

УДК 621.396

**ПІДВИЩЕННЯ ТОЧНОСТІ ВИМІРЮВАННЯ ВІДДАЛІ ДО ОБ'ЄКТА**

Л. З. Мичуда, В. Д. Погребенник

*Національний університет «Львівська політехніка»  
вул. Ст.Бандери, 12, м. Львів, Україна, 79013*

*Вимірювання віддалі до об'єктів використовують у багатьох галузях науки і техніки: у гео-, радіо-, гідро- та оптичній локації, в астрономії, роботехніці, навігації, неруйнівному контролі, ядерних дослідженнях, для визначення рівнів речовин, для наукових досліджень. Метою роботи є підвищення точності вимірювання віддалі для довільних значень коефіцієнта поширення та загасання сигналів. Розглянуто методи вимірювання віддалі. Запропоновано метод підвищення точності вимірювання віддалі та його технічну реалізацію. Описано пристрій, який забезпечує визначення віддалі до об'єкта з меншою похибкою за довільних значень коефіцієнта поширення та загасання сигналів. Показано, що пристрій дає змогу виконувати вимірювання віддалей з меншою похибкою в середовищах з великими коефіцієнтами поширення. Запропоновано новий метод функціонального перетворення, який дає змогу підвищити швидкодію. Оцінено інструментальні похибки пристрою для вимірювання віддалі.*

**Ключові слова:** *віддаль, метод вимірювання, точність, функціональне перетворення, аналіз похибок*

**Постановка проблеми.** Вимірювання віддалі до об'єкта є актуальною задачею для різноманітних галузей науки та техніки – від навігації, астрономії, гео-, радіо-, гідро- та оптичної локації і до робототехніки, неруйнівного контролю, ядерних і наукових досліджень [1-24].

Серед усіх методів вимірювання відстаней найточнішими вважають спектрометричні та локаційні методи. Для практичної реалізації локаційного методу можуть бути застосовані усі види випромінювань, оскільки він базується на вимірюванні часу, за який проходить досліджувану відстань, промінь з відомою та сталою в процесі вимірювання швидкістю. При цьому джерело випромінювання та приймач знаходяться на одній границі вимірюваної віддалі, а на другій границі – спеціальний відбивач. Також замість відбивача може бути використана границя об'єкта, відстань до якого необхідно визначити.

Залежно від застосованого виду випромінювання найпоширеніші локаційні методи поділяють на радіолокаційні, оптичні та акустичні. А методи, засновані на застосуванні звукових і ультразвукових хвиль, окремо виділяють і називають ехо-звуковими.

Застосовуються ці методи для різних віддалей. Для значних відстаней, наприклад, від десятків і сотень метрів аж до мільйонів кілометрів, слід обрати радіолокаційні та оптичні локаційні методи [1-9]. Натомість для малих відстаней,

наприклад, від одиниць міліметрів до декількох кілометрів, у твердих, рідких і газоподібних середовищах, обирають акустичну локацію. Це зумовлено необхідністю при таких вимірюваннях фіксувати дуже малі часові інтервали ( $10^{-10}$  с) через велику швидкість розповсюдження електромагнітних хвиль і швидке загасання електромагнітних коливань у рідких і твердих середовищах [14-24].

**Аналіз останніх публікацій і досліджень.** У радіолокації для вимірювання відстані використовують переважно імпульсні методи [1-6], які зводяться до визначення часу поширення імпульса від передавача до відбивача і назад. Цей час визначається як  $t=2D/c$ , де  $D$  – вимірювана відстань,  $c$  – швидкість світла (радіохвиль) у повітрі. Отже, для відстані у сотні кілометрів цей час складає тисячні частки секунди. Хоч ці методи прості в реалізації для вимірювання малих відстаней вони непридатні.

Частотні методи вимірювання відстані забезпечують підвищену точність [1-2]. Ці методи базуються на частотній модуляції при поширенні сигналу до об'єкта і назад. При змішуванні у приймачі відбитого сигналу з опорним утворюються биття, з яких визначається зміна частоти. До недоліків частотних методів належать: високі вимоги до розв'язки передавального та приймального тракту, необхідність забезпечення підвищеної лінійності змін випромінюваної частоти та значне ускладнення апаратури при застосуванні до багатьох об'єктів. Перевага частотних методів: забезпечують вимірювання дуже малих відстаней з високою точністю при малій піковій потужності випромінювача.

Для фазових методів вимірювання застосовують неперервні сигнали [10-13]. Вимірювання відстані в цих методах зводиться до виміру часу запізнення, що пропорційний різниці фаз між випромінюваним і прийнятим сигналами, які виділяють із модульованих коливань масштабної частоти. Перевагою фазових методів є те, що висока точність вимірювання досягається заданням відповідного значення масштабної частоти. Недоліки фазових методів полягають у тому, що: наявність декількох шкал спричиняє складність практичної реалізації, необхідність придушення випромінюваного сигналу на вході приймача та неможливість одночасного вимірювання відстані до декількох об'єктів.

Як витікає з досліджень багатьох авторів [14-24], найпоширенішими є методи вимірювання відстаней на основі визначення часу поширення акустичних хвиль.

**Мета статті.** Труднощі визначення малих віддалей суттєво обмежують області використання цих методів. Не має цього недоліку метод, який полягає у вимірюванні інтенсивностей сигналів на виходах двох первинних перетворювачів, що знаходяться на одній прямій з об'єктом [22]. Але він дає змогу визначати віддаль до об'єкта тільки при обернено пропорційній залежності інтенсивностей сигналів, випромінюваних об'єктом, від віддалі до об'єкта.

**Метою роботи** є підвищення точності вимірювання віддалі для довільних значень коефіцієнта поширення та загасання сигналів.

Для досягнення мети поставлено такі завдання:

- розробити метод підвищення точності вимірювання віддалі до об'єкта для довільних значень коефіцієнта поширення та загасання сигналів;

- розробити схему пристрою для вимірювання віддалі до об'єкта;
- запропонувати метод функціонального аналого-цифрового перетворення сигналів;
- виконати аналіз похибок пристрою для вимірювання віддалі до об'єкта.

**Виклад основного матеріалу дослідження.** Залежність інтенсивності сигналу  $I$  від об'єкта на вході приймального перетворювача від віддалі  $r$  до об'єкта в однорідному середовищі подамо у вигляді [25]:

$$I = (k / r^n) \exp(-\alpha r), \quad (1)$$

де  $k$  – постійний коефіцієнт, що визначає природу середовища;  
 $n$  – коефіцієнт поширення;  
 $\alpha$  – коефіцієнт загасання.

Коефіцієнт поширення сигналу  $n$  в (1) залежить від типу джерела сигналу, середовища, досліджуваної зони і приймає будь-яке позитивне значення від 1 до 4.

Вирази для вихідних сигналів двох приймальних перетворювачів, розміщених на певній віддалі один від одного на одній прямій з об'єктом, мають вигляд:

$$I_1 = (k / r^n) \exp(-\alpha r), \quad (2)$$

$$I_2 = [k / (r + l)^n] \exp[-\alpha(r + l)], \quad (3)$$

де  $r, l$  – віддалі від об'єкта до ближнього перетворювача та між приймальними перетворювачами відповідно.

Пристрій [26] забезпечує визначення віддалі до об'єкта для довільних значень степеневого коефіцієнта поширення та експоненційного коефіцієнта загасання сигналів, випромінюваних об'єктом в однорідному середовищі. Розглянемо принцип дії цього пристрою.

У даному пристрої два приймальних перетворювачі та два імітатори сигналів об'єкта розміщено на одній прямій з об'єктом на певних фіксованих віддальях один від одного, причому  $r_1$  більша  $r_2$  ( $r_1, r_2$  – відповідно віддаль від першого і другого імітатора до ближнього до об'єкта перетворювача).

Використовуючи відношення сигналів  $I_1'$  та  $I_2'$ , прийнятих від першого імітатора на виходах ближнього і дальнього приймальних перетворювачів, можна визначити декремент загасання:

$$\exp(-\alpha l) = (I_2' / I_1') \cdot (1 + l / r_1)^n. \quad (4)$$

Залежність віддалі до об'єкта визначається з виразів (2)–(4) і має вигляд:

$$r = l(I_2)^{1/n} / (1 + l / r_1) / (I_1 I_2' / I_1')^{1/n} - (I_2)^{1/n}. \quad (5)$$

**Розроблення схеми пристрою для визначення віддалі до об'єкта.** На рис. 1 зображено блок-схему пристрою для визначення віддалі до об'єкта.

Робота пристрою відбувається за три такти, що задаються блоком керування вхідними комутаторами БК1.

У першому – сигнали з ближнього ПП1 і дального ПП2 приймальних перетворювачів через відкриті перший К1 і другий К2 вхідні комутатори паралельно вводяться в запам'ятовувальні пристрої ЗП5 та ЗП7. Сигнал з виходу комутатора К2 одночасно подається на вхід аналізатора спектра АС, який через блок синхронізації БС керує роботою генератора Г так, що останній генерує сигнали з частотою, що дорівнює частоті сигналів від об'єкта.

Одночасно БК1 відкриває комутатор К4. Вихідні сигнали ПП1 і ПП2, наведені від П1, через комутатор К4 вводяться в запам'ятовувальні пристрої ЗП3 і ЗП4, з виходів яких вони надходять на входи пристрою ділення ПД1. Вихідний сигнал ПД1 подається на один з входів пристрою множення ПМ1 та на другий вхід комутатора К1, вихідний сигнал останнього вводиться у запам'ятовувальний пристрій ЗП6.

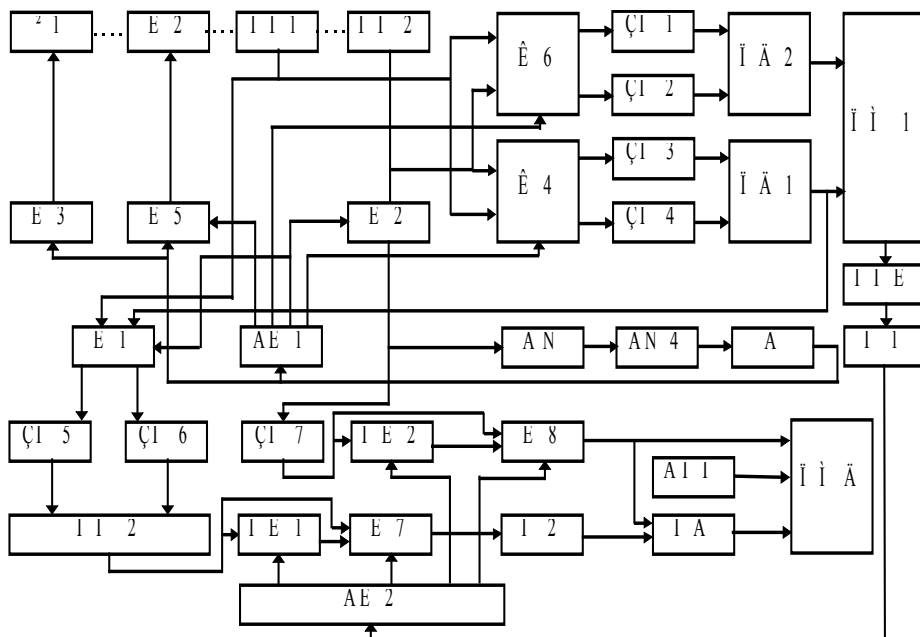


Рис. 1. Блок-схема пристрою для визначення віддалі до об'єкта

У третьому такті визначається коефіцієнт поширення сигналів у середовищі. Для цього імітатор І2 підключається через комутатор К5 до виходу генератора Г. Імітатор випромінює у простір сигнал з частотою, що дорівнює частоті сигналів від об'єкта. Одночасно блок БК1 включає комутатор К6. Вихідні сигнали ПП1 і ПП2, отримані від І2, через К6 вводяться у запам'ятовувальні пристрої ЗП1 та ЗП2, з виходів яких вони надходять на входи пристрою ділення ПД2. Вихідний сигнал ПД2 надходить на другий вхід ПМ1. Вихідний сигнал ПМ1 подається на вхід пристрою обчислення логарифма ПОЛ. Отриманий

сигнал надходить на підсилювач П1, коефіцієнт посилення якого функціонально залежить від віддалей  $l, r_1$  і  $r_2$ . Вихідний сигнал П1 описується виразом:

$$U_{y1} = k_1 n = \left[ \ln(I_1'' I_1' / I_2'' I_2') \right] / \left[ \ln(1 + l / r_1) \chi 1 + l / r_2 \right], \quad (6)$$

де  $k_l$  – коефіцієнт пропорційності;

$I_1', I_2', I_1'', I_2''$  – інтенсивності сигналів на входах ПП1 і ПП2, прийнятих відповідно від П1 та І2.

Вихідний сигнал П1, пропорційний коефіцієнту поширення, керує роботою блоку керування БК2. Потім настає перший такт роботи пристрою. Вихідні сигнали ЗП5 і ЗП6 надходять на входи пристрою множення ПМ2, вихід якого одночасно підключено до входу обчислювача кореня ОК1 та до одного з входів комутатора К7. У той же час сигнал з виходу ЗП7 надходить на вхід обчислювача кореня ОК2 і на один з входів комутатора К7. Вихідний сигнал К7 подається на підсилювач П2, коефіцієнт посилення якого залежить від віддалей  $l$  і  $r_1$ .

Вихідний сигнал П1 через БК2 керує роботою комутаторів К7 і К8 та обчислювачів ОК1 та ОК так, що у випадку  $n = 1$  на входи К7 і К8 надходять сигнали з виходів ПМ2 та ЗП7, а в інших випадках надходять сигнали ОК1 та ОК2, причому береться корінь  $n$ -го степеня.

Вихідні сигнали К8 та П2 надходять на входи пристрою віднімання ПВ і одночасно сигнал К8 надходить на один з входів пристрою множення-ділення ПМД, на другий вхід множення якого подається сигнал джерела опорної напруги ДОН, пропорційний віддалі  $l$ . Отримаємо такий вираз для вихідного сигналу ПМД:

$$U_{\text{ПМД}} = \frac{k_{k8} k_{\text{ПМД}} U_{\text{ОН}} (k_{\text{П}} I_2)^{1/n}}{k_{\text{ВУ}} [k_{y2} k_{\text{К7}} (k_i I_1 I_2' / I_1')^{1/n} (1/l + 1/r_1) - k_{k8} (k_{\text{П}} I_2)^{1/n}]}, \quad (7)$$

де  $k_i = K_{\text{ПП1}} k_{\text{К1}} k_{\text{ЗП3}} k_{\text{ЗП4}} k_{\text{ДУ1}} k_{\text{К4}} k_{\text{ЗП5}} k_{\text{ЗП6}} k_{\text{МУ2}}$ ;

$k_{\text{П}} = k_{\text{ПП2}} k_{\text{К2}} k_{\text{ЗП7}}; k_{\text{ПП1}} \dots k_{\text{К8}}$  – коефіцієнти перетворення відповідних блоків.

Якщо виконуються умови  $k_i = k_{\text{П}}$ ,  $k_{y2} k_{\text{К7}} = k_{\text{К8}}$ ;  $U_{\text{ОН}} = k_{\text{П}} l$ ;  $k_{\text{П}} k_{\text{ПМД}} = k_{\text{ВУ}}$ , тоді вихідний сигнал ПМД пропорційний віддалі до об'єкта. Вираз для вихідного сигналу ПМД з (7) буде мати вигляд (5).

**Метод функціонального аналого-цифрового перетворення.** Запропоновано метод функціонального аналого-цифрового перетворення для реалізації виразу (7) [27].

На рис. 2 показано схему функціонального аналого-цифрового перетворювача, що ілюструє цей спосіб.

Суть запропонованого методу функціонального аналого-цифрового перетворення така.

В часі формування дозованої кількості електрики в конденсаторній комірниці вихідний сигнал її підводиться до об'єднаних входів всіх логарифматорів, що поділені на дві групи. У цей же час, тобто синхронно, на виходах всіх логарифматорів формуються елементи (імпульси) їх вихідних число-імпульсних кодів.

Тому, підключаючи по чергово в цьому інтервалі часу вихід кожного логарифматора першої та другої групи відповідно до входу додавання та віднімання реверсивного лічильника, отримують на виході цього лічильника алгебраїчну суму елементів вихідних число-імпульсних кодів логарифматорів.

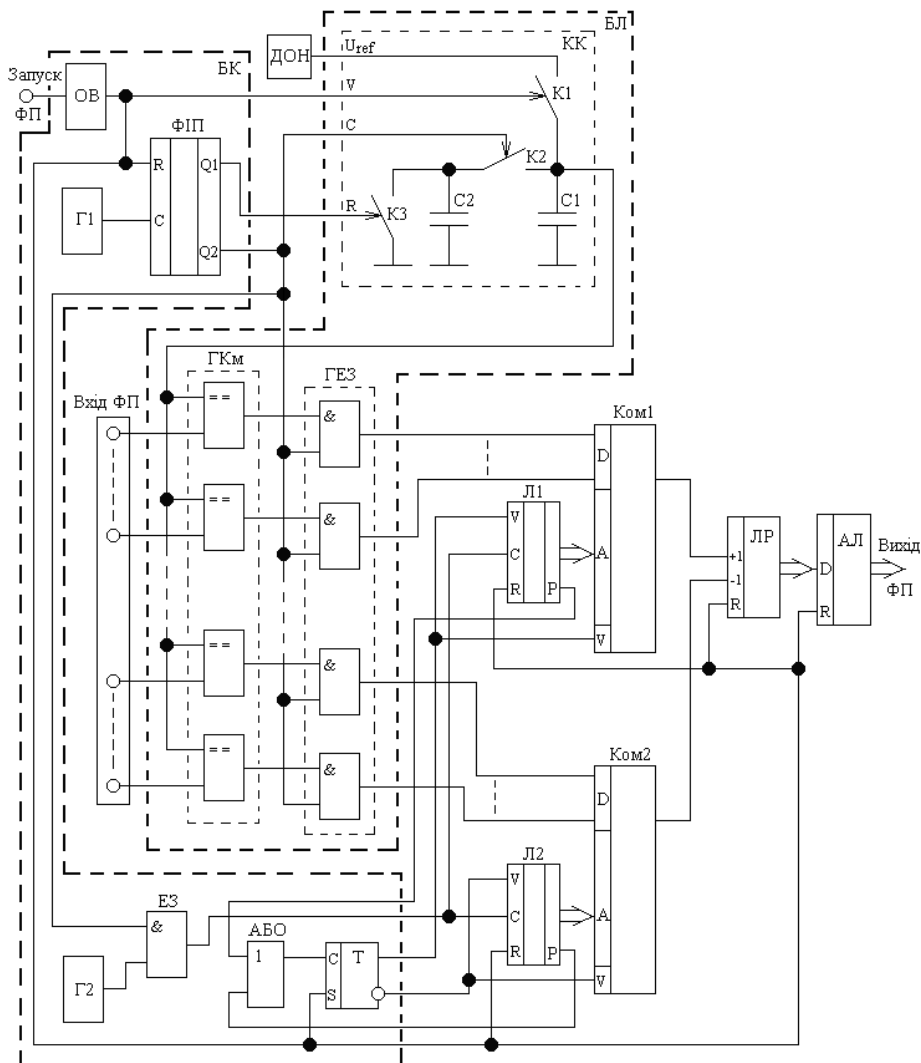


Рис. 2. Схема функціонального аналого-цифрового перетворювача, що ілюструє запропонований метод

Після закінчення перетворення останнім логарифматором (ним буде логарифматор, до входу якого буде підведено найменший зі всіх вхідних сигналів) на виході реверсивного лічильника буде записана алгебраїчна сума вихідних число-імпульсних кодів логарифматорів. Цю суму перетворюють цифровим антилогарифматором у вихідний код запропонованого функціонального перетворювача.

Отже, алгебраїчне додавання вихідних число-імпульсних кодів логарифматорів відбувається по-елементно паралельно і тим самим значно збільшується швидкодія функціонального перетворювача.

Здійснюють функціональне перетворення вхідних сигналів за допомогою схеми (рис. 2), що містить вхід запуску перетворювача, БК – блок керування, ДОН – джерело опорної напруги, БЛ – блок логарифматорів, Л1 і Л2 – перший і другий лічильники, Ком1 і Ком2 – перший і другий комутатори, ЛР – реверсивний лічильник і АЛ – антилогарифматор.

Блок керування БК містить ОВ – одновібратор, Г1 і Г2 – перший і другий генератори, ФП – формувач імпульсних послідовностей  $Q_1$  і  $Q_2$ , ЕЗ – елемент збігу, АБО – логічний елемент додавання, Т – лічильний тригер.

Блок логарифматорів БЛ містить «Вхід ФП» – групу інформаційних входів, ГКм – групу компараторів, ГЕЗ – групу елементів збігу, КК – конденсаторну комірку, до складу якої входить С1 і С2 – перший і другий конденсатори, К1-К3 – перший – третій аналогові ключі.

У блоку керування БК прямий і інверсний виходи тригера Т підключено відповідно до об'єднаних V-входів першого і другого лічильників Л1 і Л2, першого і другого комутатора Ком1 і Ком2, а вихід елемента збігу ЕЗ підключено до об'єднаних тактових входів лічильників Л1 і Л2, виходи переносу яких підключено відповідно до першого та другого входів елемента АБО, вихід першого генератора Г1 підключений до тактового С-входу формувача імпульсних послідовностей ФП, перший вихід якого підключено до першого входу елемента збігу ЕЗ, другий вхід якого підключено до виходу другого генератора Г2.

Вхід запуску ФП об'єднано з входом одновібратора ОВ, вихід якого підключено до входу S тригера Т і об'єднаних входів скидання R лічильників Л1, Л2 і ЛР, антилогарифматора АЛ і формувача імпульсних послідовностей ФП.

У блоку БЛ виходи логарифматорів з'єднано відповідно з інформаційними входами першого Ком1 і другого Ком2 комутаторів, входи керування яких підключено відповідно до виходів першого Л1 і другого Л2 лічильників, а виходи комутаторів підключено відповідно до входів додавання та віднімання реверсивного лічильника ЛР, вихід якого підключено до інформаційного входу антилогарифматора АЛ, вихід якого є виходом функціонального перетворювача (ФП), групу інформаційних входів якого об'єднано з відповідними інформаційними входами логарифматорів.

Окрім того, у блоку логарифматорів БЛ перші входи ГКм є інформаційними входами логарифматорів, виходи яких з'єднано з відповідними першими входами групи елементів збігу ГЕЗ, виходи яких є виходами логарифматорів, причому аналоговим  $U_{ref}$ -входом конденсаторної комірки КК є інформаційний вхід першого ключа К1, вихід якого об'єднано з інформаційним входом другого ключа К2 і через перший конденсатор С1 з'єднано зі спільною шиною, тактовим С-входом комірки КК є вхід управління другого ключа К2, вихід якого об'єднано з інформаційним входом третього ключа К3 і через другий конденсатор С2 з'єднано зі спільною шиною, входами запуску V і скидання R комірки

КК є відповідно входи управління першого К1 і третього К3 ключів, тактовий С-вхід і вхід скидання R комірки КК з'єднано з відповідними виходами формувача імпульсних послідовностей ФІП, вхід запуску V комірки КК об'єднано з виходом одновібратора ОВ, аналоговий  $U_{ref}$ -вхід комірки КК підключено до виходу джерела опорної напруги ДОН, другі входи компараторів об'єднано з виходом комірки КК, тактовий С-вхід якої об'єднано з другими входами групи елементів збігу ГЕЗ.

Імпульсом, що подається на вхід запуску ФІП, запускається одновібратор ОВ. Вихідний імпульс одновібратора ОВ скидає в нуль виходи формувача імпульсних послідовностей ФІП, лічильників Л1, Л2, ЛР і антилогарифматора АЛ, устанавлює тригер Т у стан логічної одиниці на прямому виході та замикає перший ключ К1 конденсаторної комірки КК. За час дії імпульса одновібратора ОВ перший конденсатор С1 комірки КК заряджається до рівня опорної напруги ( $U_{ref}$ ) джерела ДОН і на виходах компараторів групи ГКм устанавлюється рівень логічної одиниці, який дозволяє проходження імпульсів з виходу Q2 формувача імпульсних послідовностей ФІП через групу елементів збігу ГЕЗ (для підвищення точності імпульсні послідовності Q1 і Q2 відокремлені паузами).

Після закінчення імпульса одновібратора ОВ з кожним імпульсом першого генератора Г1 на виходах формувача ФІП по чергово (спершу на виході Q1, а потім на Q2) появляються імпульси.

Розглянемо спочатку процес логарифмування вхідних сигналів. Імпульси Q1 формувача ФІП замикають третій ключ К3 конденсаторної комірки КК, скидаючи заряд з другого конденсатора С2 на спільну шину, і на конденсаторі С2 устанавлюється рівний нулю рівень напруги. Імпульси Q2 формувача ФІП замикають другий ключ К2 конденсаторної комірки КК, через який відбувається перерозподіл заряду між конденсаторами С1 і С2. З кожним імпульсом Q2 перший конденсатор С1 віддає частину свого заряду (оскільки ємність першого конденсатора С1 вибирається набагато більшою ємності другого конденсатора С2, тобто  $C1 > C2$ ) другому конденсатору С2 і рівень напруги на першому конденсаторі С1 знижується.

Після  $n$ -го імпульса Q2 формувача ФІП напруга на першому конденсаторі С1 стане рівною

$$U_n = \zeta^n U_{ref}, \quad (8)$$

а її приріст

$$\Delta U_n = \zeta^{n-1} (\zeta - 1) U_{ref}. \quad (9)$$

Якщо в процесі зниження напруги на першому конденсаторі С1 вона стане рівною чи меншою, наприклад, напруги ( $U_{in_i}$ ) на  $i$ -тому інформаційному вході групи інформаційних входів «Вхід ФІП» перетворювача (а отже і на першому вході  $i$ -го компаратора групи ГКм), тоді спрацьовує  $i$ -й компаратор групи ГКм (на його виході появляється рівень логічного нуля), фіксуючи момент закінчення перетворення  $i$ -тим логарифматором. Якщо цей момент настав після  $n$ -го імпульса тактування, то

$$U_n = U_{in_i}, \quad (10)$$



і число ( $n_i$ ) імпульсів Q2 формувача ФПП, що надійшли на вхід управління другого ключа K2, буде рівне

$$n_i = \frac{1}{\ln \zeta} \cdot \ln \frac{U_{in_i}}{U_{ref}}, \quad (11)$$

тобто логарифму відношення напруги  $U_{in_i}$  до  $U_{ref}$ .

Це число імпульсів надходить через  $i$ -тий елемент збігу групи елементів збігу ГЕЗ на вихід останнього (тобто на вихід  $i$ -го логарифматора) і є вихідним число-імпульсним кодом  $i$ -го логарифматора.

Після закінчення перетворення  $i$ -тим логарифматором логічний нуль з виходу  $i$ -го компаратора підводиться до першого входу  $i$ -го елемента збігу групи елементів збігу ГЕЗ, забороняючи подальше проходження імпульсів Q2 формувача ФПП на вихід  $i$ -го логарифматора.

Аналогічно відбувається перетворення і в інших логарифматорах, оскільки процес пониження напруги на першому конденсаторі С1 конденсаторної комірки КК продовжується доти, поки не спрацює останній з компараторів групи ГКм, тобто поки не закінчиться перетворення в останньому логарифматорі (цим логарифматором буде той, до першого входу компаратора якого буде підведений найменший зі всіх вхідних сигналів).

З кожним імпульсом Q2 формувача ФПП дозволяється проходження імпульсів другого генератора Г2 через елемент збігу ЕЗ на тактові входи лічильників Л1 і Л2, вихідні коди яких по чергову підключають виходи логарифматорів через комутатори Ком1 і Ком2 відповідно до входів додавання і віднімання реверсивного лічильника ЛР.

Отже, після закінчення перетворення в останньому логарифматорі на виході реверсивного лічильника ЛР буде записано код

$$N_c = \frac{1}{\ln \zeta} \cdot \left( \sum_{d=1}^w \ln \frac{U_{1d}}{U_{ref}} - \sum_{k=1}^p \ln \frac{U_{1k}}{U_{ref}} \right), \quad (12)$$

де  $d$  – кількість логарифматорів першої групи, що підключаються до входів додавання реверсивного лічильника ЛР, причому  $d$  змінюється від 1 до  $w$ ;  
 $k$  – кількість логарифматорів другої групи, що підключаються до входів віднімання реверсивного лічильника ЛР, причому  $k$  змінюється від 1 до  $p$ .

Вихідний код  $N_c$  реверсивного лічильника ЛР поступає на вхід цифрового антилогарифматора АЛ, на виході якого формується результат функціонального перетворення

$$N_p = anti h N_c.$$

**Обговорення результатів дослідження.** Оскільки імпульси на виходах всіх логарифматорів, які здійснюють перетворення, появляються одночасно, то

почергове підключення під час дії імпульса Q2 формувача ФП виходу кожного логарифматора до відповідного входу реверсивного лічильника ЛР дає змогу в часі перетворення логарифматорів:

1) отримати алгебраїчну суму вихідних кодів логарифматорів і реалізувати операції множення та ділення;

2) отримати суму вихідних кодів логарифматорів, на  $w$  закорочених входів першої групи яких подано вхідний сигнал  $U_{in}$ , і забезпечити реалізацію степеневої функції з показником  $w$ , тобто  $U_{in}^w$ ;

3) отримати різницю вихідних кодів логарифматорів, на  $p$  закорочених входів другої групи яких подано вхідний сигнал  $U_{in}$ , і забезпечити реалізацію кореня з показником  $p$ , тобто  $\sqrt[p]{U_{in}}$ .

Все це значно зменшує час функціонального аналого-цифрового перетворення, тобто значно підвищує швидкодію.

Оцінимо інструментальні похибки, викликані неточністю вимірювання коефіцієнта поширення. В цьому випадку вираз для вихідного сигналу ПМД буде мати вигляд:

$$U_{ПМД} = r' = l / (1 + l/r)^{n/m} - 1, \quad (13)$$

де  $n$  і  $m$  – відповідно дійсний і вимірний коефіцієнти поширення.

Відносна похибка визначення віддалі, викликана неточністю вимірювання коефіцієнта поширення, виражається формулою

$$\delta r_n = \left\{ (l/r) / \left[ (1 + l/r)^{n/m} - 1 \right] \right\} - 1. \quad (14)$$

На рис. 3 показано відносну похибку  $\delta r_n$  в залежності від відношення  $r/l$  для значень  $n/m$  від 0,95 до 1,05. Із аналізу кривих (рис. 3) випливає, що з ростом відношення похибка вимірювання зменшується: для відношень  $n/m > 1$  вона буде від'ємною, а для відношень  $n/m < 1$  – додатною.

Розглянемо інструментальні похибки пристрою, зумовлені амплітудно-фазовими неідентичностями параметрів каналів пристроїв. Для оцінювання максимальних величин інструментальних похибок приймемо, що амплітудно-фазові неідентичності відсутні в каналі перетворювача ПП2.

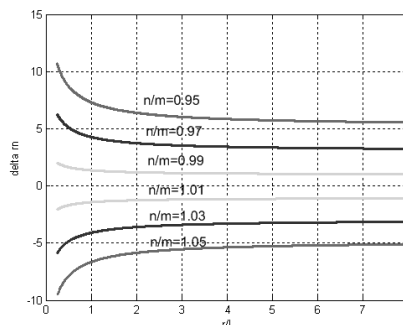


Рис. 3. Графік відносної похибки вимірювання  $\delta r_n$  в залежності від відношення  $r/l$  для різних значень  $n/m$

Із врахуванням амплітудних неідентичностей каналів і комутаторів вираз для вихідного сигналу ПМД набуде вигляду:

$$U_{\text{ПМД}} = r_k = \frac{\delta_{k_{\text{III}}} \delta_{k_I} l (I_2)^{1/n}}{k_{\text{III}} k_I I_1^n (1 + \delta_{k_{\text{III}}} / k_{\text{III}}) [(1 + \delta_{k_I} / k_I) \exp(-\alpha l)]^{1/n}} - (I_2)^{1/n}, \quad (15)$$

де  $\delta_{k_I}$  і  $\delta_{k_{\text{III}}}$  – відповідно амплітудні неідентичності каналів і комутаторів.

Відносна похибка вимірювання віддалі, зумовлена амплітудними неідентичностями каналів і комутаторів, виражається наступною залежністю:

$$\delta_{r_k} = \{(l/r) [(1 + \delta_{k_{\text{III}}} / k_{\text{III}}) (1 + \delta_{k_I} / k_I)^{1/n} (1 + l/r) - 1]\} - 1. \quad (16)$$

З врахуванням фазової неідентичності  $\varphi$  каналів вихідний сигнал ПМД буде описуватися таким виразом:

$$U_{\text{ПМД}} = r_k = \frac{l (I_2)^{1/n}}{[I_1 \exp(-\alpha l - i\varphi)]^{1/n}} - (I_2)^{1/n}, \quad (17)$$

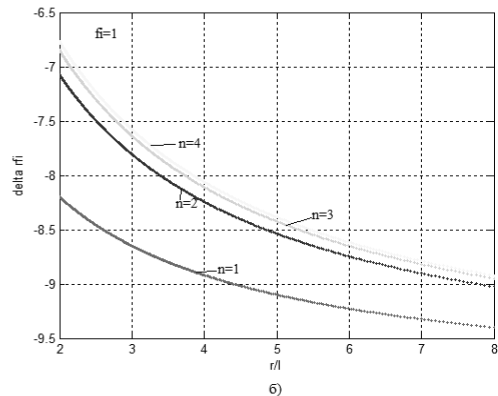
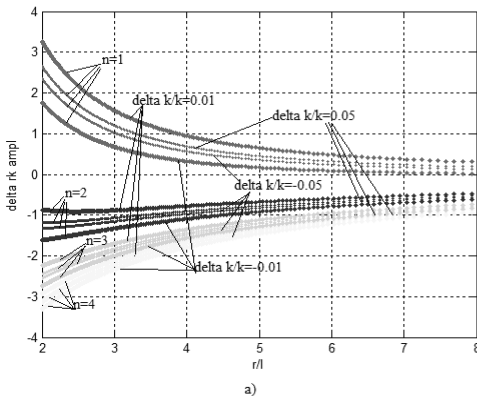
Відносна похибка вимірювання віддалі, зумовлена фазовою неідентичністю каналів, визначиться залежністю:

$$\delta_{r_\varphi} = [(l/r) (1 + l/r) \exp(-i\varphi/n)] - 1. \quad (18)$$

Максимальне по модулю значення відносної фазової похибки буде рівним:

$$|\delta_{r_\varphi}| = [(1 + l/r) \sqrt{2 - 2 \cos(\varphi/n)}] / \sqrt{(1 + l/r)^2 - 2(1 + l/r) \cos(\varphi/n)} + 1. \quad (19)$$

На рис. 4 показано відносні похибки визначення віддалі, викликані амплітудними неідентичностями параметрів каналів і комутаторів, причому в розрахунках було прийнято  $\delta_{k_I}/k_I = \delta_{k_{\text{III}}}/k_{\text{III}}$ . Як видно (рис. 4а), при збільшенні коефіцієнта поширення відносна похибка визначення віддалі зменшується. Цей же висновок можна зробити, аналізуючи криві, які показано на рис. 4б.



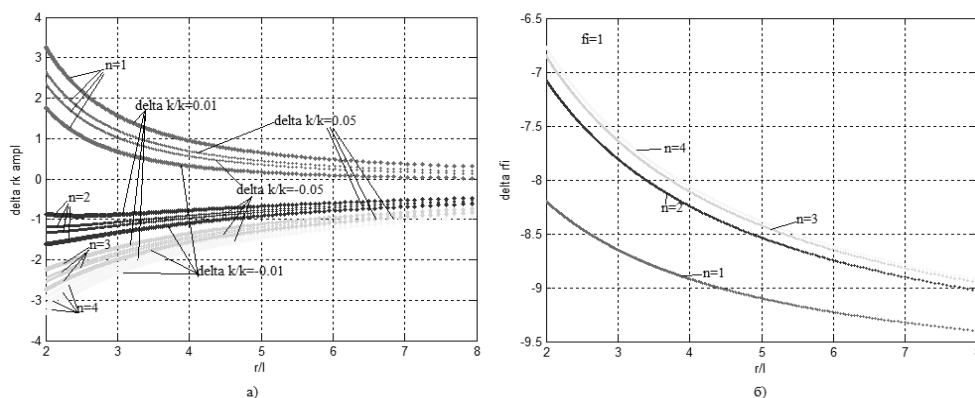


Рис. 4. Відносні похибки визначення віддалі, викликані відповідно амплітудними (а) і фазовими (б) неідентичностями параметрів каналів і комутаторів.

Аналіз інструментальних похибок показав, що описаний пристрій дає змогу виконувати вимірювання віддалей з меншою похибкою в середовищах з великими коефіцієнтами поширення.

**Висновки.** Розглянуто методи вимірювання віддалі. Описано метод підвищення точності вимірювання віддалі та його технічну реалізацію. Описано пристрій, який забезпечує визначення віддалі до об'єкта з меншою похибкою за довільних значень коефіцієнта поширення та загасання сигналів. Запропоновано новий метод функціонального перетворення, який дає змогу підвищити швидкість. Оцінено інструментальні похибки пристрою для вимірювання віддалі.

## СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. Финкельштейн М.И. Основы радиолокации. Учебник для вузов. – М.: Радио и связь, 1983. – 536 с.
2. Бакулев П.А. Радиолокационные системы. Учебник для вузов. – М.: Радиотехника, 2004. – 319 с.
3. Radar definition // Translation bureau. Public Works and Government Services Canada. Available at: [http://www.btb.termium plus.gc.ca/tpv2alpha/alpha-ra.html?lang=fra&i=1&index=ent&\\_index=ent&srchtxt=radar&comencrsch.x=0&comencrsch.y=0](http://www.btb.termium.plus.gc.ca/tpv2alpha/alpha-ra.html?lang=fra&i=1&index=ent&_index=ent&srchtxt=radar&comencrsch.x=0&comencrsch.y=0) (accessed 08.11.2013)
4. Huggett G.R., Slater L.E. Precision electromagnetic distance-measuring instrument for determining secular strain and fault movement / *Tectonophysics*, Volume 29, Issues 1-4, December 1975, P. 19-27.
5. Rinner K. Distance measurement with the aid of electromagnetic waves / *Geophysical surveys*, June 1974, Volume 1, Issue 4, pp. 459–479.
6. Rowekamper J, Sprunk C, Tipaldi GD, Stachniss C, Pfaff P, Burgard W. On the position accuracy of mobile robot localization based on particle filters combined with scan matching. *IEEE/RSJ International Conference on Intelligent Robots and Systems (IROS)*; 2012.
7. Chatterjee A, Ray O, Chatterjee A, Rakshit A. Development of a real-life EKF based SLAM system for mobile robots employing vision sensing. *Expert Systems with Applications*. Vol. 38 (7); 2011. p. 8266-8274.

8. Jingjing Du, Shuiying Zhang, Xuebo Jin, Guohong Yan. The Design of Ultrasonic Distance Measurement System Based of SOPC/ Intelligent Human-Machine Systems and Cybernetics (IHMSC), 2011 International Conference on Publication Year: 2011, p. 166 – 168.
9. Cheng Lu, Guodong Liu, Bingguo Liu, Fengdong Chen, and Yu Gan. Absolute distance measurement system with micron-grade measurement uncertainty and 24 m range using frequency scanning interferometry with compensation of environmental vibration / *Optics Express*, 2016 Vol. 24, Issue 26, pp. 30215-30224.
10. Киричук Ю.В., Бичук Р.В. Методи вимірювання відстані / *Вісник інженерної академії України*. – 2012. – №2. – С. 73-77.
11. Лукінюк М.В. Технологічні вимірювання та прилади / М.В. Лукінюк. Київ: НТТУ «КПІ», 2007. – 436 с.
12. Шинкарук О. М., Любчик В. Р., Лантвойт М. О. / Аналітичний багаточастотний фазовий метод вимірювання дальностей // *Вісник Національного технічного університету України Київський політехнічний інститут. Серія: Радіотехніка. Радіоапаратобудування*, 2013. – №52. – С. 65-72.
13. Шинкарук О.Н., Любчик В.Р., Лантвойт М.О. Многочастотный фазовый метод измерения дальностей // *Приборы и методы измерений*. – 2014. – №2 (9). – С. 81-87.
14. Гидроакустическая техника исследования и освоения океана / А.В. Богородский, Г.В. Яковлев, Е.А. Корепин, А.К. Должиков // Под ред. А.В. Богородского. – Л.: Гидрометеиздат, 1984. – 264 с.
15. Fallon MF, Folkesson J, McClelland H, Leonard JJ. Relocating Underwater Features Autonomously Using Sonar-Based / SLAM. *IEEE Journal of Oceanic Engineering*. 38 (3); 2013. p. 500-513.
16. Mallios A, Ridao P, Ribas D, Hernandez E. Scan matching SLAM in underwater environments. *Autonomous Robots*. Vol. 36 (3); 2014. p. 181-198.
17. Kirtan Gopal Panda, Deepak Agrawal, Arcade Nshimiyimana, Ashraf Hossain. Effects of environment on accuracy of ultrasonic sensor operates in millimetre range / *Perspectives in Science* (2016) 8, p. 574-576.
18. Dong, Min S., Jin, Kim K., Hang, Shin H., Yong, Yun H., 2010. Noncontact respiration rate measurement system using an ultrasonic proximity sensor / *IEEE Sens. J.* 10, p. 1732-1739.
19. L. Koval, J.Vaňuš, P.Bilík. Distance Measuring by Ultrasonic Sensor / *IFAC-PapersOnLine*, Volume 49, Issue 25, 2016, p. 153-158.
20. Ilze Andersone. Probabilistic Mapping with Ultrasonic Distance Sensors / *Procedia Computer Science*, Volume 104, 2017, p. 362-368.
21. Yub Je, Jong-Kyu Park, Haksu Lee, Dong hoon Yi, Wonkyu Moon. A highly-directional ultrasonic range sensor using a stepped-plate transducer / *IFAC Proceedings Volumes*, Volume 41, Issue 2, 2008, Pages 15780-15785.
22. Горбатов А.А., Рудашевский Г.Е. Акустические методы измерения расстояний и управления. – 2-е изд., перераб. и доп. – М.: Энергоиздат, 1981. – 208 с.
23. Ришан О.Й. Аналіз та розробка методу вимірювання рівня речовин в повітрі на просторових ультразвукових биттях / *Автоматизація виробничих процесів*, №1 (22), 2006. – С. 10-13.
24. Бражников, Н.И. Акустические преобразователи сред в технике / Н.И. Бражников, В.А. Белевитин, Е.В. Бражникова; под науч. ред. Н.И. Бражникова. – Челябинск: Изд-во ЧГПУ, 2011. – 206 с.

25. Петрушко И.В., Погребенник В.Д., Ярошевский Е.В. Измерение расстояний до объектов в однородной среде / Отбор и обработка информации. – К.: Наукова думка. – 1989. – №4. – С. 44-48.
26. А.с. СССР 702335. Петрушко И.В. Погребенник В.Д., Ярошевский Е.В. / Устройство для определения расстояния до объекта. – Б.И. №45, 1979.
27. Патент України 114064 G06G 7/24. Мичуда Л.З. Спосіб функціонального аналого-цифрового перетворення. Б.В. №7, 10.04.2017.

## REFERENCES

1. Fynkelshtein M.Y. (1983) *Osnovy radyolokatsyy. Uchebnyk dlia vuzov.* – М.: Radyo y sviaz, – 536 p. ( in Russian)
2. Bakulev P.A. (2004) *Radyolokatsyonnye systemy. Uchebnyk dlia vuzov.* – М.: Radyotekhnika, – 319 p. ( in Russian)
3. Radar definition // Translation bureau. Public Works and Government Services Canada. Available at: [http://www.btb.termium-plus.gc.ca/tpv2alpha/alpha-rathml?lang=fra&i=1&index=ent&\\_index=ent&srchtxt=radar&comencrsch.x=0&comencrsch.y=0](http://www.btb.termium-plus.gc.ca/tpv2alpha/alpha-rathml?lang=fra&i=1&index=ent&_index=ent&srchtxt=radar&comencrsch.x=0&comencrsch.y=0) (accessed 08.11.2013) (in English)
4. Huggett G.R., Slater L.E. (1975) Precision electromagnetic distance-measuring instrument for determining secular strain and fault movement / *Tectonophysics*, Volume 29, Issues 1-4, December 1975, P. 19-27. (in English)
5. Rinner K. (1974) Distance measurement with the aid of electromagnetic waves / *Geophysical surveys*, June 1974, Volume 1, Issue 4, pp. 459–479. (in English)
6. Rowekamper J, Sprunk C, Tipaldi GD, Stachniss C, Pfaff P, Burgard W. (2012) On the position accuracy of mobile robot localization based on particle filters combined with scan matching. *IEEE/RSJ International Conference on Intelligent Robots and Systems (IROS)*. (in English)
7. Chatterjee A, Ray O, Chatterjee A, Rakshit A. (2011) Development of a real-life EKF based SLAM system for mobile robots employing vision sensing. *Expert Systems with Applications*. Vol. 38 (7); p. 8266-8274. (in English)
8. Jingjing Du, Shuiying Zhang, Xuebo Jin, Guohong Yan. (2011) The Design of Ultrasonic Distance Measurement System Based of SOPC / *Intelligent Human-Machine Systems and Cybernetics (IHMSC)*, International Conference on Publication Year: 2011, p. 166 – 168. (in English)
9. Cheng Lu, Guodong Liu, Bingguo Liu, Fengdong Chen, and Yu Gan. (2016) Absolute distance measurement system with micron-grade measurement uncertainty and 24 m range using frequency scanning interferometry with compensation of environmental vibration / *Optics Express*, 2016 Vol. 24, Issue 26, pp. 30215-30224. (in English)
10. Kyrychuk Yu.V., Bychuk R.V. (2012) *Metody vymiriuvannia vidstani / Visnyk inzhenernoi akademii Ukrainy.* – №2. – pp. 73-77. (in Ukrainian)
11. Lukiniuk M.V. (2007) *Tekhnolohichni vymiriuvannia ta pryklady / M.V. Lukiniuk.* Kyiv: NTTU «KPI». – 436 p. (in Ukrainian)
12. Shynkaruk O. M., Liubchuk V. R., Lantvoit M. O. (2013) *Analitychnyi bahatochastotnyi fazovyi metod vymiriuvannia dalnostei // Visnyk Natsionalnoho tekhnichnoho universytetu Ukrainy Kyivskiy politekhnichnyi instytut. Serii: Radiotekhnika. Radioaparatabuduvannia.* – №52. – pp. 65-72. (in Ukrainian)
13. Shynkaruk O.N., Liubchuk V.R., Lantvoit M.O. (2014) *Mnohochastotnyi fazovyi metod izmerenyia dalnostei // Prybory i metody izmerenyi.* – №2 (9). – pp. 81-87. (in Russian)

14. A.V. Bohorodskiy (1984) *Hydroakusticheskaia tekhnika issledovaniya i osvoeniya okeana / A.V. Bohorodskiy, H.V. Yakovlev, E.A. Korepyn, A.K. Dolzhykov // Pod red. A.V. Bohorodskoho. – L.: Hydrometeoyzdat, – 264 p. (in Russian)*
15. Fallon MF, Folkesson J, MCllelland H, Leonard JJ. (2013) Relocating Underwater Features Autonomously Using Sonar-Based / SLAM. *IEEE Journal of Oceanic Engineering.* 38 (3); 2013. p. 500-513. (in English)
16. Mallios A, Ridao P, Ribas D, Hernandez E. (2014) Scan matching SLAM in underwater environments. *Autonomous Robots.* Vol. 36 (3); 2014. p. 181-198. (in English)
17. Kirtan Gopal Panda, Deepak Agrawal, Arcade Nshimiyimana, Ashraf Hossain. (2016) Effects of environment on accuracy of ultrasonic sensor operates in millimetre range / *Perspectives in Science* (2016) 8, p. 574-576. (in English)
18. Dong, Min S., Jin, Kim K., Hang, Shin H., Yong, Yun H., (2010). Noncontact respiration rate measurement system using an ultrasonic proximity sensor / *IEEE Sens. J.* 10, p. 1732-1739. (in English)
19. L. Koval, J.Vaňuš, P.Bilík. (2016) Distance Measuring by Ultrasonic Sensor / *IFAC-PapersOnLine, Volume 49, Issue 25, p. 153-158. (in English)*
20. Ilze Andersone. (2017) Probabilistic Mapping with Ultrasonic Distance Sensors / *Procedia Computer Science, Volume 104, p. 362-368. (in English)*
21. Yub Je, Jong-Kyu Park, Haksu Lee, Dong hoon Yi, Wonkyu Moon. (2008) A highly-directional ultrasonic range sensor using a stepped-plate transducer / *IFAC Proceedings Volumes, Volume 41, Issue 2, Pages 15780-15785. (in English)*
22. Horbatov A.A., Rudashevskiy H.E. (1981) *Akusticheskiye metody izmereniya rasstoianiy i upravleniya. – 2-e yzd., pererab. y dop. – M.: Enerhoizdat, – 208 p. (in Russian)*
23. Rishan O.I. (2006) Analiz ta rozrobka metodu vymiriuvannia rivnia rehovyn v povitri na prostorovykh ultrazvukovykh byttiakh / *Avtomatyzatsiia vyrobnychyykh protsesiv, №1 (22), 2006. – pp. 10-13. (in Ukrainian)*
24. Brazhnykov, N.Y. (2011) *Akusticheskiye preobrazovateli sred v tekhnike / N.Y. Brazhnykov, V.A. Belevytyn, E.V. Brazhnykova; pod nauch. red. N.Y. Brazhnykova. – Cheliabynsk: Yzd-vo ChHPU. – 206 p. (in Russian)*
25. Petrushko Y.V., Pohrebennyk V.D., Yaroshevskiy E.V. (1989) *Yzmereniye rasstoianiy do ob'ektov v odnorodnoi srede / Otbor y obrabotka ynformatsyy. – K.: Naukova dumka. – 1989. – №4. – pp. 44-48. (in Russian)*
26. A. s. SSSR 702335. Petrushko Y.V. Pohrebennyk V.D., Yaroshevskiy E.V. / *Ustroistvo dlia opredeleniya rasstoianiya do obyekta. – B.Y. №45, 1979. (in Russian)*
27. Patent Ukrainy 114064 G06G 7/24. Mychuda L.Z. Sposib funktsionalnoho analohotsyfrovoho peretvorennia. B.V. №7, 10.04.2017. (in Ukrainian)

UDC 621.396

**ACCURACY INCREASE OF DISTANCE MEASUREMENT  
TO THE OBJECT**

L. Z. Mychuda, V. D. Pohrebennyk

*Lviv Polytechnic National University**12, S.Bandera St., Lviv, Ukraine, 79013**lesyamychuda@yahoo.com, vpohreb@gmail.com*

*Measurement of distance to objects is used in many fields of science and technology: in geo-, radio, hydro and optical location, in astronomy, robotics, navigation, non-destructive control, nuclear research, to determine levels of substances for scientific research. The purpose of the work is to increase the accuracy of the distance measurement for arbitrary values of the coefficient of propagation and attenuation of signals. Methods of distance measurement have been considered. The method of increasing the accuracy of distance measurement and its technical implementation has been suggested. A device is described that provides the determination of the distance to an object with a lower error for arbitrary values of the coefficient of propagation and attenuation of signals. It has been shown that the device allows the measurement of distances with less error in environments with large distribution coefficients. A new method of the functional transformation has been suggested, which allows to increase the speed. The instrumental errors of the device for measuring distances have been evaluated.*

**Keywords:** *distance, measurement method, accuracy, functional transformation, error analysis*