

## МЕТОДИ І ЗАСОБИ НЕРУЙНІВНОГО КОНТРОЛЮ

УДК 621.317.08

### АВТОМАТИЧНА КОРЕКЦІЯ АДИТИВНИХ ПОХИБОК ЗАСОБІВ ВИМІРЮВАННЯ ПАРАМЕТРІВ ГАРМОНІЙНОГО МАГНІТНОГО ПОЛЯ ПРИ ЕЛЕКТРОРОЗВІДЦІ

© Бучма І. М., 2001

Національний університет "Львівська політехніка"

*Розглянуто принципи побудови розімкнених структур для вимірювання квадратурної складової вторинного магнітного поля та відношення осей еліпса поляризації сумарного магнітного поля при електророзвідці з автоматичною корекцією адитивних похибок.*

В структурах періодичного порівняння низько-частотних сигналів з вибором початкової фази комутуючої напруги і двофазним квадратичним детектуванням, що застосовуються в засобах електророзвідки родовищ поліметалічних руд [1], часто вдається зменшити адитивні похибки від комбінаційних частот до допустимих [2]. Тоді починають впливати похибки від проходження сигналу комутації по паразитних шляхах, зокрема, по колах живлення на вхід каналу обвідної. Але переважає все-таки складова адитивної похибки від нестабільності та неідентичності параметрів ланок попереднього перед періодичним порівнянням перетворення. Зменшують ці похибки періодичною калібрувкою вимірювальної апаратури [3], а це створює незручності при роботі, вимагає кваліфікованого обслуговуючого персоналу та зменшує продуктивність праці, особливо в аероелектророзвідці. Тому для зменшення цих похибок більш доцільним є застосування методів автоматичної корекції похибок [4,5].

З відомих методів автоматичної корекції похибок для цього найбільше підходить метод зразкових сигналів. При застосуванні методу оберненого перетворення зменшується швидкодія, що недопустимо для засобів аероелектророзвідки, а також існує загроза втрати стійкості. Метод додаткових вимірювань часто вимагає значних апаратних затрат.

Дана робота в основному присвячена питанням автоматичної корекції похибок за методом зразкових сигналів у засобах індуктивної низько-частотної електророзвідки.

В індуктивній низькочастотній електророзвідці вимірюють або приведені до рівня первинного магнітного поля значення квадратурної складової, найчастіше вертикальної компоненти вторинного магнітного поля [1], або відношення півосей

проекції еліпса поляризації магнітного поля на площину, в якій розташовані ортогональні приймальні засоби [3]. При цьому значним позитивним моментом є те, що у цих випадках структура вимірювача є однаковою. Вона складається із схеми векторного перетворення (СВП), в якій між вхідними сигналами вноситься квадратурний зсув фаз і здійснюється їх сумо-різницеве перетворення, та схеми диференціального вимірювача амплітуд (ДВА) періодичного порівняння [3,6,7]. Якщо вхідні сигнали синфазні, то вихідні покази вимірювача повинні дорівнювати нулю. Отже такий вимірювач по своїй суті є індикатором синфазності. Ця обставина є підставою для використання в такій структурі автоматичної корекції адитивних похибок за методом зразкових сигналів, так як один з цих сигналів можна використати як зразковий.

Відрізняються вимірювачі між собою лише приймальними засобами змінного магнітного поля. При вимірюванні півосей еліпса поляризації магнітного поля – це розташовані у певній вертикальній площині ортогональні приймальні рамки з феромагнітним осердям або без нього. При вимірюванні квадратурної компоненти поля – це одна рамка, призначена для приймання просторової компоненти магнітного поля, найчастіше вертикальної. При цьому опорний сигнал відбирають від збудника первинного поля, якщо він розташований поблизу, або передають по радіоканалу, якщо він віддалений.

Особливість вимірювання квадратурної компоненти полягає в тому, що результат вимірювання в значній мірі залежить від просторової орієнтації приймального засобу. Тому ця орієнтація повинна бути незмінною. Це легше забезпечується в наземних засобах електророзвідки. Результат вимірювання відношення півосей еліпса поляризації магнітного поля не залежить від просторової

орієнтації в площині вимірювання взаємно-ортогональних приймальних засобів магнітного поля. Тобто цей параметр є незалежним від орієнтації в площині приймання, тому відношення півосей еліпса поляризації вимірюють як аеро-, так і наземними засобами.

Розглянемо приклади структур наземних засобів електророзвідки з використанням автоматичної корекції адитивних похибок.

На рис. 1 подана структурна схема запропонованого вимірювального пристрою квадратурної складової наземної електророзвідувальної апаратури з генераторно-приймальними засобами у вигляді незаземлених суміщених петель. Тут використані такі позначення: Г-генератор гармонічних коливань; ВП, ГП-відповідно вимірювальна та генераторна

петлі; ВАР-варіометр; К1-комутатор з двома входами і одним виходом; СВП-схема векторного перетворення, до складу якої входять ВСП1 і ВСП2-вузькосмугові підсилювачі, КВФ-квадратурний фазообертач, ІН-інвертор, К2-комутатор з двома входами і одним виходом та С1-суматор; ДВА-диференціальний вимірювач амплітуд, до складу якого входять ПН-підсилювач несучої частоти, Д-диференціатор, КВ1 і КВ2-квадратичні детектори, С2-суматор, ПО-підсилювач обвідної, СД-синхронний детектор, ТДЧ-тригерний дільник частоти та ДЧ-дільник частоти; КЗ-комутатор з одним входом і двома виходами; ЕП1 і ЕП2-елементи пам'яті; ДП-диференціальний підсилювач та В-вимірювач.

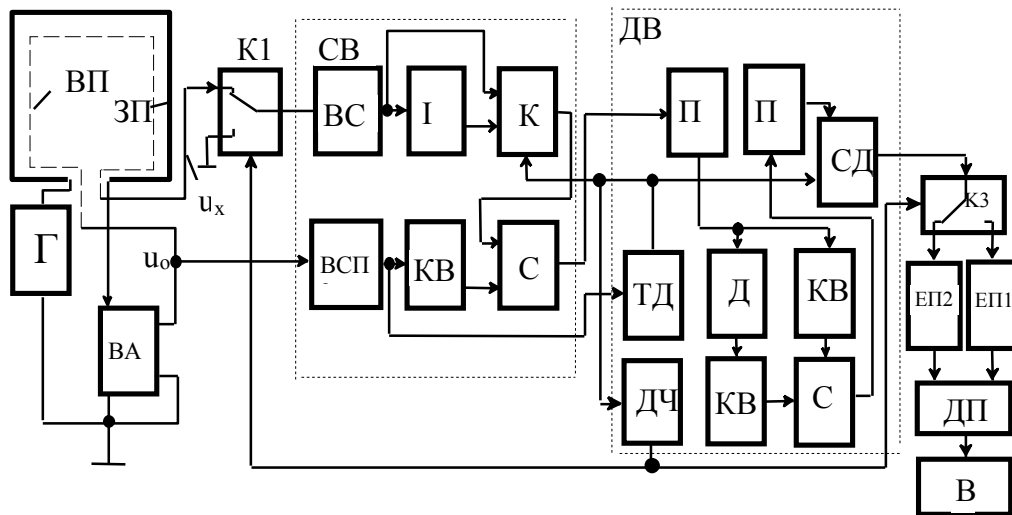


Рис. 1. Структурна схема наземної апаратури електророзвідки з автоматичною корекцією адитивних похибок.

Ця структура є розімкнутою. В ній ВП та вихідна обмотка ВАР включаються послідовно зустрічно для компенсації е.р.с. первинного поля, що дає можливість зменшити вимоги до вузлів СВП. При підключенні виходу комутатора К1 до земляної шини на виході синхронного детектора СД постійна напруга повинна дорівнювати нулю. Якщо з тих чи інших причин має місце зміщення нуля, то ця напруга зміщення комутатором КЗ підключається до елемента пам'яті ЕП1, де й запам'ятовується. Коли ж комутатор К1 підключає свій вихід до вимірювальної петлі ВП, то на виході синхронного детектора СД одержують напругу, пропорційну сумі напруги зміщення та вимірюваної квадратурної компоненти. Ця напруга з виходу синхронного детектора СД подається на вхід елемента пам'яті ЕП2, де й запам'ятовується. Вимірювач В, який

підключений до виходу ДП, що підсилює різницю напруг між виходами елементів пам'яті ЕП1 та ЕП2, вимірює напругу, пропорційну вимірюваній квадратурній компоненті.

Така структура вимірювального пристрою дозволяє підвищити чутливість і точність вимірювань у декілька разів. Якщо відносний поріг таких вимірювачів складає  $(3-5) \cdot 10^{-5}$  від рівня первинного магнітного поля, то в такому пристрої реально одержати поріг чутливості  $1 \cdot 10^{-5}$ . Це дозволяє збільшити розміри петель від  $200 \times 200$  м до  $500 \times 500$  м. Оскільки при таких вимірюваннях глибинність визначається стороною квадрата петлі, то глибина досліджень може бути доведена до 500 м.

При вимірюванні відношення півосей еліпса поляризації магнітного поля немає змоги проводити компенсацію активної складової. Отже похибки

таких вузлів, як інвертора ІН, або фазова нестабільність характеристик вузлів СВП безпосередньо входять в похибку вимірювання.

Зменшити похибку ІН можна методом локальної корекції, як це запропоновано в [4], або методом

додаткових вимірювань. Розглянемо запропонований варіант структури вимірювача відношення півосей еліпса поляризації магнітного поля, який подано на рис.2.

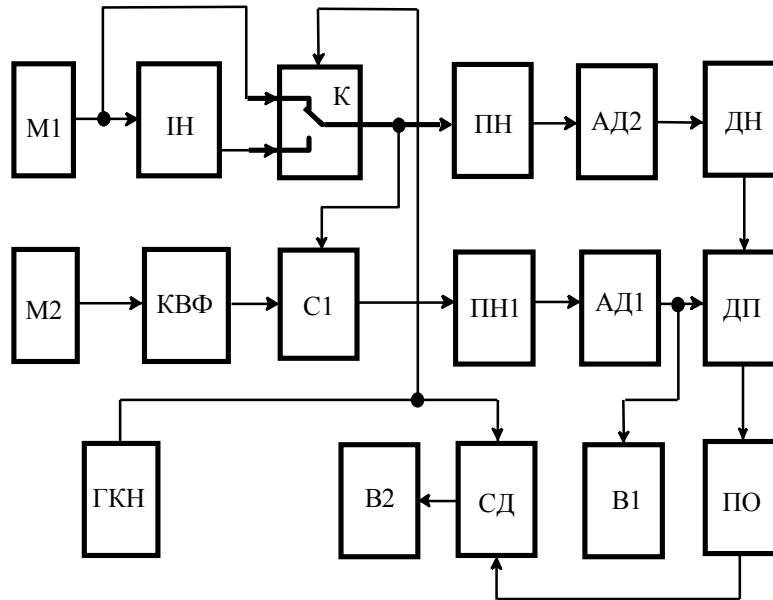


Рис.2. Структурна схема вимірювача відношення півосей еліпса поляризації магнітного поля з автоматичною корекцією адитивних похибок

Тут до нових вузлів можна віднести магнітоприймачі М1 та М2, амплітудний детектор АД, генератор комутаційної напруги ГКН.

Вхідний та вихідний сигнали інвертора з частотою генератора ГКН комутуються комутатором К, формуючи на його виході балансно-модульований сигнал, що поступає на перший вхід суматора С1, на другий вхід якого поступає сигнал з виходу КВФ. На виході С1 в один півперіод комутації формується сума, а в другий - різниця вхідних сигналів. Амплітудний детектор АД1 виділяє обвідну вихідного сигналу С1, що представляє собою суму двох компонент, одна з яких пропорційна малій півосі еліпса поляризації магнітного поля, а друга - амплітудній похибці інвертора ІН та асиметрії коефіцієнтів передачі каналів комутатора К. З виходу АД1 сигнал подається на вимірювач В1 і на перший вхід диференціального підсилювача ДП, на другий вхід якого подається через дільник напруги ДН обвідна вихідного сигналу комутатора К, пропорційна похибці інвертора ІН та асиметрії коефіцієнтів передачі каналів комутатора К. На виході ДП одержують сигнал з частотою комутації, амплітуда якого пропорційна малій півосі еліпса поляризації. Цей сигнал підсилюється підсилювачем обвідної

ПО, випрямляється синхронним детектором СД і вимірюється вимірювачем В2.

Таким чином, в ДП вираховується сигнал, що звичайно обумовлює похибку за рахунок інвертора.

В розглянутих структурах не виключається вплив різноманітних перехідних процесів та комутаційних завад.

На рис.3 подана структурна схема вимірювача відношення півосей еліпса поляризації магнітного поля, в якому ці недоліки усуваються. Використані тут позначення основних вузлів такі ж, як і раніше. Позначення деяких нових вузлів розшифровані в процесі опису роботи вимірювача.

За початок роботи приймають перший півперіод керуючого сигналу з виходу лічильного тригера ЛТ. Протягом цього півперіода вихід комутатора К1 підключається до свого першого входу (верхній на рис.3). В цьому випадку вихідний сигнал  $u_1$  магнітоприймача М1 через квадратурний фазообертач КВФ та вузькосмуговий підсилювач ВСП1 подається на другий вхід суматора С1. Одночасно сигнал  $u_1$  через комутатор К1 і вузькосмуговий підсилювач ВСП2 подається на інвертор ІН. Періодично з частотою, що задається сигналом з виходу дільника частоти ДЧ1, через комутатор К2 на перший вхід суматора С1

почергово подається то вхідний, то вихідний сигнали інвертора ІН. Вхідний сигнал інвертора ІН також поступає на вхід компаратора КП, забезпечуючи роботу дільників частоти ДЧ1, ДЧ2 та

лічильного тригера ЛТ і таку початкову фазу вихідного керуючого сигналу дільника частоти ДЧ1, при якій забезпечується мінімальна адитивна похибка від комбінаційних складових.

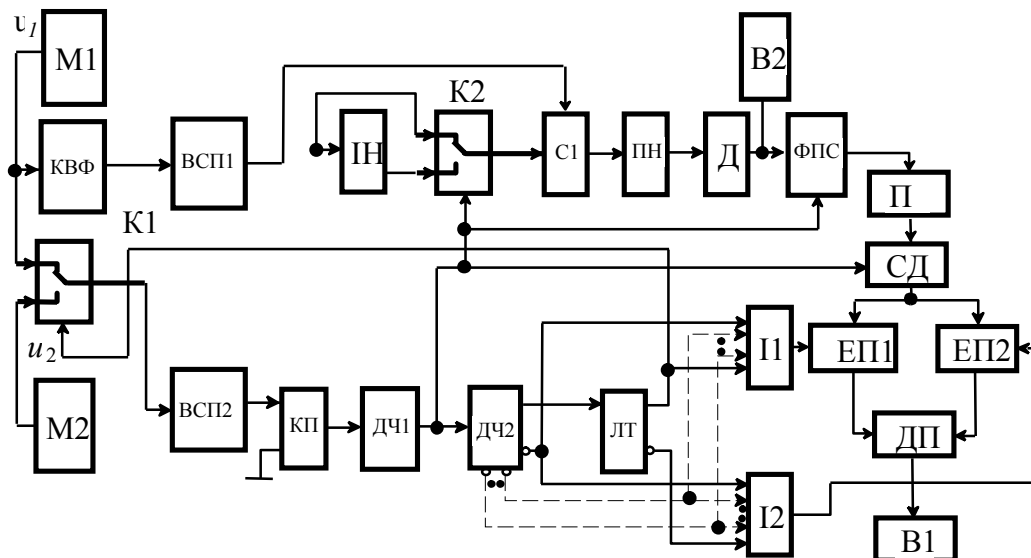


Рис. 3. Структурна схема вимірювача відношення півосей еліпса магнітного поля з корекцією адитивних похибок і виключенням впливу перехідних процесів.

При цьому на виході суматора С1 одержуть послідовність пакетів  $u_c$  суми сигналу  $u_1$  та вихідного сигналу квадратурного фазообертача КВФ1  $u'_1$ , що зсунутий по фазі відносно  $u_1$  на  $\pi/2$ , та їх різниці  $u_p$ . Амплітуди  $U_c$  та  $U_p$  цих сигналів повинні бути рівними. Однак в результаті відхилення модуля та фази коефіцієнту передачі інвертора ІН від номіналів, що дорівнюють відповідно 1 та  $\pi$ , а також неідентичності фазочастотних характеристик вузькосмугових підсилювачів ВСП1 та ВСП2, входів комутатора К2 і суматора С1 амплітуди пакетів  $U_c$  та  $U_p$  на виході суматора С1 не є рівними, і вихідний сигнал суматора С1 представляє собою амплітудно-модульований сигнал. Обвідна цього сигналу, виділена амплітудним детектором Д та фільтром прямокутного сигналу ФПС, підсилюється підсилювачем ПО, випрямляється синхронним детектором СД і разом з сигналом, обумовленим паразитними зв'язками між колами управління та сигнальним колом в каналі обвідної, запам'ятовується елементом пам'яті ЕП1 протягом другої половини півперіоду керуючого сигналу з виходу лічильного тригера ЛТ. Це забезпечується сигналом з виходу логічного елементу І1, на входи якого подаються сигнали з прямого виходу тригера ЛТ та інверсного виходу дільника частоти ДЧ1. Запам'ятовування вихідного сигналу СД тільки у другій половині півперіоду керуючого сигналу ЛТ

дозволяє виключити вплив перехідних процесів у таких вузлах, як ВСП1 та ВСП2, СД і ін.

Якщо перехідний процес не встигає закінчитися протягом першої половини півперіоду керуючого сигналу з виходу ЛТ, то час запам'ятовування слід зменшити, використавши багатовходові логічні елементи І1 та І2, підключивши решту їх входів до інверсних виходів інших тригерів дільника частоти ДЧ2. Ці зв'язки на рис.3 показані пунктиром.

Таким чином, елемент пам'яті ЕП1 запам'ятовує напругу, що обумовлює зміщення та дрейф нуля, тобто

$$U_{ЕП1} = U_{зм} + U_{др}. \quad (1)$$

Протягом другої половини півперіоду керуючого сигналу з виходу ЛТ вихід комутатора К1 підключається до свого другого (нижнього на рис.3) входу. Тоді вихідний сигнал магнітоприймача М1  $u_1$  поступає через квадратурний фазообертач КВФ і ВСП1 на другий вхід суматора С1. Одночасно вихідний сигнал  $u_2$  магнітоприймача М2 через комутатор К1, ВСП2 поступає на вхід інвертора ІН та на вхід компаратора КП, забезпечуючи роботу дільників частоти ДЧ1 та ДЧ2 і таку початкову фазу вихідного сигналу ДЧ1, при якій адитивна похибка від комбінаційних складових зводиться до мінімуму. При безперервній роботі

комутатора К2 на виході суматора С1 формується амплітудно-модульований сигнал.

Представимо вихідні сигнали магніто-приймачів М1 та М2 відповідно таким чином

$$\begin{aligned} u_1 &= GE_1 \sin(\omega t + \varphi_1), \\ u_2 &= GE_2 \sin(\omega t + \varphi_2), \end{aligned}$$

де  $\omega, \varphi_1, \varphi_2$  – відповідно кутова частота і початкові фази вихідних сигналів магнітоприймачів М1 та М2;  $G$  - коефіцієнт перетворення магнітоприймачами М1 та М2 напруженості поля  $H_1$  і  $H_2$  в е.р.с.  $E_1$  і  $E_2$ .

Вважаючи, що коефіцієнт передачі КВФ рівний одиниці, на його виході маємо, що

$$u'_1 = GE_1 \sin(\omega t + \varphi_1 - p/2).$$

Якщо сигнали  $u'_1$  і  $u_2$  відповідно проходять через ідентичні вузькосмугові підсилювачі ВСП1 та ВСП2, а коефіцієнти передачі інвертора ІН та комутатора К2 дорівнюють одиниці, протягом першого півперіода комутації комутатора К2 на виході суматора С1 формується сума  $u_c$  сигналів  $u_2$  і  $u'_1$ , амплітуда якої є такою

$$U_c = GK_n \sqrt{U_1^2 + U_2^2 + 2U_1U_2 \sin(\varphi_1 - \varphi_2)},$$

а в другий півперіод комутації комутатора К2 на виході С1 формується різниця  $u_p$  сигналів  $u_2$  і  $u'_1$  з амплітудою

$$U_p = GK_n \sqrt{U_1^2 + U_2^2 - 2U_1U_2 \sin(\varphi_1 - \varphi_2)},$$

де  $K_n$  - коефіцієнт передачі вузькосмугового підсилювача ВСП.

Отже на виході суматора С1 формується амплітудно-фазомодульований сигнал, який після підсилення підсилювачем ПН детектується амплітудним детектором Д. Якщо як амплітудний детектор Д використовується квадратор, то постійна складова  $U_{окв}$  продетектованого сигналу, що пропорційна півсумі квадратів амплітуд сумарного  $u_c$  і різницевого  $u_p$  сигналів, вимірюється вимірювачем В2 і дорівнює

$$U_{окв} = K_{кв} K_{нн}^2 K_n^2 G^2 [U_1^2 + U_2^2] = K_{кв} K_{нн}^2 K_n^2 H_a, \quad (2)$$

де  $K_{кв}, K_{нн}$  - відповідно коефіцієнти передачі Д і ПН;  $H_a$  - велика піввісь еліпса поляризації магнітного поля.

Амплітуда виділеної на виході фільтра прямокутного сигналу ФПС  $u_{об}$  частоти комутації,

що пропорційна різниці квадратів амплітуд  $U_c$  та  $U_p$ , дорівнює

$$U_{об} = K_{кв} K_{нн}^2 K_n^2 G^2 U_1 U_2 \sin(\varphi_1 - \varphi_2) \text{sign} \sin(\omega t + \varphi),$$

де  $\Omega, \varphi$  - відповідно частота і початкова фаза сигналу, що керує комутатором К2.

Після підсилення обвідної підсилювачем ПО вона випрямляється синхронним детектором СД, постійна складова на виході якого дорівнює

$$\begin{aligned} U_{осд} &= K_{но} K_{сд} K_{кв} K_{нн}^2 K_n^2 G^2 U_1 U_2 \sin(\varphi_1 - \varphi_2) = \\ &= K_{но} K_{сд} K_{кв} K_{нн}^2 K_n^2 H_b, \end{aligned} \quad (3)$$

де  $K_{но}, K_{сд}$  - коефіцієнти передачі відповідно підсилювача ПО і синхронного детектора СД;  $H_b$  - мала піввісь еліпса поляризації магнітного поля.

Вираз (3) одержано в припущенні, що фазочастотні характеристики вузькосмугових підсилювачів ВСП1 і ВСП2 ідентичні, модуль і аргумент коефіцієнту передачі інвертора ІН дорівнюють відповідно одиниці та  $\pi$ , коефіцієнти передачі каналів комутатора К2 ідентичні і відсутні паразитні зв'язки між колами керування та вимірювання. Це звичайно не виконується, а діють всі ті чинники, що і протягом першого півперіоду, які обумовили появу напруги згідно (1). З врахуванням цього вихідний сигнал на виході синхронного детектора СД дорівнює сумі виразів (1) і (3), тобто

$$U'_{осд} = K_{но} K_{сд} K_{кв} K_{нн}^2 K_n^2 H_b + U_{зм} + U_{др}. \quad (4)$$

Напруга згідно (4) протягом другої половини другого півперіоду запам'ятовується елементом пам'яті ЕП2. Це забезпечується сигналом, що поступає на керуючий вхід ЕП2 з виходу логічного елемента І2, на входи якого поступають сигнали з інверсних виходів лічильного тригера ЛТ та дільника частоти ДЧ2.

Потім напруги з виходів ЕП1 та ЕП2 поступають на входи диференціального підсилювача ДП, на виході якого маємо

$$\begin{aligned} U_{дп} &= U_{ЕП1} - U_{ЕП2} = K_{но} K_{сд} K_{кв} K_{нн}^2 K_n^2 H_b + \\ &+ U_{зм} + U_{др} - (1 - \delta_{зб})(U_{зм} + U_{др}) = \\ &= K_{но} K_{сд} K_{кв} K_{нн}^2 K_n^2 H_b + \delta_{зб}(U_{зм} + U_{др}), \end{aligned} \quad (5)$$

де  $\delta_{зб}$  - похибка зберігання елемента пам'яті на протязі 3/4 періоду комутації комутатора К2.

Як видно з (5) адитивна похибка зменшується в

$1/\delta_{3\phi}$  разів. Напряга (5) вимірюється вимірювачем В1.

Відношення виразів (5) і (2), дозволяє отримати величину

$$\frac{U_{\partial n}}{U_{\text{окв}}} = K_{\text{но}} K_{\text{сд}} \frac{H_b}{H_a},$$

яка пропорційна відношенню півосей еліпса поляризації магнітного поля.

Таким чином автоматичною корекцією адитивних похибок можна охопити всі вузли вимірювача, крім вхідних перетворювачів і зменшити адитивну похибку в  $1/\delta_{3\phi}$  разів.

1. Бучма И.М., Мизюк Л.Я., Поджарый В.М., Проць Р.В. Возможности построения низкочастотной электроразведочной аппаратуры для интегральных измерений // Отбор и передача информации, вып. 47.-К.: Наукова думка, 1976.-С.93-98.  
2. Устройство для геоэлектроразведки. А.с. 807190 СССР, МКИ G 01 V 3/12. / И.М.Бучма, Е.М.Ершов,

Ю.П.Калынюк, В.Ф.Лантев, Л.Я.Мизюк и В.М.Поджарый (СССР). №2755415/18-25; Заявлено 17.04.79; Опубл. 23.02.81, Бюл. №7.-бс. 3. Мизюк Л.Я., Поджарый В.М., Проць Р.В. Измерение инвариантов магнитного поля при электроразведке.-К.: Наукова думка, 1976.-231с.  
4. Бучма И. Автоматична корекція похибок методом зразкових сигналів у схемах з періодичним порівнянням // Вимірювальна техніка та метрологія.-2000.-№56.-С.3-8.  
5. Земельман М.А. Автоматическая коррекция погрешностей измерительных устройств.-М.: Издательство стандартов, 1972.-199с.  
6. Проективання засобів вимірювання з періодичним порівнянням. Кн.1 і 2; Навч. посібник / Ю.О.Скрипник, М.О.Присенко, В.О.Дубровний.-Київ:1997.-163с.,-301с.  
7. 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.-253с.

УДК 550.835

## ПЕРЕВІРКА СВЕРДЛОВИННОЇ ЯДЕРНО-ФІЗИЧНОЇ АПАРАТУРИ З ВИКОРИСТАННЯМ ГЕНЕРАТОРА СТОХАСТИЧНОЇ МІРИ

© Федорів Р.Ф., Федоришин Д.Д., Федорів В.В., Кашуба Г.О.  
Івано-Франківський державний технічний університет нафти і газу

**Розглянуто можливості використання генератора стохастичної міри при проведенні перевірки свердловинної ядерно-фізичної апаратури а також сам принцип роботи генератора стохастичної міри. Використання генератора стохастичної міри дасть можливість провести перевірку ядерно-фізичних методів, а також зменшить затрати часу при проведенні самої повірки.**

У процесі геолого-геофізичних досліджень складнобудованих порід-колекторів міоценових відкладів Передкарпатського прогину виникають певні труднощі, які пов'язані із інтерпретацією результатів радіоактивного каротажу. В основі цих проблем лежить складність розділення інтегрального радіоактивного сигналу на інформаційний і фоновий.

У загальному випадку зареєстрований інтегральний сигнал радіоактивного випромінювання можна математично описати наступним чином:

$$X(t) = \sum_i A_i H_i(t - \gamma_i) + \sum_j B_j H_j(t - \mu_j) + \sum_s C_s H_s(t - \lambda_s) + \sum_R D_R H_R(t - \eta_R), \quad (1)$$

де  $A_i, B_j, C_s, D_R$  - випадкові амплітуди складових радіоактивного поля з густинами розподілів  $p(A), q(B), g(C), z(D)$ ;  $H$  - функція форми імпульсу, нормована на одиницю в максимумі;  $\gamma_i, \mu_j, \lambda_s, \eta_R$  - моменти появи імпульсів складової інтегрального сигналу;  $t$  - час від моменту відліку.

У цій математичній моделі враховані всі складові сумарного радіоактивного сигналу, а саме:

$\sum_i A_i H_i(t - \gamma_i)$  - імпульсний сигнал, обумовлений гамма-випромінюванням непружного розсіювання швидких нейтронів;  $\sum_j B_j H_j(t - \mu_j)$  - імпульсний сигнал, обумовлений гамма-випромінюванням радіаційного захвату теплових нейтронів, або потоком теплових нейтронів;