

ЛАЦП з накопиченням заряду на активних і пасивних конденсаторних комірках.

1. Мичуда З.Р. Логарифмічні аналого-цифрові перетворювачі – АЦП майбутнього. – Львів: Простір, 2002. – 242 с. 2. Мичуда З.Р. Логарифмічний АЦП з проміжним перетворенням напруга-струм // Автоматика, вимірювання та керування. – Львів, 1998. – Вип. 324. – С. 101–106. 3. Мичуда З.Р. Моделювання впливу паразитних міжелектродних ємностей логарифмічних АЦП з накопиченням заряду на пасивних (паралельних) конденсаторних комірках // Вимірювальна техніка і метрологія. – Львів, 2001. – Вип. 58. – С. 26–32. 4. Мичуда З.Р. Логарифмічні АЦП з накопи-

ченням заряду в активних конденсаторних комірках. Моделювання впливу паразитних ємностей // Вимірювальна техніка і метрологія. – Львів, 2001. – Вип. 59. – С. 81–87. 5. Мичуда З.Р., Мичуда Л.З., Католик Б.О. Логарифмічні АЦП з перерозподілом заряду заряду. Моделювання впливу паразитних міжелектродних ємностей // Комп'ютерні технології друкарства. – 2004. – № 11. – С.167–183. 6. Мичуда З.Р., Мичуда Л.З., Антонів У.С. Моделювання впливу паразитних міжелектродних ємностей в логарифмічних АЦП з накопиченням заряду на послідовних пасивних конденсаторних комірках // Теплоенергетика. Інженерія доквілля. Автоматизація. – Львів, 2008. – Вип. 617. – С.163–170.

УДК 621.317.73

## КОРИГУВАННЯ ДИНАМІЧНИХ ПОХИБОК ЧАСТОТНОГО АНАЛІЗАТОРА ІМПЕДАНСУ

© Богдан Стадник, Юрій Хома, Ігор Ліхновський, 2010

Національний університет “Львівська політехніка”, кафедра інформаційно-вимірювальних технологій  
вул. С. Бандери, 28а, 79013, Львів, Україна

*Розглянуто структуру та описано принцип функціонування частотного аналізатора імпедансу. На основі аналізу математичної моделі синтезовано алгоритм корекції динамічних похибок, які виникають через інерційність елементів вимірювальної схеми. Результати дослідження показали високу ефективність алгоритму корекції та можливість істотного розширення робочого діапазону частот.*

*Рассмотрена структура и описан принцип функционирования частотного анализатора импеданса. На основании анализа математической модели синтезирован алгоритм коррекции динамических погрешностей, возникающих вследствие инерционности элементов измерительной схемы. Результаты исследований показали высокую эффективность алгоритма коррекции и возможность существенного расширения рабочего диапазона частот.*

*The structure and principle of operation frequency impedance analyzer is described. The analysis of mathematical model allowed to synthesize the algorithm of dynamic errors correction, arising up because of inertance of measuring network elements. The results of researches showed high efficiency of correction algorithm and possibility of significant expansion of frequency operating range.*

**1. Постановка проблеми, аналіз останніх досліджень і мета статті.** Потреба у вимірюванні імпедансу (комплексного електричного опору)  $Z_X$  чи оберненої величини адмітансу (комплексної провідності)  $Y_X$  виникає у найрізноманітніших сферах: хімії, медицині, екології, фізиці напівпровідників, матеріалознавстві [1, 2]. Через вимірювання складових імпедансу уможливується дослідження різних фізичних величин і

процесів. Оскільки реальні досліджувані об'єкти описуються переважно багатоелементними схемами заміщення, то їх параметри можна визначити за допомогою опрацювання результатів вимірювання складових імпедансу на ряді частот. Для реалізації цього завдання використовують частотні аналізатори імпедансу (ЧАІ).

Під час побудови ЧАІ виникають такі проблеми: необхідність забезпечення стабільності метрологічних

характеристик вимірювального каналу в широкому частотному діапазоні, потреба у переналаштуванні частоти зондувального сигналу, забезпечення високої роздільності при вимірюванні активної і реактивної складових імпедансу у всій фазовій площині. Оскільки застосування пристроїв цифрового оброблення сигналів позитивно позначається на метрологічних характеристиках та функціональних можливостях вимірювальних приладів, то аналогову частину вимірювального каналу намагаються мінімізувати. Нині можливо обмежити аналогову частину ЧАІ рамками вимірювальної схеми (ВС), де під дією зондувальної наруги відбувається перетворення імпедансу (пасивної величини) на електричний сигнал. Однак інерційність елементів ВС, зростання дестабілізуючого впливу різних факторів зі збільшенням частоти погіршують точність вимірювання. Тому під час побудови ЧАІ актуальним завданням є зменшення впливу динамічних похибок.

Метою роботи є опис структури та функціонування частотного аналізатора імпедансу, розроблення алгоритму коригування динамічних похибок та дослідження його ефективності у діапазоні частот.

**2. Структура і принцип роботи частотного аналізатора імпедансу.** Структурна схема ЧАІ зображена на рис 1. Його основу становить перетворювач імпеданс-код у вигляді інтегральної мікросхеми AD5933 фірми Analog Devices [3]. Цей перетворювач забезпечує прямий цифровий синтез (DDS) синусоїдальної напруги в діапазоні від 100 Гц до 100 кГц, виділення синфазної і квадратурної складових вихід-

ного сигналу ВС на основі дискретного перетворення Фур'є (DFT), а вбудовані аналогово-цифровий ADC і цифро-аналоговий DAC перетворювачі дають змогу безпосереднього під'єднуватись до ВС.

Управління перетворювачем імпедансу AD5933 та передавання даних на персональний комп'ютер забезпечує 8-розрядний мікроконтролер ATmega 16. Для узгодження рівнів сигналів мікроконтролера та інтерфейсу RS-232 використано перетворювач рівнів MAX202CSE. Тактова частота мікроконтролера і перетворювача імпеданс-код задається кварцовим резонатором на 16 МГц.

Для досягнення високої чутливості та завадостійкості застосовано зовнішню вимірювальну схему, побудовану за методом автобалансування [4,5]. Досліджуваний об'єкт під'єднують до ВС екранованими проводами за п'ятижизатисною схемою заміщення (рис. 2). З метою спрощення математичної моделі ВС та процедури корекції нуля вимірювального каналу застосовано режим вимірювання адмітансу, а подання результатів як імпедансу досягається відповідними перерахунками на ПК [6].

Рівняння перетворення ВС для ідеального операційного підсилювача (ОП) має вигляд

$$\dot{U}_X = -\frac{R_O}{Z_X} \dot{U}_P = -\dot{Y}_X R_O \dot{U}_P,$$

де  $R_O$  – опір зразкового резистора. Проте інерційність ОП зумовлює виникнення динамічних похибок, дестабілізуючий вплив яких зростає зі збільшенням частоти зондувального сигналу. Одним зі способів розширення частотного діапазону є алгоритмічна корекція динамічних похибок.

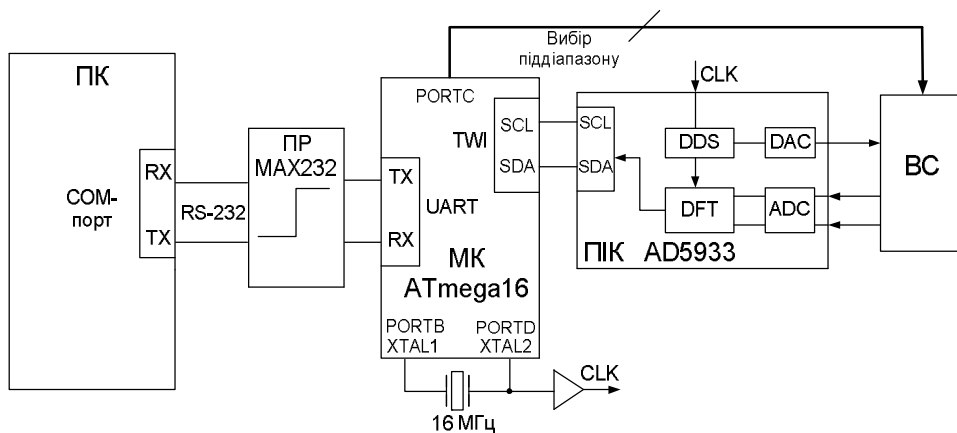


Рис. 1. Структурна схема частотного аналізатора імпедансу: ПК – персональний комп'ютер; ПР – перетворювач рівнів; МК – мікроконтролер; ПІК – перетворювач імпеданс-код

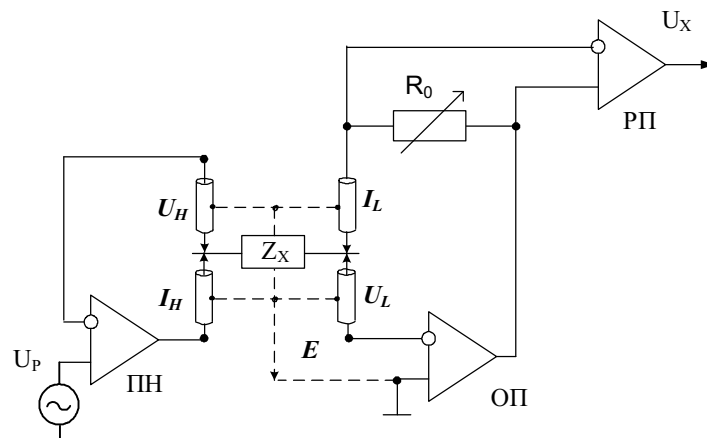


Рис. 2. Вигляд вимірювальної схеми за методом автобалансування:  
ПН – повторювач напруги; ОП – операційний підсилювач; РП – різницевий підсилювач

**3. Розроблення алгоритму коригування динамічних похибок ЧАІ.** Складність завдання синтезу алгоритмів корекції динамічних похибок ВС зумовлена нелінійністю рівняння перетворення, векторною природою вимірюваної величини, перешкоджаючим впливом паразитних імпедансів, насамперед ємності під'єднувальних екранованих проводів. У рівнянні перетворення реальної ВС

$$\dot{U}_X = \dot{U}_P \dot{H}$$

функція передачі  $\dot{H}$  враховує параметри ОП і контуру зворотного зв'язку [7,8] та відображає джерела похибок перетворення імпедансу на напругу:

$$\dot{H} = - \frac{\frac{R_0}{Z_X} \left( 1 - \frac{1}{A} \frac{Z_{OUT}}{R_0} \right)}{1 + \frac{1}{A} \left[ 1 + \frac{R_0}{Z_X} + \frac{R_0}{Z_P} + \frac{Z_{OUT}}{Z_L} \left( 1 + \frac{R_0}{Z_X} + \frac{Z_L}{Z_X} + \frac{R_0}{Z_P} + \frac{Z_L}{Z_P} \right) \right]}, \quad (1)$$

де  $Z_{OUT}$  – вихідний опір ОП;  $Z_L$  – імпеданс навантаження;  $Z_P = Z_C \parallel Z_D \parallel Z_S^-$  – еквівалентний імпеданс (враховує ємнісний опір під'єднувальних проводів  $Z_C$ , диференціальний вхідний опір  $Z_D$  та синфазний опір  $Z_S^-$  ОП).

Коефіцієнт підсилення ОП  $\dot{A}$  апроксимується виразом [7, 8]:

$$\dot{A} = \frac{A_0}{1 + j \frac{f}{f_T} A_0}, \quad (2)$$

де  $A_0$  – коефіцієнт підсилення ОП без зворотного зв'язку на постійному струмі;  $f_T$  і  $f$  – частоти одиничного підсилення ОП і зондувального сигналу.

Вираз (1) є доволі громіздким і оперувати ним на практиці складно, тому доцільно зробити деякі спрощення, які істотно не вплинуть на адекватність моделі. Для цього введемо величину  $\dot{K}$

$$\frac{1}{\dot{K}} = \frac{1}{A} \times \frac{1 + R_0 / Z_{OUT} + Z_L / Z_{OUT}}{R_0 / Z_{OUT} - 1 / A} = \frac{\alpha}{A} = \alpha \left( \frac{1}{A_0} + j \frac{f}{f_T} \right). \quad (3)$$

Оскільки на частотах, близьких до  $f_T$ , впливом складової  $1 / A_0$  у рівнянні (2) можна знехтувати, вираз (3) набуває вигляду

$$\frac{1}{\dot{K}} = \alpha \frac{1}{A} = j \alpha \frac{f}{f_T} = j \frac{1}{K},$$

причому

$$\alpha = \frac{1 + R_0 / Z_{OUT} + Z_L / Z_{OUT}}{R_0 / Z_{OUT}},$$

враховуючи, що  $1 / A \ll R_0 / Z_{OUT}$ .

Крім того, на тлі шунтувальної дії ємнісного опору під'єднувальних проводів  $Z_C$  можна знехтувати диференціальним і синфазним опорами ОП, тобто

$$Z_P \approx Z_C = 1 / j 2 \pi f C_K,$$

де  $C_K$  – ємність провід-екран під'єднувального проводу.

Вимірювану величину зручно подати у вигляді активної  $G$  і реактивної  $B$  складових адмітансу

$$\frac{1}{Z_X} = \dot{Y}_X = G + jB.$$

Отже, функція передачі набуває вигляду:

$$\dot{H} = - \frac{R_0 (G + jB)}{1 + j \left[ 1 + R_0 (G + jB) + j 2 \pi f C_K R_0 \right] / K}. \quad (4)$$

Вираз (4) є набагато простішим за своєю структурою, ніж вираз (1), однак в ньому враховано найважливіші для точності опису функції передачі чинники.

Для синтезу алгоритмів корекції динамічних похибок ВС запишемо функцію передачі (4) у нормованому вигляді

$$\dot{H} = -\frac{X_G + jX_B}{1 + j(1 + X_G + jX_B + jT_K)/K}, \quad (5)$$

де  $X_G = R_O G$ ,  $X_B = R_O B$  – унормовані активна і реактивна складові  $Y_X$ , які можна ототожнити із ідеальним результатом вимірювання;  $T_K = 2\pi f C_K R_O$  – стала часу.

З іншого боку, за означенням функція передачі – це відношення вихідної  $\dot{U}_X$  і вхідної напруг  $\dot{U}_P$ . Приймавши, що  $\dot{U}_P$  містить тільки дійсну складову зі значенням 1, отримаємо:

$$\dot{H} = \frac{\dot{U}_X}{\dot{U}_P} = \frac{\dot{U}_X}{1 + j \cdot 0} = H_G + jH_B, \quad (6)$$

де  $H_G$ ,  $H_B$  – відповідно дійсна й уявна складові результату вимірювання.

Із зіставлення (5) і (6) випливає

$$H_G + jH_B = \frac{X_G + jX_B}{1 + j(1 + X_G + jX_B + jT_K)/K}$$

або

$$X_G + jX_B = H_G + jH_B + j \frac{(H_G + jH_B)(1 + X_G + jX_B + jT_K)}{K} = (H_G + \Delta_G) + j(H_B + \Delta_B).$$

Величини

$$\Delta_G = -[H_G(T_K + X_B) + H_B(1 + X_G)]/K; \quad (7a)$$

$$\Delta_B = [H_G(1 + X_G) - H_B(T_K + X_B)]/K \quad (7b)$$

можна трактувати як поправки, які необхідно додати до „грубих” результатів вимірювання  $H_G$  і  $H_B$ , щоб компенсувати наявні в них похибки. На практиці визначити поправки із виразів (7) не вдається, оскільки до них, крім результату вимірювання  $H_G$  і  $H_B$ , входять ідеальні величини  $X_G$  і  $X_B$ , що є невідомими. Проте це питання вирішується заміною  $X_G \approx H_G$  і  $X_B \approx H_B$  у виразах (7), тоді

$$\Delta_G = -[H_G(T_K + H_B) + H_B(1 + H_G)]/K \quad (8a)$$

$$\Delta_B = [H_G(1 + H_G) - H_B(T_K + H_B)]/K \quad (8b)$$

Суть алгоритму коригування полягає у додаванні (з урахуванням знака) знайдених поправок (8) до отриманих результатів вимірювання  $H_G$  і  $H_B$

$$N_G = H_G + \Delta_G = H_G - \frac{H_G(T_K + H_B) + H_B(1 + H_G)}{K} \quad (9a)$$

$$N_B = H_B + \Delta_B = H_B + \frac{H_G(1 + H_G) - H_B(T_K + H_B)}{K} \quad (9b)$$

Якщо ввести позначення

$$S = 1 + H_G \text{ і } T = T_K + H_B,$$

то алгоритм коригування набуде вигляду:

$$N_G = H_G - \frac{H_G T + H_B S}{K},$$

Отже, підвищення точності вимірювання досягається опрацюванням отриманих результатів  $H_G$  і  $H_B$  за виразами (9).

У наведених виразах фігурують дві умовно сталі величини –  $K$  і  $T_K$ , що визначаються параметрами ВС. Хоча за заданої частоти зондувального сигналу  $f$  і незмінної границі вимірювання  $R_O$  ці величини є сталими, проте точні їх значення залишаються невідомими. Визначення  $K$  і  $T_K$  можливе без додаткових вимірювань, лише на основі результатів калібрування вимірювального каналу за допомогою зразкового резистора  $R_K$ .

Якщо забезпечити виконання умови  $R_K = R_O$ , одержимо такі складові результату вимірювання  $X_G = 1$  і  $X_B = 0$ , а функція передачі набуде вигляду:

$$H_G\{1;0\} + jH_B\{1;0\} = \frac{1}{1 + j(2 + jT_K^*)/K^*} = \frac{1 - T_K^*/K^*}{(1 - T_K^*/K^*)^2 + (2/K^*)^2} - j \frac{2/K^*}{(1 - T_K^*/K^*)^2 + (2/K^*)^2}.$$

На підставі наведеного виразу можна скласти систему з двох рівнянь

$$\begin{cases} H_B\{1;0\} = -\frac{2/K^*}{(1 - T_K^*/K^*)^2 + (2/K^*)^2} \\ \frac{H_G\{1;0\}}{H_B\{1;0\}} = -\frac{1}{2/K^*} + \frac{T_K^*}{2} \end{cases}$$

розв’язання якої дає змогу визначити константи  $K$  і  $T_K$

$$K^* = -\frac{H_B\{1;0\}}{2(H_G^2\{1;0\} + H_B^2\{1;0\})},$$

$$T_K^* = \frac{2}{H_B\{1;0\}} [H_G\{1;0\} - (H_G^2\{1;0\} + H_B^2\{1;0\})].$$

Отримані результати можна застосовувати для інших частот і границь вимірювання, масштабуючи їх згідно з виразами:

$$K = K^* \frac{f^*}{f} \text{ і } T_K = T_K^* \frac{f}{f^*} \frac{R_O}{R_O^*}.$$

Частота  $f$  та опір  $R_O$  відомі з високою точністю, оскільки частота задається кварцовим генератором, а  $R_O$  є опором прецизійного резистора.

**4. Дослідження ефективності алгоритму корекції динамічних похибок.** Основним призначенням цього алгоритму є коригування динамічних похибок, що виникають у ВС при перетворенні  $\dot{Y}_X$  на пропорційну комплексну напругу  $\dot{U}_X$ . У зв'язку з цим важливим є дослідження можливості розширення робочого діапазону частот ВС.

На рис. 3 зображено результати вимірювання адмітансу при зміні активної  $G$  і реактивної  $B$  складових у діапазоні від 0 до  $10^4$  См. За "грубі" результати вимірювання  $H_G$  і  $H_B$  прийнято складові функції передачі, визначені з виразу (1). Обчислення виконані для частоти  $f = 1$  МГц. Для аналізу прийнято, що параметри ОП у ВС є такими:  $A_0 = 100000$ ;  $f_T = 10$  МГц;  $R_D = 10$  МОм;  $C_D = 1$  пФ;  $Z_{OUT} = 10$  Ом;  $Z_S = 100$  МОм;  $R_L = 10$  кОм;  $C_L = 1$  пФ;  $R_O = 10$  кОм;  $C_K = 100$  пФ.

порційну комплексну напругу  $\dot{U}_X$ . У зв'язку з цим важливим є дослідження можливості розширення робочого діапазону частот ВС.

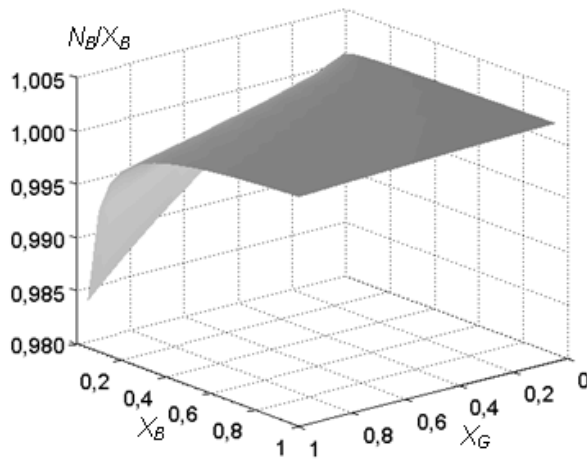
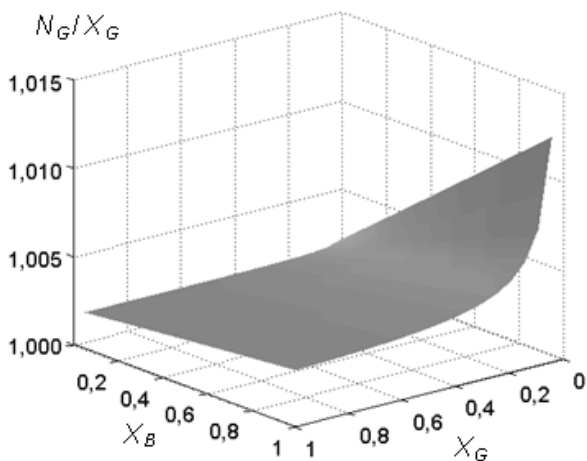


Рис. 3. Залежності нескоригованих результатів вимірювання від співвідношення активної і реактивної складових

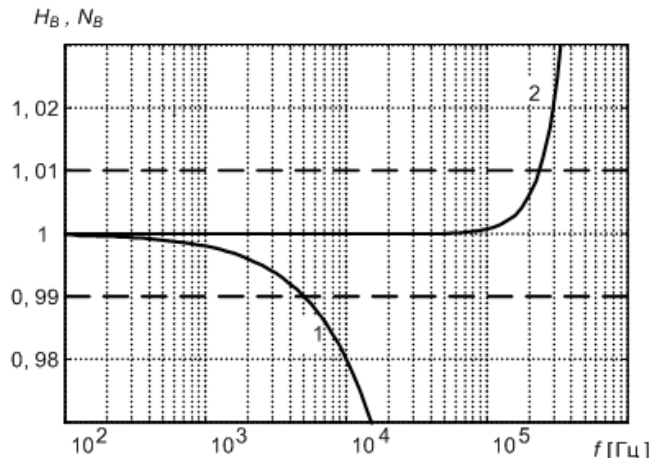
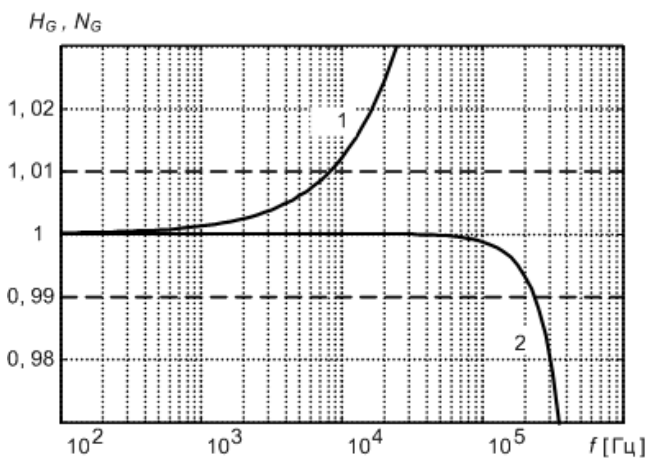


Рис. 4. Розширення діапазону частот ВС при застосуванні алгоритму коригування динамічних похибок

З наведених графіків видно, що найменш сприятливим є випадок, коли одна зі складових адмітансу значно менша за іншу. У подальшому аналізі досліджуватимемо саме цей найгірший випадок, коли одна складова становить 10 % іншої, тобто

а) вимірювання активної складової  $G = 10^{-5}$  См, якщо домінує реактивна  $B = 10^{-4}$  См ( $G = 0,1B$ ),

б) вимірювання реактивної складової  $B = 10^{-5}$  С, якщо домінує активна  $G = 10^{-4}$  См ( $B = 0,1G$ ).

На рис. 4 подані результати моделювання, які ілюструють залежність від частоти унормованих результатів вимірювання активної  $H_G/X_G$  і  $N_G/X_G$  та реактивної  $H_B/X_B$  і  $N_B/X_B$  складових адмітансу. Криві 1 і 2 відображають результати вимірювання відповідно до і після застосування алгоритмів коригування.

Результати моделювання засвідчили високу ефективність алгоритму коригування і можливість розширення робочого діапазону частот ВС. Якщо діапазон робочих частот визначати інтервалом, де для несприятливих співвідношень складових похибка не перевищує 1 %, то застосування алгоритму коригування динамічних похибок дає змогу розширити робочий діапазон частот ВС від 5 до 200 кГц.

**5. Висновки.** У роботі описано структуру і принцип роботи частотного аналізатора імпедансу на базі перетворювача імпеданс-код AD5933. Використання для побудови ЧАІ вимірювальної схеми за методом автобалансування має низку переваг: можливість виконувати вимірювання за п'ятизатискною схемою, під'єднувати ДО за допомогою екранованих кабелів тощо. Для підвищення точності цієї ВС на високих частотах розроблено алгоритми корекції динамічних похибок.

Розроблені алгоритми є доволі простими і вимагають двох перемножень і одного ділення на константу. Зна-

чення констант, які залежать від параметрів ВС, визначаються на основі результатів калібрування вимірювального каналу. Значення констант досить легко масштабуються при переналаштуванні частоти зондувального сигналу і перемиканні піддіапазонів вимірювання.

На основі результатів математичного моделювання зроблено висновки, що найнесприятливішим з погляду точності є випадок вимірювання меншої складової адмітансу на фоні домінуючої квадратурної складової. Результати моделювання показали, що у разі десятикратного домінування супутньої складової застосування алгоритмів коригування дає змогу розширити робочий діапазон частот від 5 до 200 кГц.

1. Кнеллер В.Ю., Боровских Л.П. *Определение параметров многоэлементных двухполюсников.* – М.: Энергоатомиздат, 1986. – 144 с. 2. Батавин В.В., Концевой Ю.А., Федорович Ю.В. *Измерение параметров полупроводниковых материалов и структур.* – М.: Радио и связь, 1985. – 264 с. 3. AD 5933. *1 MSPS, 12 bit Impedance Converter, Network Analyzer. Preliminary Data Sheet* –[http://www.analog.com/UploadedFiles/Data\\_Sheets/AD5933.pdf](http://www.analog.com/UploadedFiles/Data_Sheets/AD5933.pdf). 4. *The Impedance Measurement Handbook. A Guide to Measurement Technology and Techniques.* Agilent Technologies, Inc. Printed in USA, (2006), 5950-3000. 5. Bate A. *Modern impedance measurement techniques* // *Electronics World, December, (2002), 12–18.* 6. Гаврилюк М.О., Хома В.В. *Активні перетворювачі “імпеданс-напруга”, інваріантні до впливу комутаційних елементів та під'єднувальних проводів* // *Вісник Нац. ун-ту “Львівська політехніка”.* – 2006. – № 551. – С.19–26. 7. *Достал И. Операционные усилители: Пер. с англ.* – М.: Мир, 1982. – 512 с. 8. *Соклоф С. Аналоговые интегральные схемы: Пер. с англ.* – М.: Мир, 1988. – 583 с.