital measurement tools of cyber-physical systems are analyzed.

Key words: the search engines, eddy current diagnostic systems, digital measurement phase, cyber-physical systems.

### Вступ

В мережі В-ОЗ КФС [1] важливе місце належить зайняти інфранизькочастотним вихрострумів В-ОЗ, які можуть збільшити глибинність досліджень засобів, що використовуються в геофізиці, неруйнівному контролі, контролі корозійного стану сталевих листових конструкцій [2÷5].

В таких В-ОЗ вирішальну роль відіграють засоби вимірювання. В них за допомогою диполя, генераторної петлі, дуже довгого кабелю чи котушки зі струмом збуджується гармонічне первинне електромагнітне поле, яке поширюється навколишньому просторі. Зустрівши на своєму шляху провідні тіла магнітна складова первинного поля збуджує в них вихрові струми, які в свою чергу збуджують вторинне електромагнітне поле. Вторинне поле додається до первинного і зсуває фазу сумарного поля порівняно з первинним полем. Сказане ілюструється векторною діаграмою (рис.1).



На векторній діаграмі рис.1. використано наступні позначення:  $Z, X$  - осі координат відповідно по вертикалі та по горизонталі;  $H_p$  -напруженість первинного магнітного поля;  $H_{BT}$  -напруженість вторинного магнітного поля;  $H_c$  - напруженість сумарного поля;  $Re H_{BT}$

та  $JmH_{BT}$  - відповідно проекції напруженості вторинного магнітного поля  $H_{BT}$  на осі координат,  $\varphi$  - фазовий зсув між напруженостями первинного  $H_D$  та сумарного  $H_C$  полів.

### Постановка задачі

У вищезгаданих низькочастотних вихрострумівих засобах вимірюваними параметрами є: відношення квадратурної складової вторинного магнітного поля до магнітної складової первинного поля, відношення півосей проекції еліпса поляризації магнітного поля на вертикальну площину маршруту або фазовий зсув між магнітними складовими первинного та сумарного полів.

Основними метрологічними характеристиками цих засобів вимірювання є: робоча частота та поріг чутливості. У відомих аналогових засобах – це (20 або 80) Гц та  $(1 \cdot 10^{-4} \div 3 \cdot 10^{-5})$  рад [2]. У цифрових засобах поріг чутливості порівняно гірший. Основні метрологічні характеристики визначають такий важливий експлуатаційний параметр, як глибинність досліджень. Збільшити глибинності реально при зменшенні робочих частот та збереженні досягнутого порогу чутливості. Тобто, перехід на інфранизькі частоти та зниження порогу чутливості цифрових засобів до рівня характерного для аналогових засобів дозволить реалізувати В-ОЗ КФС з більшою глибинністю.

Тому дана робота має на меті виявити основні шляхам зниження порогу чутливості та реалізації цифрових інфранизькочастотних вихрострумівих В-ОЗ КФС.

### Виклад основного матеріалу

Для досягнення поставленої мети проаналізуємо за рахунок яких основних факторів отримано низький поріг чутливості аналоговими засобами вимірювання.

Розглянемо узагальнену структурну схему аналогових вихрострумівих засобів вимірювання відношення півосей еліпса поляризації, яка подана на рис.2.

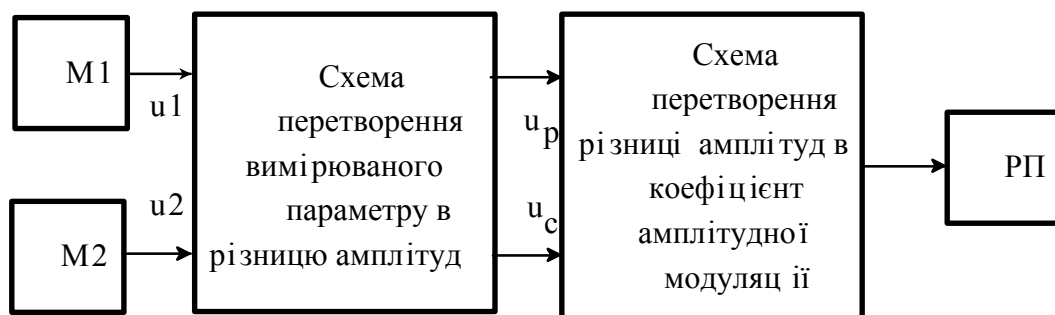


Рис.2. Узагальнена структура аналогових вимірювальних засобів

Тут M1 та M2 – приймачі складових магнітного поля, які перетворюють їх у електричний сигнал. В схемі перетворення вимірюваного параметру в різницю амплітуд здійснюють попереднє підсилення сигналів, зсувають їх за фазою на  $\frac{\pi}{2}$  та реалізують суморізницеве перетворення. Це перетворення ілюструється векторною діаграмою поданою на рис. 3.

На векторній діаграмі використано наступні позначення:  $E_Z$  та  $E_X$  - відповідно вихідні сигнали вертикального та горизонтального магніто приймачів M1 та M2;  $E_X e^{-j\pi/2}$  - вихідний сигнал магніто приймача M2, зсунутий за фазою на  $\frac{\pi}{2}$ ;  $E_C$  та  $E_P$  - відповідно сума та різниця сигналів  $E_Z$  та  $E_X e^{-j\pi/2}$ .

Зведена різниця амплітуд сумарного  $E_c$  та різницевого  $E_p$  сигналів пропорційна вимірюваному параметру (відношенню малої та великої півосей еліпса поляризації магнітного поля, фазовому зсуву  $\varphi$  або зведеному значенню квадратурної складової вторинного магнітного поля  $JmH_{BT}/H_C$ )

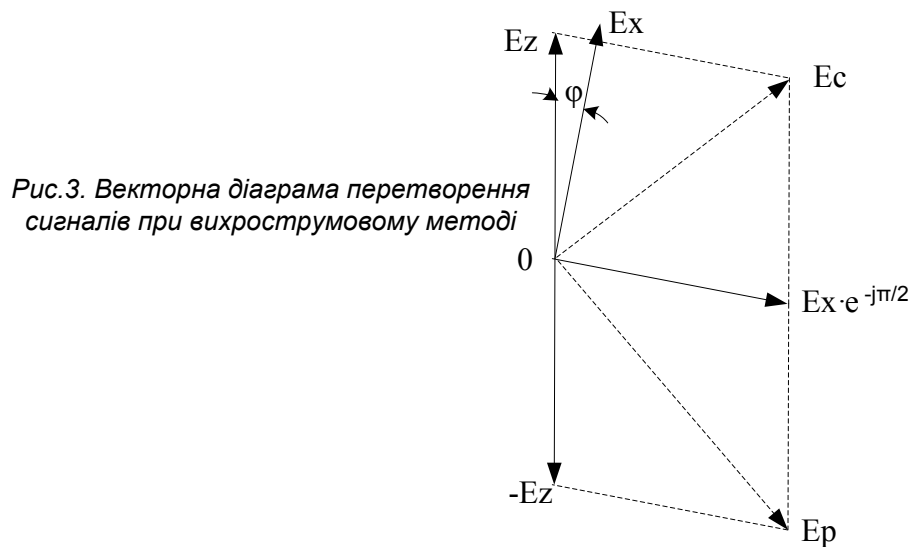


Рис.3. Векторна діаграма перетворення сигналів при вихрострумовому методі

В схемі перетворення різниці амплітуд в коефіцієнт амплітудної модуляції за допомогою автоматично керованого комутатора з сигналів  $E_c$  та  $E_p$  формується амплітудно-фазомодульований сигнал

$$u_k(t) = \frac{E_c + E_p}{2} \left[ 1 + \frac{E_c - E_p}{E_c + E_p} \text{signs} \sin(\Omega t + \varphi) \right] \sin \left\{ \omega t + \frac{\varphi_c + \varphi_p}{2} \left[ 1 + \frac{\varphi_c - \varphi_p}{\varphi_c + \varphi_p} \text{signs} \sin(\Omega t + \varphi) \right] \right\} \quad (1)$$

де  $E_c, E_p$  та  $\varphi_c, \varphi_p$  - відповідно амплітуди та початкові фази сумарного та різницевого сигналів,  $\omega = 2\pi f$  - робоча кругова частота зондуючого поля,  $\Omega = 2\pi F$  - кругова частота комутатора,  $f$  - робоча частота,  $F$  - частота комутатора.

Коефіцієнт амплітудної модуляції цього сигналу  $m = \frac{E_c - E_p}{E_c + E_p}$  дорівнює значенню вимірюваного параметра (відношенню півосей еліпса поляризації магнітного поля, фазовому зсуву  $\varphi$  або зведеному значенню квадратурної складової вторинного магнітного поля). Тому  $m$  вимірюється і реєструється реєструючим пристроєм РП. Одноканальність схеми, яка обробляє сигнал (1), зумовлює високі метрологічні характеристики. Таким чином вдається досягнути порогу чутливості біля  $(3 \cdot 10^{-5} \div 10^{-4})$  рад на робочих частотах  $f = 20 \div 80$  Гц і вище [3÷5].

Недоліком розглянутого рішення є те, що воно є аналоговим, а частота роботи комутатора  $F$  не може бути меншою ніж 10 Гц [7]. При менших частотах комутації виникає випадкова похибка, зумовлена фліккер-шумом, та зменшується швидкодія. При цьому робоча частота має бути вищою від частоти комутації.

Тому доцільно орієнтуватися на технічні рішення, в яких частота комутації є набагато вищою від робочої частоти [5, 6, 9, 10]. Це в свою чергу сприяє підвищенню швидкодії.

При побудові цифрового вимірювача напевно слід орієнтуватися на вимірювання фазового зсуву, оскільки такі засоби розроблені та опрацьовані досить добре [8,9].

Аналізуючи цифрові методи вимірювання фазового зсуву [8,9] між гармонічними сигналами було виявлено, що серед частини з них, названих алгоритмічними [9], є близькі за

алгоритмами до алгоритмів попереднього перетворення сигналів, що використовують у вище розглянутих аналогових засобах. Серед них виділимо дві групи: 1) амплітудно-нечутливі методи; 2) сумо-різницеві методи.

Амплітудно-нечутливі методи складні в реалізації. Перевагою другої групи є простота реалізації та можливість досягнення високої чутливості [11], а недоліком - вимога рівності амплітуд порівнюваних сигналів. Аналіз похибок від нерівності амплітуд сигналів показав, що вона є значною. Але серед цих методів є і такий, в якому ця похибка не є адитивною і на поріг чутливості не впливає. Крім цього опрацювання цих методів показало, що деякі з них можна вдосконалити, зробивши їх амплітудно нечутливими, а використання методів бінарної дискретизації дозволить зменшити вплив флікер-шуму.

Тому спрощена структурна схема вимірювального засобу з цифровим виходом бачиться такою, як подана на рис.4.



Рис. 4. Спрощена структурна вимірювальних засобів з цифровим виходом

Тут M1 та M2, як і на рис.2, – приймачі складових магнітного поля;  $u_1$  та  $u_2$  - відповідно вихідні сигнали магніто приймачів M1 та M2;  $u_p = u_2 - u_1$  - різниця між сигналами  $u_2$  та  $u_1$ .

### Висновки

Таким чином, подальшу роботу слід направити на вдосконалення алгоритмічних суморізницевих методів вимірювання фазового зсуву між гармонічними сигналами для зменшення похибок від нерівності амплітуд порівнюваних сигналів та зменшення впливу флікер-шуму, що дозволить реалізувати цифрові вихрострумові вимірювальні засоби на робочі частоти з інфранизькочастотного діапазону, тобто на одиниці Гц.

1. Мельник А.О. Кіберфізичні системи: проблеми створення та напрями розвитку. Вісник Національного університету "Львівська політехніка" Комп'ютерні системи та мережі, № 806, 2014.-С.154-161. 2. Мизюк Л.Я., Поджарий В.М., Проць Р.В. Измерение инвариантов магнитного поля при электроразведке. Киев : Наукова думка, 1976-231с. 3. Светов Б.С., Мизюк Л.Я., Поджарый В.М. Рудная электроразведка по методике эллиптически поляризованого поля.-М.; „Недра”, 1969.-176с. 4. Апаратура для аерогеофизической разведки с магнитным и электромагнитным информационными каналами/ А.А. Вакульский, Л.Я. Мизюк, Р.В. Проць, Ю.Ю. Сикачевский. –К.: Наукова думка 1985.-253с. 5. Бучма І.М., Репетило Т.М. Комп'ютеризована система вимірювання товщини конструкцій з листової сталі. Методи і прилади контролю якості, №1 (30), 2013.-С.3-7. 6. Брискин А.М. Мизюк Л.Я., Клим Е.И., Родин А.С. Особенности построения измерительного канала инфранизкочастотной электроразведки // Отбор и передача информации. –К.: „Наукова думка”, 1985.-Вып.72.-С.98-103. 7. Бучма І.М. Засоби вимірювання індуктивної электророзвідки та вихрострумової діагностики. –Львів: Вид-во НУ “Львівська політехніка”, 2008.-294с. 8. Глинченко А.С., Кузнецкий С.С., Фиштейн А.М., Чмых М.К. Цифровые методы измерения сдвига фаз. – Новосибирск: Наука, 1979.-288с. 9. Кондратов

*В.Т. Алгоритмические методы измерения мгновенных значений фазового сдвига инфранизкочастотных сигналов. –Киев: Институт кибернетики АН УССР им. Глушкова, 1984.-40с. 10. Masnae J. Developments in Broadband Airborne Electromagnetics in the Past Decade. “Proceedings of Exploration 07: Fifth Decennial International Conference on Mineral Explorations” edited by B. Mikereit, 2007, p.387-398. 11. Бучма І.М., Винничек Ю.Г. Метрологічні характеристики алгоритмічних сумо-різницевих методів вимірювання фазових зсувів. .Вісник Національного університету “Львівська політехніка” Комп’ютерні системи та мережі, №773, 2013.-С. 16-21.*

#### **Подяка**

Наукові результати, подані у цій статті, було отримано в рамках дослідницького проекту ДБ/КІБЕР з реєстраційним номером 0115U000446, 01.01.2015 - 31.12.2017, фінансово підтриманим Міністерством освіти та науки України.

**Low Frequency Eddy Currents Measuring Tools of Cyber-Physical Systems  
Igor Buchma, 2015**