

УДК 620.179.14

**Ю.О. Скрипник, д.т.н., проф.***Київський національний університет технологій та дизайну***О.П. Яненко, д.т.н., проф.****В.О. Іващенко, мол. наук. спів.***Науково-дослідний центр квантової медицини "Відзук" МОЗ України*

## ВИСОКОЧАСТОТНА ДИФЕРЕНЦІАЛЬНА ІНДУКТОМЕТРІЯ

*Розглянута структурна схема та алгоритм роботи диференціального індуктометра з підвищеною точністю вимірювання металевих включень в діелектричних середовищах.*

**Розгляд проблеми та аналіз відомих рішень.** Для виявлення та оцінки малих концентрацій металевих включень і домішок в діелектричних середовищах перспективне застосування засобів індуктометрії, при яких в досліджуваному середовищі створюються вихрові струми високої частоти під впливом магнітного високочастотного поля індуктивного сенсора [1], [2], [5], [6], [10]. В подібних пристроях є необхідність в забезпеченні високої чутливості та точності вимірювання, що відкриває можливість їх використання для контролю включень в різноманітних областях – гірничо-добувній та паливній промисловості, археології, геофізиці, медицині, енергетиці та комунальному господарстві. Поставленим вимогам найбільш відповідають радіометричні пристрої та системи, що реалізують модуляційні методи перетворення інформаційних сигналів [8], [9], які можна достатньо ефективно використати і в індуктометрії. Нижче розглянуто один із розроблених авторами індуктометрів диференціального типу для системи контролю металевих включень та з'єднань металів у нафтопродуктах, використання якого підвищує точність контролю якості різноманітних видів палива [7].

В диференціальній індуктометрії використовують два індуктивних сенсори, один з яких зондує досліджуване середовище, другий – зразкове, в якому достовірно відсутні шукані домішки чи включення [3], [4], [5]. Однак неминучість нестабільності частот двох незалежних автогенераторів, які живлять індуктивні сенсори і нестійкість параметрів схеми порівняння частот, сприяють появі великих похибок як в оцінці концентрації провідного матеріалу, так і в самому факті наявності такого матеріалу [6].

**Мета дослідження.** Метою даного дослідження є створення диференціальних індуктометрів, в яких за рахунок нових структурних побудов приладу та алгоритму перетворення забезпечується підвищення точності вимірювання та визначення металевих включень і домішок в діелектричних середовищах [3], [4], [7].

**Основна частина.** Нижче розглянуто один із розроблених авторами диференціальних індуктометрів для системи контролю хімічних з'єднань металів у нафтопродуктах, використання якого забезпечує якість контролю різних видів палива [7]. Конструкція і параметри індуктивних сенсорів описані в роботах [3], [4], [5], [9], [7].

Диференціальний індуктометр (рис. 1) включає в себе зразковий 1 та вимірювальний 2 індуктивні сенсори, які розміщені в порівнюваних середовищах і періодично комутуються автоматичними перемикачами 3 і 6.

Диференціальний індуктометр працює наступним чином:

За відсутності сполук металів у контрольованому паливі індуктивності зразкового індуктивного сенсора 1, розміщеного у ємкості зі зразковим паливом, і вимірювального індуктивного сенсора 2, розміщеного у ємкості з контрольованим паливом, вибирають однаковими ( $L_1 = L_2 = L$ ). Якщо перший автоматичний перемикач 3 знаходиться у верхньому положенні, а другий автоматичний перемикач 6 – у нижньому положенні, як показано на кресленні, то частота першого автогенератора 5 визначається індуктивністю зразкового сенсора 1 та ємністю першого частотозадаючого конденсатора 4, а частота другого автогенератора 8 – індуктивністю вимірювального сенсора 2 і ємністю другого частотозадаючого конденсатора 7. Якщо перший автоматичний перемикач 3 знаходиться у нижньому положенні, а другий автоматичний перемикач 6 – у верхньому положенні, то частота першого автогенератора 5 визначається індуктивністю вимірювального сенсора 2 та ємністю першого частотозадаючого конденсатора 4, а частота другого автогенератора 8 – індуктивністю зразкового сенсора 1 та ємністю другого частотозадаючого конденсатора 7.

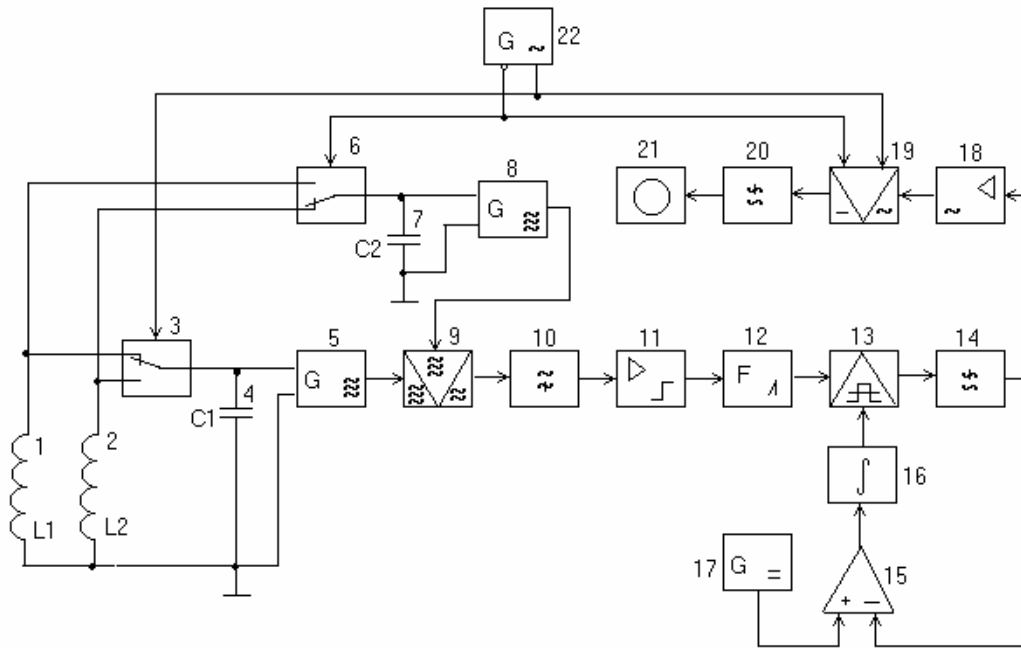


Рис. 1. Структурна схема диференціального індуктоміра

У загальному випадку резонансна частота  $f_k$  кожного автогенератора може бути визначена як [5]:

$$f_k = \frac{1}{2\pi\sqrt{C(L + \Delta L)}}, \tag{1}$$

де  $C$  – ємність частотозадаючого конденсатора, підключеного до автогенератора;  $L$  – індуктивність сенсора з паливом за відсутності сполук металів;  $\Delta L$  – додаткова індуктивність, викликана сполуками металів.

Згідно з виразом (1) частоти автогенератора 5 при переключенні вимірювального 2 і зразкового 1 сенсорів приймають протилежні значення:

$$f_{k1}' = \frac{1}{2\pi\sqrt{C_1 L}}, \tag{2}$$

$$f_{k1}'' = \frac{1}{2\pi\sqrt{C_1(L + \Delta L)}}, \tag{3}$$

де  $C_1$  – ємність першого частотозадаючого конденсатора 4.

Частоти другого автогенератора 8 при переключенні зразкового 1 та вимірювального 2 сенсорів згідно з виразом (1) приймають значення:

$$f_{k2}' = \frac{1}{2\pi\sqrt{C_2(L + \Delta L)}}, \tag{4}$$

$$f_{k2}'' = \frac{1}{2\pi\sqrt{C_2 L}}, \tag{5}$$

де  $C_2$  – ємність другого частотозадаючого конденсатора 7, причому, наприклад  $C_1 < C_2$ .

Частота комутації автоматичних перемикачів 3 і 6 визначається частотою  $F$  коливань генератора низьких частот 22, яка вибирається у 500–1000 разів менше частоти коливань другого автогенератора 8 в другий такт комутації ( $f_{k2}''$ ).

Таким чином, при періодичних перемиканнях автоматичних перемикачів 3 і 6, що забезпечується протифазними напругами генератора 22 низьких частот, в коливальних контурах автогенераторів 5 і 8 відбувається періодичне заміщення індуктивності зразкового сенсора 1 з еталонним паливом індуктивністю вимірювального сенсора 2 з контрольованим паливом. В результаті періодичної комутації змінюються резонансні частоти автогенераторів 5 і 8, а на їх виходах у перший напівперіод комутації формуються пакети високочастотних коливань:

$$U_1'(t) = U_{k1}' \cdot \cos(2\pi f_{k1}' t + \varphi_1'); \tag{6} \quad 0 < t < 1/(2F)$$

$$U_2'(t) = U_{k2}' \cdot \cos(2\pi f_{k2}'t + \varphi_2'), \quad 0 < t < 1/(2F) \quad (7)$$

у другий напівперіод комутації:

$$U_1''(t) = U_{k1}'' \cdot \cos(2\pi f_{k1}''t + \varphi_1''); \quad 1/(2F) < t < 1/F \quad (8)$$

$$U_2''(t) = U_{k2}'' \cdot \cos(2\pi f_{k2}''t + \varphi_2''), \quad 1/(2F) < t < 1/F \quad (9)$$

де  $U_{k1}'$ ,  $f_{k1}'$  і  $\varphi_1'$  – амплітуда, частота і фаза напруги автогенератора 5 при підключенні зразкового індуктивного сенсора 1;  $U_{k1}''$ ,  $f_{k1}''$  і  $\varphi_1''$  – амплітуда, частота і фаза напруги автогенератора 5 при підключенні вимірювального індуктивного сенсора 2;  $U_{k2}'$ ,  $f_{k2}'$  і  $\varphi_2'$  – амплітуда, частота і фаза напруги автогенератора 8 при підключенні вимірювального індуктивного сенсора 2;  $U_{k2}''$ ,  $f_{k2}''$  і  $\varphi_2''$  – амплітуда, частота і фаза напруги автогенератора 8 при підключенні зразкового індуктивного сенсора 1.

На виході змішувача 9 у перший напівперіод комутації формується напруга, яка пропорційна добутку напруг автогенераторів 5 і 8:

$$U_3'(t) = S_1 U_1' U_2' = \frac{S_1 U_{k1}' U_{k2}'}{2} \times \left\{ \left[ \cos(2\pi(f_{k1}' - f_{k2}')t + (\varphi_1' - \varphi_2')) \right] + \cos[2\pi(f_{k1}' + f_{k2}')t + (\varphi_1' + \varphi_2')] \right\}, \quad (10)$$

у другий напівперіод:

$$U_3''(t) = S_1 U_1'' U_2'' = \frac{S_1 U_{k1}'' U_{k2}''}{2} \times \left\{ \left[ \cos(2\pi(f_{k1}'' - f_{k2}'')t + (\varphi_1'' - \varphi_2'')) \right] + \cos[2\pi(f_{k1}'' + f_{k2}'')t + (\varphi_1'' + \varphi_2'')] \right\}, \quad (11)$$

де  $S_1$  – крутизна перетворення змішувача 9.

Фільтр 10 верхніх частот із змішаних напруг (10) і (11) виділяє сигнали з сумарними частотами:

$$U_4'(t) = \frac{K_1 S_1 U_{k1}' U_{k2}'}{2} \cos(2\pi f_c' t + (\varphi_1' + \varphi_2' - \varphi_3)); \quad (12)$$

$$U_4''(t) = \frac{K_1 S_1 U_{k1}'' U_{k2}''}{2} \cos(2\pi f_c'' t + (\varphi_1'' + \varphi_2'' - \varphi_3)), \quad (13)$$

де  $K_1$  – коефіцієнт передачі фільтра 10 верхніх частот;  $\varphi_3$  – додатковий фазовий зсув, внесений під час фільтрації;  $f_c' = f_{k1}' + f_{k2}'$ ;  $f_c'' = f_{k1}'' + f_{k2}''$ .

Пакети коливань  $U_4'$  і  $U_4''$  можна розглядати як одну безперервну напругу сумарної частоти, модульовану за частотою та амплітудою з низькою частотою комутації сенсорів ( $F \ll f_c$ ). Модульована напруга з виходу фільтра верхніх частот 10 поступає на підсилювач-обмежувач 11, який з гармонічних коливань за рахунок обмеження зверху формує коливання трапецеїдальної форми. За допомогою формувача 12 коротких однополярних імпульсів створюється послідовність коротких імпульсів, які відповідають моментам переходу через нуль трапецеїдальної напруги сумарної частоти.

Короткі імпульси надходять на один вхід широтно-імпульсного модулятора 13, на другий вхід якого впливає управляюча напруга  $U_y$ . В залежності від значення управляючої напруги  $U_y$  на виході широтно-імпульсного генератора 13 формуються прямокутні імпульси заданої тривалості  $\tau_1$  і постійної амплітуди  $U_n$ , частота слідування яких визначається частотами коливань  $f_c'$  і  $f_c''$ .

Модульовані за частотою імпульси з заданою вольт-секундною площею ( $U_n \times \tau_1 = \text{const}$ ) надходять на перший фільтр нижніх частот 14. В результаті усереднення імпульсів на виході першого фільтра нижніх частот 14 ( $f_k \gg F$ ) при першому положенні автоматичних перемикачів 3 і 6 формується напруга імпульса тривалістю  $1/2F$  та амплітудою:

$$U_5' = K_2 U_n \tau_1 f_c', \quad 0 < t < 1/(2F) \quad (14)$$

При другому положенні формується напруга тієї ж тривалості, але з амплітудою:

$$U_5'' = K_2 U_n \tau_1 f_c'', \quad 1/(2F) < t < 1/F \quad (15)$$

де  $K_2$  – коефіцієнт передачі фільтра 14 нижніх частот.

Оскільки  $f_c' \neq f_c''$ , то на виході першого фільтра нижніх частот 14 формуються довгі імпульси тривалістю  $\tau_1$  з різними амплітудами ( $U_5'$  і  $U_5''$ ).

Постійна складова послідовності імпульсів (14) і (15)

$$U_6 = (U_5' + U_5'') / 2 = U_n \tau_1 K_2 (f_c' + f_c'') / 2 \quad (16)$$

впливає на один вхід диференційного підсилювача 15. На другий вхід диференційного підсилювача подається напруга  $U_0$  від джерела опорної напруги 17. Підсилена диференційним підсилювачем 15 з коефіцієнтом підсилення  $K_3$  різниця напруг:

$$U_7 = K_3 \left[ U_0 - U_n \tau_1 K_2 (f_c' + f_c'') / 2 \right] \quad (17)$$

заряджає інтегратор 16. При цьому вихідна напруга інтегратора 16 зростає, впливає на керуючий вхід широтно-імпульсного модулятора 13 і змінює наявну довжину імпульсів  $\tau_1$  на його виході. Процес автоматичного регулювання тривалості імпульсів триває до тих пір, поки вхідні напруги диференційного підсилювача 15 не зрівняються. У цьому випадку вихідна напруга диференційного підсилювача 15 стане рівною нулю, і заряд інтегратора припиняється. При цьому тривалість імпульсів на виході модулятора прийме усталене значення. Якщо прирівняти напругу  $U_7$  до нуля, то отримуємо усталене значення тривалості імпульсів:

$$\tau_2 = 2U_0 / \left[ K_2 U_n (f_c' + f_c'') \right]. \quad (18)$$

З виразів (14) і (15) видно, що регулювання тривалості імпульсів до усталеного значення  $\tau_2$  не усуває нерівності амплітуд імпульсів  $U_5'$  і  $U_5''$ . З нерівних напруг  $U_5'$  і  $U_5''$  підсилювачем 18 низьких частот виділяється і підсилюється змінна складова напруги частоти комутації  $F$ :

$$U_8(t) = K_4 \left[ (U_5' - U_5'') / 2 \right] \text{sign} \sin(2\pi Ft + \varphi_4), \quad (19)$$

де  $K_4$  – коефіцієнт підсилення підсилювача низьких частот 18;  $\varphi_4$  – початкова фаза змінної напруги низької частоти;  $\text{sign} \sin$  – прямокутна форма (меандр) напруги низької частоти.

Підставляючи в (19) значення напруг  $U_5'$  і  $U_5''$  з (14) і (15), отримуємо:

$$U_8(t) = 0,5 \cdot K_4 K_2 U_n \tau_2 (f_c' - f_c'') \text{sign} \sin(2\pi Ft + \varphi_4). \quad (20)$$

Якщо у вираз (20) підставити значення  $\tau_2$  з (18), то отримуємо:

$$U_8(t) = K_4 U_0 \left( \frac{f_c' - f_c''}{f_c' + f_c''} \right) \text{sign} \sin(2\pi Ft + \varphi_4). \quad (21)$$

Змінна напруга (21) випрямляється синхронним детектором 19, який керується протифазними напругами генератора низьких частот 22, згладжується другим фільтром 20 нижніх частот і фіксується вихідним реєстратором 21. Реєстрована постійна напруга:

$$U_9 = K_4 K_5 K_6 U_0 \left( \frac{f_c' - f_c''}{f_c' + f_c''} \right), \quad (22)$$

де  $K_5$  – коефіцієнт передачі синхронного детектора 19;  $K_6$  – коефіцієнт передачі фільтра 20 нижніх частот.

Враховуючи співвідношення (2) і (4), і вважаючи, що  $C_1 < C_2$ , сума частот в перший такт комутації дорівнюватиме:

$$f_c' = f_{k1}' + f_{k2}' = \frac{1}{2\pi\sqrt{L}} \left( \frac{1}{\sqrt{C_1}} + \frac{1}{\sqrt{C_2(1 + \Delta L / L)}} \right). \quad (23)$$

З урахуванням співвідношень (3) і (5), сума частот в другий такт комутації буде:

$$f_c'' = f_{k1}'' + f_{k2}'' = \frac{1}{2\pi\sqrt{L}} \left( \frac{1}{\sqrt{C_1(1 + \Delta L / L)}} + \frac{1}{\sqrt{C_2}} \right). \quad (24)$$

Підставляючи (23) і (24) у вираз (22), отримаємо вимірювану напругу:

$$U_9 = K_4 K_5 K_6 U_0 \left( \frac{\sqrt{C_1} - \sqrt{C_2}}{\sqrt{C_2} + \sqrt{C_1}} \right) \left( \frac{\sqrt{1 + \Delta L / L} - 1}{\sqrt{1 + \Delta L / L} + 1} \right). \quad (25)$$

Домноживши в (25) чисельник і знаменник на  $(\sqrt{1 + \Delta L / L} + 1)$ , отримуємо:

$$U_9 = K_4 K_5 K_6 U_0 \left( \frac{\sqrt{C_1} - \sqrt{C_2}}{\sqrt{C_2} + \sqrt{C_1}} \right) \frac{\Delta L / L}{2 + \Delta L / L + 2\sqrt{1 + \Delta L / L}}. \quad (26)$$

Оскільки ( $\Delta L \ll L$ ), то підкореневому виразу в (26) можна надати вигляду:

$$\sqrt{1 + \Delta L / L} \cong 1 + \frac{1}{2} \frac{\Delta L}{L}. \quad (27)$$

Тоді з врахуванням (27) вираз (26) можна записати так:

$$U_9 = K_4 K_5 K_6 U_0 \left( \frac{\sqrt{C_1} - \sqrt{C_2}}{\sqrt{C_2} + \sqrt{C_1}} \right) \frac{\Delta L}{4L + 2\Delta L}. \quad (28)$$

Оскільки ( $\Delta L \ll L$ ), то виразу (28) можна надати вигляду:

$$U_9 = K_4 K_5 K_6 U_0 \left( \frac{\sqrt{C_1} - \sqrt{C_2}}{\sqrt{C_2} + \sqrt{C_1}} \right) \frac{\Delta L}{4L}. \quad (29)$$

Таким чином, вимірювальна напруга пропорційна відносній зміні індуктивності вимірювального сенсора і, відповідно, концентрації сполук металів у нафтопродукті.

Шкала реєстратора 21 при  $U_0 = \text{const}$  градується у відсоткових одиницях, що характеризують відсотковий вміст сполук металів у нафтопродукті. Завдяки цьому можна визначити, наскільки досліджуваний продукт відрізняється від еталонного, і тим самим ідентифікувати його.

**Висновки.** З отриманого співвідношення (29) випливає, що результат порівняння досліджуваного та еталонного нафтопродукту не залежить від нестабільності частот генераторів 5 і 8 ( $f_{k1}$  і  $f_{k2}$ ), непостійності параметрів широтно-імпульсного модулятора 13 ( $U_n$  і  $\tau_2$ ), крутизни перетворення змішувача 9 ( $S_1$ ), нестабільності коефіцієнта підсилення диференційного підсилювача 15 ( $K_3$ ), коефіцієнта передачі фільтра 10 верхніх частот ( $K_1$ ), коефіцієнта передачі фільтра 14 нижніх частот ( $K_2$ ) та електричних втрат, внесених порівнюваними нафтопродуктами в коливальні контури автогенераторів. Параметри низькочастотного тракту пристрою ( $K_4$ ,  $K_5$  і  $K_6$ ), які входять у рівняння перетворення (29), легко стабілізуються відомими прийомами, наприклад від'ємним зворотним зв'язком.

При пошуках локальних включень несиметричної форми, наприклад, металевих уламків у харчових продуктах або тілі людини, площини котушок індуктивних сенсорів розташовують перпендикулярно одна одній [3]. Замість порівняння із зразковим середовищем використовується магнітна асиметрія котушок сенсора при попаданні в зону їх впливу шуканого об'єкта і періодичному заміщенню котушок відносно автогенераторів. На відміну від класичних схем з ортогональними котушками порушення ортогональності при їх періодичній комутації не викликає зміщення нуля диференціального індуктометра, а отож, виключається хибне виявлення провідного об'єкта у діелектричному середовищі.

## ЛІТЕРАТУРА:

1. Гордиенко В.И., Убогий В.П., Ярошевский Е.В. Электромагнитное обнаружение инженерных коммутаций и локальных аномалий. – К.: Наукова думка.– 1998.
2. Щедрин А.И., Осипов И.Н. Металлоискатели для поиска кладов и реликвий – М.: Арбат-Информ. – 1998.– С. 192
3. Пат. № 65612 А, Україна, МПК G01V 3/10. Пристрій для виявлення захованих струмопровідних об'єктів / Ю.О. Скрипник, О.П. Яненко., В.О. Іващенко. – Опубл. 07.04; Бюл. № 3.
4. Пат. № 53461 А, Україна, МПК G01V 3/10. Пристрій для виявлення захованих струмопровідних об'єктів / Ю.О. Скрипник, В.О. Іващенко. – Бюл. №1, 2003 р.
5. Арш Э.И. Автогенераторные методы и средства измерений. – М.: Машиностроение, 1979. – 256 с.
6. Скрипник Ю.О., Іващенко В.О., Скрипник В.И. Автогенераторні концентратоміри сполук металів в діелектричних середовищах // Збірник наукових праць 13-ї Міжнародної науково-практичної конференції „Сучасні інформаційні та енергозберігаючі технології життєзабезпечення людини”. – Київ, 2003. – Вип.13.
7. Пат. № 52320 А, Україна, МПК G01 27/90. Пристрій для вимірювання концентрації сполук металів у нафтопродуктах / С.І. Футинський, Ю.О. Скрипник. – 2002; Бюл. № 13.
8. Скрипник Ю.А. Модуляционные измерения параметров сигналов и цепей – М.: Сов. радио, 1975.– 320 с.

9. Скрипник Ю.О., Манойлов В.П., Яненко О.П. Модуляційні радіометричні пристрої та системи НВЧ-діапазону // Вісник ЖІТІ.– 2001. – 373 с.
10. Дорофеев А.Л., Казаманов Ю.Г. Электромагнитная дефектоскопия.– М.: Машиностроение, 1980.– 232 с.
11. Белокур И.П., Коваленко В.А. Дефектоскопия материалов и изделий. – К.: Техніка, 1989. – 192 с.

СКРИПНИК Юрій Олексійович — доктор технічних наук, професор кафедри автоматизації та комп'ютерних систем Київського національного університету технологій та дизайну, заслужений діяч науки і техніки України.

Наукові інтереси:

- автоматизація процесу вимірювання;
- комутаційно-модуляційне перетворення параметрів сигналів та ланцюгів;
- радіометричні системи.

Тел.: (044) 256-21-30.

ЯНЕНКО Олексій Пилипович — доктор технічних наук, професор, заступник директора з наукової роботи НДЦ квантової медицини „Відгук”, головний метролог головної організації МОЗ України.

Наукові інтереси:

- автоматизація процесу вимірювання;
- комутаційно-модуляційне перетворення параметрів сигналів та ланцюгів;
- радіометричні системи.

Тел.: (044) 220-87-81.

ІВАЩЕНКО Володимир Олексійович – молодший науковий співробітник НДЦ квантової медицини „Відгук”.

Наукові інтереси:

- індуктометрія;
- радіометрія.

Тел.: (044) 220-72-88.

Подано 11.11.2004

**Скрипник Ю.О., Яненко О.П., Іващенко В.О.** Високочастотна диференціальна індуктометрія  
**Скрипник Ю.А., Яненко А.П., Іващенко В.А.** Високочастотная дифференциальная индуктометрия

УДК 620.179.14

**Високочастотна диференціальна індуктометрія / Ю.О. Скрипник, О.П. Яненко, В.О. Іващенко**

Розглянута структурна схема та алгоритм роботи диференціального індуктометра з підвищеною точністю вимірювання металевих включень в діелектричних середовищах

УДК 620.179.14

**Високочастотная дифференциальная индуктометрия / Ю.А. Скрипник, А.П. Яненко, В.А. Іващенко**

Рассмотрена структурная схема и алгоритм работы дифференциального индуктометра с повышенной точностью измерения металлических включений в диэлектрических средах

УДК 620.179.14