

Ю. В. Хома, В. В. Хома

Національний університет «Львівська політехніка», Львів, Україна

## РОЗРОБЛЕННЯ ЦИФРОВОГО ЕКВАЛАЙЗЕРА ДЛЯ БІОСЕНСОРА ПОРТАТИВНОГО АНАЛІЗАТОРА БІОІМПЕДАНСУ

**Анотація.** У статті описано новий підхід до побудови портативного частотного аналізатора біоімпеданса. Новизна підходу полягає у синтезі алгоритмів коригування, які виконують функцію цифрового еквалайзера із вирівнювання частотної характеристики сенсора біоімпедансу. Реалізація підходу дає змогу більш ніж на два порядки розширити діапазон робочих частот без ускладнення структури частотного аналізатора біоімпедансу. **Предметом дослідження** є метод побудови низькозатратного частотного аналізатора біоімпеданса для персонального застосування у домашніх умовах зокрема як носимого пристрою. **Мета дослідження** – розроблення нового підходу до побудови біосенсора, як базового компонента портативного частотного аналізатора біоімпедансу. Новий підхід базується на максимальному спрощенні аналогової частини біосенсора і використанні обчислювальних засобів для коригування динамічних похибок вимірювального каналу. Ключовим аспектом для реалізації такого підходу є синтез функції цифрового еквалайзера у вигляді алгоритмів коригування динамічних похибок. **Результати.** Обґрунтовано доцільність побудови сенсора біоімпедансу за методом автоматичного балансування моста. Показано, що основною проблемою на цьому шляху є динамічні похибки, які обмежують діапазон робочих частот. Проаналізовано частотну передатну функцію автокомпенсаційного перетворювача і виділено три найбільш істотні джерела динамічних похибок. Формалізовано передатну функцію, де дестабілізуючі впливи представлено трьома коефіцієнтами. Запропоновано методологію синтезу алгоритмів коригування «сирих» результатів вимірювання, які, по суті, реалізують функцію цифрового еквалайзера. Підкреслено, що імплементація цифрового еквалайзера не потребує змін у структурі сенсора біоімпедансу, а лише залучає обчислювальну потужність, яку вже мають сучасні вимірювальні засоби. Досліджено ефективність алгоритмів коригування в діапазоні частот від 10 Гц до декількох МГц шляхом симуляції сенсора біоімпедансу на моделі Pspice. Результати досліджень показали можливість розширення діапазону робочих частот більш ніж на дві частотні декади. **Висновки.** Показано необхідність розроблення цифрового еквалайзера для портативного аналізатора біоімпедансу. Запропоновано інноваційний підхід щодо зменшення динамічних похибок на основі синтезу та використання алгоритмів коригування. Досліджено ефективність синтезованих алгоритмів і показано можливість істотного розширення діапазону робочих частот портативного аналізатора біоімпедансу.

**Ключові слова:** портативний частотний аналізатор біоімпеданса; біосенсор; автокомпенсаційний перетворювач; цифровий еквалайзер; алгоритми коригування динамічних похибок.

### Вступ

Імпедансна спектроскопія є потужним інструментом дослідження, що широко використовується в не лише у науці [1] і технологіях для контролю технічних об'єктів [2, 3], але також і у медицині для діагностики захворювань і моніторингу стану здоров'я [4, 5]. Ідея методу спирається на вимірювання частотної залежності складових імпеданса та її представлення діаграмами Боде чи Найквіста. На основі спектру імпедансу виконують параметричну ідентифікацію об'єкта, який моделюється за допомогою електричної схеми заміщення.

Використання імпедансної спектроскопії для багаточастотного аналізу біоімпедансу, має свою специфіку, зумовлену як природою біооб'єкта, так і завданнями дослідження. Серед поширених застосувань біоімпедансної спектроскопії можна назвати вимірювання індексу маси тіла за вмістом води, жирових тканин та ін. [6], моніторинг рівня глюкози за зміною провідності крові [7], контроль кровонаповнення окремих органів і ділянок тіла [8].

На цей час існує запит на застосування біоімпедансної спектроскопії також в домашніх умовах, зокрема і у варіанті носимих електронних пристроїв [9, 10]. Це ставить додаткові вимоги щодо мінімізації та здешевлення частотних аналізаторів біоімпедансу. З огляду на доступність для користувачів обчислювальної потужності у вигляді ноутбуків, смартфонів, хмарних сервісів, основний акцент зміщується

на розроблення біосенсорної частини, призначеної для формування стимулів і аналізу сигналів відгуку, що несуть інформацію про біоімпеданс.

**Аналіз проблеми та наукових публікацій.** Існує декілька методів побудови багаточастотних вимірювачів імпеданса, кожен з яких має свої переваги та недоліки. Так званий метод моста з автоматичним балансуванням є простим у реалізації та поєднує в собі низку інших переваг, насамперед високу швидкість, що є визначальним у його виборі для побудови біосенсора [11, 12].

Суть методу автоматичного балансування полягає у наступному [11]. В результаті збудження синусоїдальною напругою  $E$  об'єкта з імпедансом  $Z_X$  через нього протікає струм  $I_Z$ . Цей струм врівноважується струмом  $I_R$ , що формується перетворювачем струму в напругу ( $I/U$ ), побудованим на операційному підсилювачі (ОП) із резистором діапазону  $R_O$  у колі зворотного зв'язку. Якщо припустити ідеальні параметри ОП, потенціал  $\Delta U$  на низькому терміналі (званий віртуальною землею) дорівнює нулю, тому падіння напруги  $U_Z$  на вимірюваному імпедансі таке ж, як і сигнал збудження  $E$ . Отже, вимірюваний імпеданс можна обчислити за формулою:

$$Z_X = -R_O \cdot (U_Z / U_R). \quad (1)$$

Для вимірювання комплексних напруг  $U_Z$  та  $U_R$  використовується векторний вольтметр, який керується опорними сигналами із фазами 0 та 90° для

виділення дійсних та уявних компонент ( $A$  і  $j \cdot B$ ) напруги  $U_Z$  та компонент ( $C$  і  $j \cdot D$ ) напруги  $U_R$ . Таким чином, активну складову  $R$  і реактивну  $X$  вимірюваного імпедансу  $Z_X$  можна визначити із таких рівнянь [11]:

$$R = R_0 \frac{A \cdot C + B \cdot D}{C^2 + D^2}; \quad X = R_0 \frac{B \cdot C - A \cdot D}{C^2 + D^2}. \quad (2)$$

Розвиток технології інтегральних схем, включаючи методи цифрової обробки сигналів, дає змогу високочастотного синтезу і вимірювання ортогональних компонент напруги в широкому діапазоні частот [3, 13, 14]. Наприклад, у перетворювачах AD5933 і AD5934 фірми Analog Devices використовується дискретний алгоритм перетворення Фур'є для вимірювання компонентів імпедансу [15, 16]. Основним джерелом похибок вимірювання в цьому випадку є вимірювальний каскад із автоматичним балансуванням – автокомпенсаційний перетворювач імпедансу у напругу.

Аналіз показує [11, 14, 17], що похибки автокомпенсаційного перетворювача мають динамічну природу, оскільки вони є результатом накопичення заряду у паразитарних ємностях операційного підсилювача, що, серед іншого, призводить до того, що потенціал віртуальної землі  $\Delta U \neq 0$ . Тому напругу  $U_Z$  слід розділити, використовуючи різницевої підсилювач, як різницю потенціалів на високих і низьких терміналах (клеммах до яких підключено досліджуваній об'єкт). Однак це рішення можна використовувати на частотах нижче 100 кГц [11].

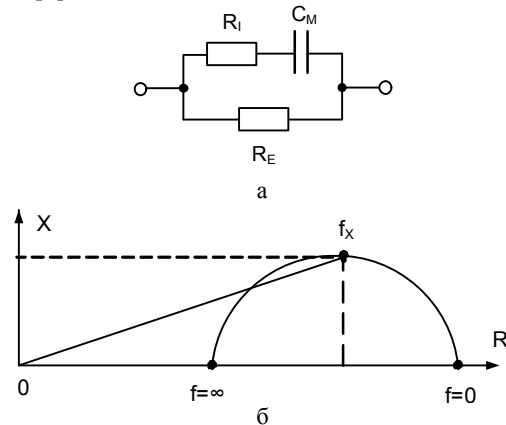
Підвищення точності вимірювання імпедансу в діапазоні частот понад 100 кГц можливе за рахунок структурних змін перетворювача  $I/U$ . Наприклад, фірма Keysight Technologies (раніше Agilent) розбудовує перетворювач  $I/U$ , вводячи детектор нуля, фазочутливі детектори, інтегратори та векторні модулятори, чим забезпечується високий рівень підсилення для високих частот (аж до 120 МГц) [11].

Таким чином, у відомих частотних аналізаторах біоімпеданса є необхідність вимірювати відношення двох комплексних напруг  $U_R$  та  $U_Z$  згідно рівняння (2). Це вимагає часової надмірності та забезпечує вимірювання опорів лише до 100 кГц. Розширення діапазону частот понад 100 кГц можливе за рахунок додаткової розбудови перетворювача  $I/U$ , тобто це досягається за рахунок збільшення складності обладнання. Обидва підходи неприйнятні для побудови простого і дешевого частотного аналізатора біоімпедансу, призначеного для персонального застосування у домашніх умовах, зокрема і у варіанті носимих пристроїв.

**Постановка завдання.** Метою статті є розроблення нового підходу до побудови біосенсора, як базового компонента портативного частотного аналізатора біоімпедансу. Новий підхід базується на максимальному спрощенні аналогової частини біосенсора і використанні обчислювальних засобів для коригування динамічних похибок вимірювального каналу. Ключовим аспектом для реалізації такого підходу є синтез функції цифрового еквалайзера у вигляді алгоритмів коригування динамічних похибок.

## Виклад основного матеріалу дослідження

**Архітектура портативного аналізатора біоімпедансу.** Задачі вимірювання біоімпедансу базуються на здатності біологічних тканин, в тому числі і тіла людини проводити електричний струм. Основними носіями заряду в біооб'єктах є іони. Жива біологічна тканина є неоднорідним провідником із резистивно-ємнісним характером імпедансу, яка добре моделюється електричною схемою заміщення, зображеною на рис. 1, а. Елементи на цій схемі мають такий фізичний зміст:  $R_E$  – зовнішній опір клітин,  $R_I$  – внутрішній опір клітин,  $C_M$  – ємність мембрани [6].



**Рис. 1.** Модель біоімпеданса за Коула-Коулом (а) та частотна залежність активного і реактивного опорів біооб'єкту (б)

Залежно від задачі дослідження частота зондувального сигналу може змінюватися у широких межах – від 1 кГц до 1 МГц. Важливою характеристикою електричного імпедансу тканин є відношення їх ємнісного  $X$  і активного  $R$  опорів –  $\tan \varphi = X/R$ . Фазовий кут  $\varphi$  характеризує зсув фази змінного струму, що протікає через об'єкт, відносно спаду напруги на ньому. На рис. 1, б зображено залежність між активним і реактивним опором при зміні частоти зондувального сигналу від 0 до  $+\infty$  (так званий графік Коула-Коула). Частота, на якій спостерігається максимальне значення реактивної складової біоімпедансу, називається характеристичною.

Значення активної і реактивної складових біоімпедансу залежать від досліджуваної ділянки тіла, способу накладання, типу електродів та їх площі. Наприклад, типові  $X$  і  $R$  при вимірюванні імпедансу всього тіла складають  $20 \div 80$  і  $200 \div 800$  Ом відповідно. Значення  $\varphi$  на частоті 50 кГц складає в нормі  $7,6 \pm 1,0^\circ$  у чоловіків та  $6,9 \pm 1,3^\circ$  у жінок. Межі вимірювання фазового кута можуть змінюватися від 3 до  $10^\circ$ . За сучасними уявленнями пониження значення ємнісного опору зв'язують із порушенням діелектричних властивостей мембран клітин та збільшенням долі пошкоджених клітин в організмі. І, навпаки, підвищені значення  $X_C$  відображають кращий стан мембран клітин. На основі цього вважають, що чим більше значення фазового кута, тим кращий стан організму [6].

Вимірювання біоімпедансу має відповідати жорстким нормам безпеки від ураження електричним струмом (стандарт IEC60601). Це накладає

певні обмеження до рівнів сигналів зондування, а відтак вимагає застосування відповідних методів забезпечення завадостійкості вимірювань. Реалізацію портативного частотного аналізатора біоімпедансу у загальному вигляді зображено на рис. 2.



Рис. 2. Архітектура портативного частотного аналізатора біоімпедансу

Ключовим структурним компонентом частотного аналізатора є сенсор біоімпедансу. До функцій цього пристрою входить формування зовнішнього стимулу у вигляді зондувального синусоїдального сигналу, а також вимірювання біопотенціалів на поверхні досліджуваної ділянки тіла, які є відгуком на зондування. У сенсорі біоімпеданса відбувається низка важливих вимірювальних перетворень, спрямованих на формування результатів вимірювання активної і реактивної складових біоімпеданса для кожного значення частоти зондувального сигналу.

Процес вимірювання відбувається у складних умовах, через різні дестабілізуючі впливи зовнішнього і внутрішнього походження. Це вимушує застосовувати як відомі, так і нові методи кондиціонування вимірювального сигналу. Одним із таких є запропонований авторами метод вирівнювання частотної характеристики сенсора біоімпедансу. Цей метод імплементовано у мікроконтролері у вигляді алгоритмів коригування динамічних спотворень у результатах вимірювання складових біоімпедансу, що надходять із сенсора. У статті представлено методологію синтезу цих алгоритмів та досліджено їх ефективність.

Відкориговані значення активної і реактивної складових біоімпеданса через комунікаційний модуль передаються на комп'ютер із спеціалізованим програмним забезпеченням для подальшого аналізу та інтерпретації результатів дослідження. Залежно від сценарію використання можливі різні варіанти реалізації комунікації і комп'ютерного опрацювання: через порт USB на ноутбуку, через Bluetooth на смартфоні або далі в хмарному середовищі. На основі вимірних значень активної та реактивної складових можна обчислити первинні параметри  $R_E$ ,  $R_I$  і  $C_M$  електричної схеми заміщення (рис. 1,а), а враховуючи наявність залежності параметрів біоімпеданса від частоти низку інших важливих біомедичних показників.

**Структура і принцип роботи сенсора для портативного аналізатора біоімпедансу.** Як показав огляд літературних джерел, динамічні похибки є серйозним бар'єром на шляху побудови малозатратного частотного аналізатора біоімпеданса. З огляду на це у роботі запропоновано іновативний підхід до розширення діапазону робочих частот аналізатора

біоімпеданса, який не потребує ні апаратної, ні часової надлишковості. Його суть полягає в програмному коригуванні впливу динамічних похибок, що вимагає лише залучення відповідної обчислювальної потужності, якою володіють сучасні вимірювальні пристрої. Для реалізації такого підходу потрібно насамперед синтезувати відповідні алгоритми коригування.

Запропонований метод коригування впливу динамічних похибок може бути використаний для побудови сенсорної частини аналізатора біоімпеданса, блок-схема якого показана на рис. 3.

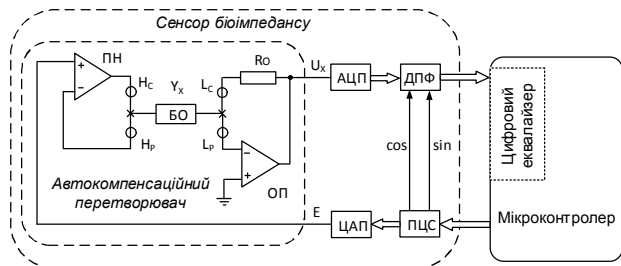


Рис. 3. Структурна схема біосенсора на основі методу автобалансування

Аналогова частина аналізатора біоімпеданса, що реалізує метод автоматичного балансування моста, побудована за допомогою перетворювача I/U на основі ОП, резистора діапазону  $R_O$  і повторювача напруги (ПН). Біооб'єкт підключається до вимірювальної системи за допомогою двох кабелів струму ( $H_C$  та  $L_C$ ) та двох потенціальних кабелів ( $H_P$  та  $L_P$ ). Використання повторювача напруги з боку терміналу з вищим потенціалом (літера  $H$ ) забезпечує незмінність впливу паразитарних параметрів цих проводів на точність вимірювання імпедансу. Вплив паразитарних параметрів кабеля  $L_C$  можна усунути під час калібрування вимірювального контуру. А от вплив імпеданса кабеля  $L_P$  є обмеженим, оскільки додається до високого вхідного опору операційного підсилювача.

Напруга  $U_X$  на виході аналогової частини в першому наближенні (з погляду можливих динамічних похибок) пропорційна не імпедансу  $Z_X$  досліджуваного біооб'єкта, а оберненій до нього величині – адмітансу  $Y_X$ :

$$U_X \approx -Y_X \cdot R_O \cdot E = [G_X \cdot R_O + jB_X \cdot R_O] \times E, \quad (3)$$

де  $G_X$  і  $B_X$  – відповідно активна і реактивна складові адмітанса.

Таким чином, значення складових адмітанса отримують як результати синфазних та квадратурних вимірювань компонент напруги  $U_X$  щодо зондувального сигналу  $E$ . Для цього миттєві значення цієї напруги перетворюються в цифрову форму  $U_X(n)$  з використанням АЦП. Блок цифрової обробки сигналу (Digital Signal Processing - DSP), керований ортогональними опорними цифровими сигналами  $\sin$  і  $\cos$ , розкладає комплексну напругу  $U_X$  на дійсну та уявну частини за алгоритмом дискретного перетворення Фур'є (Discrete Fourier Transform - DFT) [15, 16]:

$$M_1 = \text{real}(U_X) = \sum_{n=0}^{N-1} U_X(n) \cdot \cos(2\pi f n T_S) \quad (4,а)$$

$$M_2 = \text{imag}(U_X) = \sum_{n=0}^{N-1} U_X(n) \cdot \sin(2\pi f n T_S) \quad (4,б)$$

де  $T_S$  – період вибірки;  $n$  – номер вибірки в блоці;  $N$  – загальна кількість вибірок у блоці;  $\cos(n)$  і  $\sin(n)$  – вибірки опорних векторів, що забезпечують ядром DDS у точці  $f$ .

Якщо дотримано умови збіжності фаз сигналу збудження  $E$  та опорного сигналу  $\cos(n)$ , отримані згідно виразів (4) величини  $M_1$  і  $M_2$  відображають активну і реактивну складові адмітанса біооб'єкта:

$$M_G = M_1 \quad \text{і} \quad M_B = M_2 \quad (5)$$

Тестовий сигнал  $E$  та опорні сигнали  $\sin$  та  $\cos$  генеруються за методом прямого цифрового синтезу (Direct Digital Synthesis - DDS), який забезпечує перелаштування частоти з дрібним кроком зі збереженням високої стабільності [14, 18, ]. ЦАП використовується для формування напруги збудження  $E$ .

На основі складових адмітанса  $G$  і  $B$  зручніше описати властивості біооб'єктів із паралельною еквівалентною схемою, а, якщо необхідно, за допомогою звичайних обчислень на ПК, можна отримати параметри імпедансу (опір  $R$  та реактивність  $X$ ) для послідовної еквівалентної схеми [11].

Особливістю пропонованого рішення сенсора біоімпеданса, порівняно з відомими, є одноканальний тракт вимірювання, що вигідно для побудови простих частотних аналізаторів біоімпедансу.

**Аналіз та формалізація математичної моделі сенсора біоімпеданса.** Математичну модель будь-якої операційної схеми з операційним підсилювачем, яка повністю враховує її властивості в частотній області, можна звести до канонічної форми передатної функції [20]:

$$H = \left( H_\infty + \frac{H_0}{A \cdot \beta} \right) \cdot \frac{1}{1 + (A \cdot \beta)^{-1}}, \quad (6)$$

де  $A$  - підсилення ОП з відкритим контуром;  $\beta$  - коефіцієнт зворотного зв'язку операційної схеми;  $H_\infty$  - ідеалізована передатна функція операційної схеми із замкнутим контуром за нескінченно великого підсилення  $A = \infty$ ;  $H_0$  - передатна функція операційної схеми, що відображає ефект прямого проходження сигналу за відсутності підсилення  $A = 0$ .

Для випадку операційної схеми біосенсора, побудованої за методом автобалансування (рис. 4), можна конкретизувати вищезазначені елементи рівняння (6). Ідеалізований коефіцієнт підсилення замкнутого контура визначається відношенням опорів  $Z_2 = R_O$  у колі зворотного зв'язку ОП та на його вході  $Z_1 = Z_X$ :

$$H_\infty = -\frac{Z_2}{Z_1} = -\frac{R_O}{Z_X} = -R_O Y_X. \quad (7)$$

У наведеному вище рівнянні імпеданс подано у вигляді його зворотного значення - як адмітанс  $Y_X = 1 / Z_X$ , що дозволяє замінити ділення на добуток.

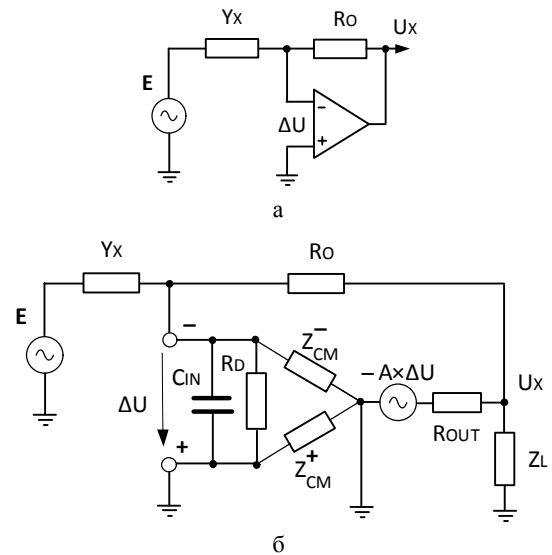


Рис. 4. Схема автокомпенсаційного перетворювача (а) та еквівалентна схема (б) для визначення передатної функції із замкнутим контуром

Обмежена динаміка операційного підсилювача призводить до появи динамічних похибок перетворювача  $U/I$  та їх зростання у міру збільшення частоти зондувального сигналу. Як результат, обчислені в блоці DSP значення  $M_G$  та  $M_B$  лише в першому наближенні представляють активну і реактивну складові адмітанса біооб'єкта. З метою зменшення цих похибок “сирі” результати вимірювань  $M_G$  та  $M_B$  обробляються комп'ютером за допомогою спеціальних алгоритмів, що дає можливість розширити діапазон робочих частот аналізатора біоімпеданса.

У свою чергу, вираз  $H_0(A \cdot \beta)$  у формулі (6) в основному враховує пряме проходження сигналу, зумовлене ненульовим значенням вихідного імпедансу ОП  $R_{OUT} \neq 0$ , а для розглянутого автокомпенсаційного перетворювача це описується такою формулою:

$$\frac{H_0}{A \cdot \beta} = \frac{R_{OUT}}{A \cdot Z_1} = \frac{R_{OUT} \cdot Y_X}{A}. \quad (8)$$

Більшість операційних підсилювачів мають частотний коефіцієнт підсилення, який можна досить точно апроксимувати простим однополосним відгуком [20, 21]:

$$A = \frac{A_0}{1 + j(f/f_T) A_0}, \quad (9)$$

де  $A_0$  - підсилення відкритого контура на постійному струмі;  $f_T$  - частота одиничного підсилення;  $f$  - частота зондувального сигналу.

Відповідно до означення, коефіцієнт зворотного зв'язку  $\beta$  є відношенням внутрішньої вхідної напруги ОП  $\Delta U$  до внутрішньої вихідної напруги  $E_{OUT}$ , тобто являє собою коефіцієнт пропускання пасивного діляника, на вході якого є напруга  $E_{OUT}$ , а на виході -  $\Delta U$ . Коефіцієнт  $\beta$  враховує більшість реальних параметрів ОП і має вирішальний вплив на поведінку операційної схеми в частотній області. Оскільки у формулах (6) та (8) коефіцієнт  $\beta$  зустрічається

лише в знаменнику, простіше використовувати його зворотне значення, тобто  $1/\beta$ :

$$\frac{1}{\beta} = \left(1 + \frac{Z_2}{Z_1} + \frac{Z_2}{Z_P}\right) \left(1 + \frac{R_{OUT}}{Z_L}\right) + \frac{R_{OUT}}{Z_1} + \frac{R_{OUT}}{Z_P}, \quad (10)$$

де  $Z_L$  - опір навантаження;  $Z_P = 1/Y_P = Z_D || Z_S$  - вхідний еквівалентний імпеданс;  $Z_D$  і  $Z_S$  - диференціальний і синфазний вхідні імпеданси ОП.

Замінивши за допомогою виразів (7), (8) та (10) відповідні величини у формулі (6), отримуємо реальну функцію перетворення моста автобалансування, що включає параметри контура ОП і зворотного зв'язку та відображає джерела частотних похибок:

$$H = - \frac{Y_X R_O - Y_X R_{OUT} / A}{1 + \frac{1}{A} \left[ \frac{(1 + Y_X R_O + Y_P R_O) \left(1 + \frac{R_{OUT}}{Z_L}\right) + Y_X R_{OUT} + Y_P R_{OUT}}{\text{real}(H) + j \cdot \text{imag}(H)} \right]} = \quad (11)$$

Рівняння (11) є досить складним, що утруднює його використання в інженерній практиці. Тому варто запровадити деякі спрощення, які суттєво не вплинуть на адекватність моделі. Перш за все, компонентом  $R_{OUT}/Z_L$  можна знехтувати, оскільки значення вихідного опору операційних підсилювачів коливаються до декількох десятків Ом, а імпеданс навантаження може мати сотні кілоомів і більше, тобто  $R_{OUT}/Z_L \ll 1$ . У виразі (9) член  $1/A_0$  також може бути опущений через те, що на частотах, де динамічні похибки вже помітні, його значення буде незначним порівняно з відношенням  $f/f_T$ .

Слід також зазначити, що у згаданому діапазоні частот вхідна ємність підсилювача операційного підсилювача  $C_{IN}$  буде шунтувати диференціальний  $R_D$  і синфазний  $R_S$  вхідні опори ОП, тому вираз для  $Z_P$  можна записати як:

$$Z_P = \frac{R_D R_{S-}}{2 + j\omega C_{IN} R_D R_{S-}} \approx \frac{1}{j\omega C_{IN}}. \quad (12)$$

Крім того, якщо добуток  $Y_X \cdot R_0$  винести за дужки у чисельнику виразу (10), то реальна передатна функція автокомпенсаційного перетворювача набуває такого вигляду:

$$H = \frac{-Y_X R_O \left(1 - j \frac{f}{f_T} \cdot \frac{R_{OUT}}{R_O}\right)}{1 + j \frac{f}{f_T} \left[ \frac{1 + Y_X R_O + j\omega C_{IN} R_O + Y_X R_{OUT} + j\omega C_{IN} R_{OUT}}{\text{real}(H) + j \cdot \text{imag}(H)} \right]}. \quad (13)$$

Дослідження адекватності отриманої спрощеної моделі автокомпенсаційного перетворювача (13) показало, що розбіжність із повною моделлю (11) не перевищує 0,01% в смузі частот до  $f = 0,1 \times f_T$ . Крім того, порівняльний аналіз функцій перетворення схеми на основі ідеального операційного підсилювача (7) та побудованого на ОП з реальними параметрами (13) виявив, що найбільш значущими джерелами похибок є: зменшення коефіцієнта підсилення  $A$  у міру збільшення частоти, вплив вихідного імпедансу  $R_{OUT}$  операційного підсилювача та вплив його вхідної ємності  $C_{IN}$ .

Щоб простежити природу зв'язку між різними параметрами операційної схеми у виразах чисельника і знаменника, сформалізуємо модель (13) шляхом введення описаних нижче символічних змінних. Добуток  $Y_X \cdot R_0$  можна інтерпретувати як нормовані результати вимірювання імпедансу, тому вони були позначені:

$$Y_X \cdot R_0 = G + j \cdot B, \quad (14)$$

де  $G$  і  $B$  - відповідно нормалізовані активна і реактивна компоненти адмітанса біооб'єкта.

Відношення вихідного опору  $R_{OUT}$  до опору резистора діапазону  $R_O$  позначається незалежно від частоти змінною  $D$ , тоді як добуток вхідної ємності  $C_{IN}$  у формалізованій моделі представлено змінною  $C$ , пропорційно залежною від частоти:

$$D = \frac{R_{OUT}}{R_O}, \quad (15)$$

$$C = \omega C_{IN} R_O. \quad (16)$$

А відношення частоти одиничного підсилення до частоти сигналу вибірки позначено як:

$$K = f_T / f. \quad (17)$$

Таким чином, формалізована математична модель моста автобалансування з урахуванням змінних (14) ÷ (17) виражається рівнянням:

$$H = - \frac{(G + jB) \left(1 - j \frac{D}{K}\right)}{1 + j \frac{1}{K} \left[ \frac{1 + (G + jB) + jC + Y_X R_{OUT} + j\omega C_{IN} R_{OUT}}{\text{real}(H) + j \cdot \text{imag}(H)} \right]}. \quad (18)$$

Добутки  $Y_X R_{OUT}$  і  $\omega C_{IN} R_{OUT}$  також можуть бути виражені змінними  $D$  і  $C$  таким чином:

$$Y_X R_{OUT} = Y_X R_O \frac{R_{OUT}}{R_O} = D(G + jB), \quad (19)$$

$$\omega C_{IN} R_{OUT} = \omega C_{IN} R_O \frac{R_{OUT}}{R_O} = C \cdot D; \quad (20)$$

остаточно формалізована математична модель моста з автоматичним балансуванням набуває вигляду:

$$H = \frac{(G + jB) \left(1 - j \frac{D}{K}\right)}{1 + j \frac{1}{K} [1 + (G + jB)(1 + D) + jC(1 + D)]}. \quad (21)$$

Кожна зі змінних  $K$ ,  $C$  і  $D$  в моделі (21), відображає одне з трьох основних джерел динамічної похибки, що виникає в автокомпенсаційному перетворювачі (про які зазначалося вище):

- змінна  $K$  - зменшення коефіцієнта підсилення операційного підсилювача з ростом частоти  $f$ ;
- змінна  $C$  - шунтування вхідною ємністю  $C_{IN}$  вхідного імпеданса операційного підсилювача;
- змінна  $D$  - пряме проходження сигналу від входу до виходу операційної схеми за рахунок ненульового значення вихідного опору ОП.

**Концептуалізація синтезу функції цифрового еквалайзера для коригування динамічних похибок частотного аналізатора біоімпеданса.** Функцію цифрового еквалайзера можна представити алгоритмами коригування результатів вимірювання складових адмітанса біооб'єкта з метою зменшення впливу динамічних похибок вимірювального каналу. Вихідним пунктом синтезу алгоритмів коригування буде отримана в попередньому розділі формалізована модель (21). Виділимо дійсну частину  $P$  і уявну частину  $Q$ :

$$H = P + j \cdot Q = \frac{(G + jB) \left(1 - j \frac{D}{K}\right)}{1 + j \frac{1}{K} [1 + (G + jB)(1 + D) + jC(1 + D)]}. \quad (22)$$

Це означає, що значення  $P$  і  $Q$  можна інтерпретувати як "приблизні" результати вимірювання імпедансу, оскільки "ідеальними" результатами відповідно до (7) та (14) є

$$H_{\infty} = -Y_X \cdot R_O = G + j \cdot B. \quad (23)$$

Синтез алгоритмів корекції включає такі етапи. Спочатку позбудемося знаменника у виразі (22), помноживши на нього праву та ліву сторони:

$$\begin{aligned} P + jQ + j \frac{(P + jQ)}{K} \times \\ \times [1 + (G + jB)(1 + D) + jC(1 + D)] = \\ = (G + jB) \left(1 - j \frac{D}{K}\right). \end{aligned} \quad (24)$$

Записуючи окремо дійсні та уявні частини у наведеному вище виразі, отримуємо систему двох рівнянь у дійсних числах:

$$\begin{cases} P - \frac{P}{K}(B + C)(1 + D) - \frac{Q}{K}[1 + G(1 + D)] = G + B \frac{D}{K}; \\ Q - \frac{Q}{K}(B + C)(1 + D) + \frac{P}{K}[1 + G(1 + D)] = B - G \frac{D}{K}. \end{cases} \quad (25)$$

Перегрупуємо вирази відносно  $G$  і  $B$  і перемістивши незалежні змінні вліво, отримуємо:

$$\begin{cases} G \left[1 + Q \frac{(1 + D)}{K}\right] + B \frac{[D + P(1 + D)]}{K} = \\ = P \left[1 - C \frac{(1 + D)}{K}\right] - \frac{Q}{K}; \\ -G \frac{[D + P(1 + D)]}{K} + B \left[1 + Q \frac{(1 + D)}{K}\right] = \\ = Q \left[1 - C \frac{(1 + D)}{K}\right] + \frac{P}{K}. \end{cases} \quad (26)$$

Вводячи наступні позначення

$$\begin{aligned} a = 1 + Q \frac{(1 + D)}{K}, \quad c = P - P \cdot C \frac{(1 + D)}{K} - \frac{Q}{K}, \\ b = P \frac{(1 + D)}{K}, \quad d = Q - Q \cdot C \frac{(1 + D)}{K} + \frac{P}{K} \end{aligned} \quad (27)$$

рішення цієї системи рівнянь можна записати у такому вигляді:

$$G = \frac{a \cdot c - b \cdot d}{a^2 + b^2}, \quad B = \frac{b \cdot c + a \cdot d}{a^2 + b^2}. \quad (28)$$

Насправді, у нас немає величин  $P$  і  $Q$ , оскільки вони представляють реальні та уявні компоненти спрощеної моделі (13). "Сирими" результатами вимірювань є відповідні  $\text{real}\{H\}$  та  $\text{imag}\{H\}$  компоненти передатної функції повної моделі (11), які на практиці можна отримати, використовуючи односторонче дискретне перетворення Фур'є для квадратурного розкладу напруги  $U_X$ , як у рівнянні (4):

$$\text{real}\{H_{\infty}\} = M_G \quad \text{і} \quad \text{imag}\{H_{\infty}\} = M_B \quad (29)$$

Тому, якщо замінити у формулах (27)

$$P \rightarrow M_G = \text{real}\{H_{\infty}\} \quad \text{і} \quad Q \rightarrow M_B = \text{imag}\{H_{\infty}\}, \quad (30)$$

будуть отримані вирази алгоритмів коригування:

$$\tilde{G} = \frac{\tilde{a} \cdot \tilde{c} - \tilde{b} \cdot \tilde{d}}{\tilde{a}^2 + \tilde{b}^2} = N_G, \quad \tilde{B} = \frac{\tilde{b} \cdot \tilde{c} + \tilde{a} \cdot \tilde{d}}{\tilde{a}^2 + \tilde{b}^2} = N_B, \quad (31)$$

де  $\tilde{a} = 1 + M_B \frac{(1 + D)}{K}$ ;  $\tilde{b} = M_G \frac{(1 + D)}{K}$ ;

$$\tilde{c} = M_G - M_G \cdot C \frac{(1 + D)}{K} - \frac{M_B}{K};$$

$$\tilde{d} = M_B - M_B \cdot C \frac{(1 + D)}{K} + \frac{M_G}{K}. \quad (32)$$

Іншими словами, на вхід цифрового еквалайзера надходять результати вимірювань  $M_G$  та  $M_B$  спотворені динамічними похибками. Еквалайзер за синтезованими алгоритмами (31) і (32) виконує коригування і видає на вихід уточнені результати  $N_G$  та  $N_B$ , які є близькими до істинних значень складових  $G_X$  і  $B_X$  адмітанса  $Y_X$  досліджуваного біооб'єкта. Таким чином, синтезовані алгоритми коригування у неявному вигляді представляють функцію еквалайзера вимірювального каналу сенсора біоімпедансу.

**Методика і результати чисельного моделювання.** Основне призначення розроблених алгоритмів - коригування динамічних похибок, що виникають на етапі перетворення адмітанса  $Y_X$  на пропорційну комплексну напругу  $U_X$ . Тому важливо дослідити можливість розширення діапазону частот за допомогою цифрового еквалайзера у частотному аналізаторі біоімпеданса.

Для верифікації алгоритмів коригування використано прецизійний операційний підсилювач AD845 (Analog Devices) із такими параметрами:

$$A_0 = 100000; f_T = 16 \text{ МГц}; R_D = 10 \text{ МОм}; C_{IN} = 4 \text{ пФ}; R_{OUT} = 5 \text{ Ом}; R_S = 100 \text{ МОм}; R_L = 10 \text{ кОм} [22].$$

Опір зразкового резистора становив 10 кОм.

Спочатку на основі моделі (11) досліджено динамічні похибки автокомпенсаційного перетворювача, що виникають на фазовій площині  $G = G_X \times R_O = 0 \div 1,0$  та  $B = B_X \times R_O = 0 \div 1,0$ . Дві дестабілізуючі величини  $D$  і  $C$ , які відповідно до (15) і (16) мають контрверсійну залежність від зразкового опору  $R_O$ :  $C$  – пропорційну, а  $D$  – обернено пропорційну.

Резистор діапазону  $R_O = 10$  кОм відповідає піддіапазону вимірювання складових адмітанса від 0 до  $10^{-4}$  См.

Калібрування вимірювального каналу спрямоване на усунення адитивних та мультиплікативних похибок. Шляхом коригування нуля у режимі відкритого входу, тобто коли  $G = 0$  і  $B = 0$  усувають адитивну похибку. Для усунення мультиплікативної похибки вимірювання проводять в режимі калібрування за допомогою опорного резистора  $R_K = R_O$ , тобто  $G = 1$  і  $B = 0$ .

Найменш сприятливі умови вимірювання виникають, коли вимірювана складова адмітанса невелика відносно супутньої. Як показали результати чисельного моделювання динамічні похибки на частоті зондувального сигналу  $f = 1$  МГц сягають до 15%. Тому для подальшого аналізу обрано несприятливі умови, коли складова взірцевого резистора складає лише приблизно 10% від його модуля, що відповідало:

а) вимірюванню меншої за значенням активної складової  $G = G_X R_O = 10$  [μS] × 10 [кΩ] = 0,1 на тлі домінуючої реактивної

$$B = B_X R_O = 100$$
 [μS] × 10 [кΩ] = 1,0;

б) вимірюванню меншої за значенням реактивної складової  $B = B_X R_O = 10$  [μS] × 10 [кΩ] = 0,1 за домінуючої активної складової

$$G = G_X R_O = 100$$
 [μS] × 10 [кΩ] = 1,0.

Для оцінювання ефективності синтезованих алгоритмів використано відносні похибки вимірюван-

ня активної і реактивної складових адмітанса перед коригуванням

$$\delta_G = \left( \frac{M_G}{G} - 1 \right) \times 100\%, \quad \delta_B = \left( \frac{M_B}{B} - 1 \right) \times 100\% \quad (33)$$

і після застосування алгоритмів коригування

$$\varepsilon_G = \left( \frac{N_G}{G} - 1 \right) \times 100\%, \quad \varepsilon_B = \left( \frac{N_B}{B} - 1 \right) \times 100\%. \quad (34)$$

Величини  $M_G$  та  $M_B$  обчислено за формулами (11) та (29), тоді як  $N_G$  та  $N_B$  із формул (32).

Чисельне моделювання проведено на основі параметрів моделі PSpice операційного підсилювача AD845 в діапазоні частот від 10 Гц до декількох МГц. У табл. 1 і 2 подано результати обчислення похибок на вході ( $\delta_G, \delta_B$ ) і виході ( $\varepsilon_G, \varepsilon_B$ ) цифрового еквалайзера, у точках, які відповідають межах частотних декад. Крім того, у таблицях погрубленим кеглем виділено значення частот, на яких динамічні похибки досягають 1,0%.

На рис. 5 показано результати вимірювання складових адмітанса для візуалізації ефективності розширення діапазону частот біосенсора з використанням цифрового еквалайзера. Для забезпечення загальності результатів та здатності проводити порівняльний аналіз, частотні характеристики вимірювального каналу біосенсора подано за відносною шкалою  $f/f_T$ .

Таблиця 1 – Динамічні похибки вимірювання активної складової адмітанса  $Y_X = 10 + j 100$  [мкСм]

f, Hz	10	10 <sup>2</sup>	10 <sup>3</sup>	10 <sup>4</sup>	~1.2 × 10 <sup>4</sup>	10 <sup>5</sup>	10 <sup>6</sup>	~5.9 × 10 <sup>6</sup>
δ <sub>G</sub> , %	0.01	0.016	0.08	0.8	<b>1.0</b>	7.6	88	<b>&gt;100</b>
ε <sub>G</sub> , %	0.01	0.01	0.01	0.01	<b>0.01</b>	0.017	0.09	<b>1.0</b>

Таблиця 2 – Динамічні похибки вимірювання реактивної складової адмітанса  $Y_X = 100 + j 10$  [мкСм]

f, Hz	10	10 <sup>2</sup>	10 <sup>3</sup>	~7.9 × 10 <sup>3</sup>	10 <sup>4</sup>	10 <sup>5</sup>	10 <sup>6</sup>	~4 × 10 <sup>6</sup>
δ <sub>B</sub> , %	-0.01	-0.016	-0.13	-1.0	-1.2	-12.5	>-100	>-100
ε <sub>B</sub> , %	-0.01	-0.01	-0.01	<b>-0.01</b>	-0.01	-0.013	-0.1	<b>-1.0%</b>

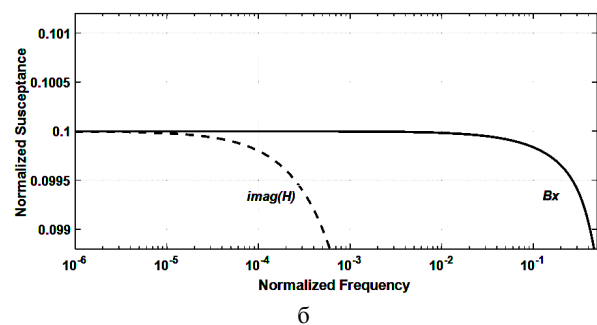
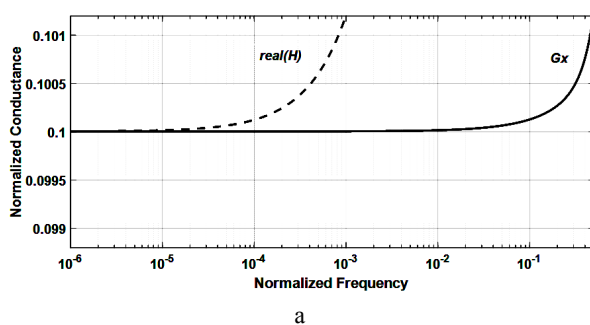


Рис. 5. Частотні характеристики вимірювального каналу біосенсора: (а) - вимірювання адмітанса  $Y_X = 10 + j 100$  [мкС], (б) - вимірювання адмітанса  $Y_X = 100 + j 10$  [μS], (пунктирна лінія – без еквалайзера, суцільна лінія – з еквалайзером)

Результати моделювання показують ефективність засосування цифрового еквалайзера для зменшення динамічних похибок біосенсора збудованого на простому автокомпенсаційному перетворювачі. Графіки на рис. 5 також ілюструють можливість розширення діапазону частот вимірювань. В обох гірших випадках, тобто коли значення вимірюваної складової становить всього десятину частину супутньої, похибки не перевищували 1% на

частотах зондувального сигналу до  $f = 0,4 f_T$  із цифровим еквалайзером, тоді як без еквалайзера ця межа була нижче ніж  $f = 0,001 f_T$ . Інтерпретуючи результати в абсолютних величинах, можна констатувати, що використання у еквалайзері синтезованих алгоритмів коригування (31), (32) дає можливість розширити діапазон частот імпедансу від приблизно 10 кГц до понад 4 МГц, якщо автокомпенсаційний перетворювач біосенсора реалізовано

на базі операційного підсилювача з частотою одичного підсилення  $f_T = 16$  МГц.

### Висновки

Імпедансна спектроскопія широко застосовується не лише у технічних галузях, але і у біомедицині дослідженнях. На цей час існує потреба у простих переносних аналізаторах біоімпедансу, що розширять спектр вирішуваних задач і можливість персонального застосування у домашніх умовах. Ключовим структурним елементом аналізатора є біосенсор, який забезпечує формування і вимірювання складових біоімпеданса. Метод автоматичного балансування моста є одним із найпростіших для побудови портативного сенсора біоімпеданса. Проте, щоб забезпечити можливість його застосування у широкому діапазоні частот потрібно вирішити проблему динамічних похибок.

Відомі методи розширення діапазону робочих частот базуються на введенні структурної або часової надлишковості, що не є ефективним для портативних аналізаторів біоімпедансу. У роботі запропоновано альтернативний іновачійний підхід, який базується на зменшенні динамічних похибок шляхом програмного коригування результатів вимірювання активної і реактивної складових біоімпеданса. По суті це функція еквалайзера, оскільки відбувається вирівнювання частотної характеристики вимірювального каналу біосенсора.

Характеристика еквалайзера є інверсною до функції перетворення вимірювального каналу, тому детально проаналізовано та виділено найбільш істотні джерела похибок. Отримана формалізована модель передатної характеристики автокомпенсаційного перетворювача біоімпедансу послужила основою для синтезу функції цифрового еквалайзера. Ця функція у неявному вигляді представлена алгоритмом коригування, процедуру синтезу яких покромо описано у роботі.

Еквалайзер імплементується на існуючих обчислювальних ресурсах (мікроконтролері) аналізатора імпедансу у вигляді алгоритмів коригування "сирих" результатів вимірювання складових адмітанса, отриманих із використанням автокомпенсаційного перетворювача. Тобто реалізація цифрового еквалайзера не вимагає ускладнення структури аналізатора, що важливо для його портативного виконання. Невідомі значення параметрів, що використовуються в алгоритмах коригування, обчислюють використовуючи результати отримані під час калібрування вимірювального каналу за допомогою зразкового резистора. Результати досліджень показали ефективність алгоритмів коригування - діапазон робочих частот можна значно розширити (приблизно в 500 разів). Отже, запропонований підхід на основі цифрового еквалайзера дає змогу зменшити вплив динамічних похибок і тим самим розширити діапазон робочих частот аналізатора біоімпедансу.

### СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. Barsoukov E., Macdonald J.R. Impedance spectroscopy: theory, experiment and application. N.Y.: Wiley. 2005. 616 p.
2. Lvovich V.F. Impedance spectroscopy. Application to Electrochemical and Dielectric Phenomena. New Jersey: A John Wiley & Sons Inc. 2012. 350 p.
3. Hoja J., Lentka G. A family of new generation miniaturized impedance analyzers for technical object diagnostic. *Metr. & Meas. Syst.* 2013. Vol. 20, No 1. pp. 43–52. DOI: <https://doi.org/10.2478/mms-2013-0004>.
4. Sami F.K., Mas S.M., Fatimah I. The Theory and Fundamentals of Bioimpedance Analysis in Clinical Status Monitoring and Diagnosis of Diseases. *Sensors*. 2014. No. 14, 10895-10928. DOI: <https://doi.org/10.3390/s140610895>.
5. Nowakowski A., Palko T., Wtorek J. Advances in electrical impedance methods in medical diagnostics. *Bull. Pol. Acad. Sci.-Tech. Sci.* 2005. Vol. 53, No. 5. pp. 231-243.
6. Николаев Д.В., Смирнов А.В., Бобринская И.Г., Руднев С.Г. Биоимпедансный анализ состава тела человека. М.: Наука, 2009. 392 с. ISBN 978-5-02-036696-1.
7. Li J., Igbe T., Liu Y. et al. An approach for noninvasive blood glucose monitoring based on bioimpedance difference considering blood volume pulsation. *IEEE Access*. 2018. Vol. 6, pp. 51119–51129, DOI: <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2018.2866601>.
8. Smajda M., Khoma V., Khoma Y., Otenko V. Zastosowanie technologii cyfrowego przetwarzania sygnałów w nowoczesnych układach reograficznych. *Przegląd Elektrotechniczny*. 2019. No. 11, pp. 231-237. DOI: <https://doi.org/10.15199/48.2019.11.54>.
9. Dutta A., Bera S.C., Das K.A. Non-invasive microcontroller based estimation of blood glucose concentration by using a modified capacitive sensor at low frequency. [Електронний ресурс]. *AIP Advances*. 2019. No. 9, 105027. Режим доступу: <https://DOI.org/10.1063/1.5116059>. (останнє звернення 03.04.2020).
10. Pope G.C., Halter R.J. Design and Implementation of an Ultra-Low Resource Electrodermal Activity Sensor for Wearable Applications. *Sensors*. 2019. Vol.19, 2450. DOI: <https://doi.org/10.3390/s19112450>.
11. Impedance Measurement Handbook. A guide to measurement technology and techniques. Application Note. 6th ed. [Електронний ресурс]. Keysight Technologies: USA, 2016, 140 p. Режим доступу: <https://www.keysight.com/zz/en/assets/7018-06840/application-notes/5950-3000.pdf> (останнє звернення 03.04.2020).
12. Хома В.В., Походило Є.В. Проблемно-орієнтовані засоби вимірювання імпедансу. Теорія і практика: монографія. Львів: Видавництво Львівської політехніки, 2013. 264 с. ISBN 978-617-607-433-5.
13. Matsiev L. Improving Performance and Versatility of Systems Based on Single-Frequency DFT Detectors Such as AD5933. *Electronics*. 2015. No. 4, pp. 1-34. DOI: <https://doi.org/10.3390/electronics4010001>.
14. Stadnyk B., Khoma Y. Improving the Accuracy of the Single Chip Impedance Analyzer for Sensor Applications. [Електронний ресурс]. *Sensors & Transducers*. 2013. Vol. 150, No. 3. pp. 27-31. Режим доступу: [https://www.sensorsportal.com/HTML/IFSA\\_Newsletter\\_March\\_February\\_2013.htm](https://www.sensorsportal.com/HTML/IFSA_Newsletter_March_February_2013.htm) (останнє звернення 05.03.2020)
15. AD 5933. 1 MSPS, 12 bit Impedance Converter, Network Analyzer. Preliminary Data Sheet [Електронний ресурс]. Режим доступу: [www.analog.com/UploadedFiles/Data\\_Sheets/AD5933.pdf](http://www.analog.com/UploadedFiles/Data_Sheets/AD5933.pdf) (останнє звернення 05.03.2020).
16. AD 5934, 250 KSPS, 12 Bit Impedance Converter Network Analyzer. Preliminary Data Sheet. Режим доступу: [www.analog.com/UploadedFiles/Data\\_Sheets/AD5934.pdf](http://www.analog.com/UploadedFiles/Data_Sheets/AD5934.pdf) (останнє звернення 05.03.2020).



17. Impedance Measurement Handbook. User's Guide. 1st ed. [Електронний ресурс]. HIOKI E.E. Corporation: 2018. 36 p. Режим доступу: [https://www.hioki.cn/ckeditor\\_assets/attachments/812/.pdf](https://www.hioki.cn/ckeditor_assets/attachments/812/.pdf) (останнє звернення 06.04.2020).
18. Analog Devices. A Technical Tutorial on Digital Signal Synthesis. [Електронний ресурс]. Режим доступу: [http://www.analog.com/static/imported-files/tutorials/450968421DDS\\_Tutorial\\_rev12-2-99.pdf](http://www.analog.com/static/imported-files/tutorials/450968421DDS_Tutorial_rev12-2-99.pdf) (останнє звернення 06.04.2020)
19. Low Power, 12.65 mW, 2.3 V to 5.5 V, Programmable Waveform Generator AD9833. DataSheet. [Електронний ресурс]. Режим доступу: <https://www.analog.com/media/en/technicaldocumentation/data-sheets/ad9833.pdf> (останнє звернення 09.02.2020).
20. Dostal J. Operational Amplifiers. 2nd ed. N. Y.: Butterworth-Heinemann. 1993. 387 p.
21. Jung W.G. Op Amp Applications Handbook. Elsevier. 2005. 895 p. ISBN 0-7506-7844-5.
22. AD845, Precision, 16 MHz CBFET Op Amp. DataSheet. [Електронний ресурс]. Режим доступу: <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/AD845.pdf> (останнє звернення 09.02.2019).

## REFERENCES

1. Barsoukov, E. and Macdonald, J.R. (2005), *Impedance spectroscopy: theory, experiment and application*, 2nd ed., Wiley, N.Y., 616 p.
2. Lvovich, V.F. (2012), *Impedance spectroscopy. Application to Electrochemical and Dielectric Phenomena*, A John Wiley & Sons Inc., New Jersey, 350 p.
3. Hoja, J. and Lentka, G. (2013), "A family of new generation miniaturized impedance analyzers for technical object diagnostic", *Metr. & Meas. Syst.*, Vol. 20, No. 1, pp. 43–52. DOI: <https://doi.org/10.2478/mms-2013-0004>.
4. Sami, F.K., Mas, S.M. and Fatimah, I. (2014), "The Theory and Fundamentals of Bioimpedance Analysis in Clinical Status Monitoring and Diagnosis of Diseases", *Sensors*, No. 14, pp. 10895-10928; DOI: <https://doi.org/10.3390/s140610895>.
5. Nowakowski, A., Palko, T. and Wtorek, J. (2005), "Advances in electrical impedance methods in medical diagnostics", *Bull. Pol. Acad. Sci.-Tech. Sci.*, Vol. 53, No. 5, pp. 231-243.
6. Nikolaev, D.V., Smirnov, A.V., Bobrynskaia Y.H., and Rudnev S.H. (2009), *Bioimpedansnyi analiz sostava tela cheloveka*, [Human Body Bioimpedance Analysis], Nauka, Moscow, 392 p., ISBN 978-5-02-036696-1.
7. Li, J., Igbe, T., Liu, Y. et al. (2018), "An approach for noninvasive blood glucose monitoring based on bioimpedance difference considering blood volume pulsation," *IEEE Access*, Vol. 6, pp. 51119–51129, DOI: <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2018.2866601>.
8. Smajda, M., Khoma, V., Khoma, Y. and Otenko, V. (2019). "Zastosowanie technologii cyfrowego przetwarzania sygnałów w nowoczesnych układach reograficznych". [A method of rheographic system design, that is based on the wide use of digital components], *Przegląd Elektrotechniczny*, No. 11, pp. 231-237. DOI: <https://doi.org/10.15199/48.2019.11.54> (In Polish).
9. Dutta, A., Bera, S. C. and Das, K. (2019), "A non-invasive microcontroller based estimation of blood glucose concentration by using a modified capacitive sensor at low frequency", *AIP Advances*, Vol. 9, No. 10, 105027, available at: <https://doi.org/10.1063/1.5116059> (last accessed April 3, 2020).
10. Pope, G.C. and Halter, R.J. (2019), "Design and Implementation of an Ultra-Low Resource Electrodermal Activity Sensor for Wearable Applications", *Sensors*, No. 19, 2450, DOI: <https://doi.org/10.3390/s19112450>.
11. Impedance Measurement Handbook. A guide to measurement technology and techniques. *Application Note*, 6th ed., Keysight Technologies, USA, 2016, 140 p., available at: <https://www.keysight.com/zz/en/assets/7018-06840/application-notes/5950-3000.pdf> (last accessed April 3, 2020).
12. Khoma, V.V., Pokhodylo, Ye.V. (2013), *Problemno-orientovani zasoby vymiruvannia imitansu. Teoriia i praktyka*, [Problem-oriented impedance meter. Theory and Practice: Monograph], Vydavnytstvo Lvivskoi politehniky, Lviv, 264 p., ISBN 978-617-607-433-5.
13. Matsiev, L. (2015), "Improving Performance and Versatility of Systems Based on Single-Frequency DFT Detectors Such as AD5933", *Electronics*, No. 4, pp. 1-34, DOI: <https://doi.org/10.3390/electronics4010001>.
14. Stadyk, B. and Khoma, Y. (2013), "Improving the Accuracy of the Single Chip Impedance Analyzer for Sensor Applications", *Sensors & Transducers*, Vol. 150, No. 3, pp. 27-31, available at: [https://www.sensorsportal.com/HTML/IFSA\\_Newsletter\\_March\\_February\\_2013.htm](https://www.sensorsportal.com/HTML/IFSA_Newsletter_March_February_2013.htm), (last accessed March 5, 2020).
15. AD 5933. 1 MSPS, 12 bit Impedance Converter, Network Analyzer. Preliminary Data Sheet, available at: [www.analog.com/UploadedFiles/Data\\_Sheets/AD5933.pdf](http://www.analog.com/UploadedFiles/Data_Sheets/AD5933.pdf) (last accessed March 5, 2020).
16. AD 5934, 250 KSPS, 12 Bit Impedance Converter Network Analyzer. Preliminary Data Sheet, available at: [www.analog.com/UploadedFiles/Data\\_Sheets/AD5934.pdf](http://www.analog.com/UploadedFiles/Data_Sheets/AD5934.pdf) (last accessed March 5, 2020)
17. Impedance Measurement Handbook. User's Guide, 1st ed., HIOKI E.E. Corporation, 2018, 36 p. available at: [https://www.hioki.cn/ckeditor\\_assets/attachments/812/.pdf](https://www.hioki.cn/ckeditor_assets/attachments/812/.pdf) (last accessed April 6, 2020).
18. A Technical Tutorial on Digital Signal Synthesis, Analog Devices, available at: [http://www.analog.com/static/imported-files/tutorials/450968421DDS\\_Tutorial\\_rev12-2-99.pdf](http://www.analog.com/static/imported-files/tutorials/450968421DDS_Tutorial_rev12-2-99.pdf) (last accessed April 6, 2020).
19. Low Power, 12.65 mW, 2.3 V to 5.5 V, Programmable Waveform Generator AD9833, DataSheet, available at: <https://www.analog.com/media/en/technicaldocumentation/data-sheets/ad9833.pdf> (last accessed February 9, 2020).
20. Dostal, J. (1993), *Operational Amplifiers*. 2nd ed., Butterworth-Heinemann, N. Y., 387 p.
21. Jung, W.G. (2005), *Op Amp Applications Handbook*, Elsevier, 895 p. ISBN 0-7506-7844-5.
22. AD845, Precision, 16 MHz CBFET Op Amp, DataSheet, available at: <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/AD845.pdf> (last accessed February 9, 2020).

Received (Надійшла) 14.04.2020

Accepted for publication (Прийнята до друку) 13.05.2020

## ВІДОМОСТІ ПРО АВТОРІВ / ABOUT THE AUTHORS

**Хома Юрій Володимирович** – кандидат технічних наук, старший викладач кафедри інформаційно-вимірвальних технологій, Національний університет "Львівська політехніка", Львів, Україна;

**Yuriy Khoma** – Candidate of Technical Sciences, Assistant Professor of Information and Measurement Technology Department, National University "Lviv Polytechnic", Lviv, Ukraine;  
e-mail: [khomay@gmail.com](mailto:khomay@gmail.com); ORCID ID: <http://orcid.org/0000-0002-4677-5392>.

**Хома Володимир Васильович** – доктор технічних наук, професор, професор кафедри захисту інформації, Національний університет “Львівська політехніка”, Львів, Україна;

**Volodymyr Khoma** – Doctor of Technical Sciences, Professor, Professor of Information Security Department, National University "Lviv Polytechnic", Lviv, Ukraine;  
e-mail: [volodymyr.v.khoma@lpnu.ua](mailto:volodymyr.v.khoma@lpnu.ua); ORCID ID: <http://orcid.org/0000-0001-9391-6525>.

### Разработка цифрового эквалайзера для биосенсора портативного анализатора биоимпеданса

Ю. В. Хома, В. В. Хома

**Аннотация.** В статье описан новый подход к построению портативного частотного анализатора биоимпеданса. Новизна подхода заключается в синтезе алгоритмов коррекции, которые выполняют функцию цифрового эквалайзера по выравниванию частотной характеристики сенсора биоимпеданса. Реализация подхода позволяет более чем на два порядка расширить диапазон рабочих частот без усложнения структуры частотного анализатора. **Предметом исследования** является метод построения низкочастотного частотного анализатора биоимпеданса для персонального применения в домашних условиях, в частности как носимого устройства. **Цель исследования** - разработка нового подхода к построению биосенсора, как базового компонента портативного частотного анализатора биоимпеданса. Новый подход основан на максимальном упрощении аналоговой части биосенсора и использовании вычислительных средств для коррекции динамических погрешностей измерительного канала. Ключевым аспектом для реализации такого подхода является синтез функции цифрового эквалайзера в виде алгоритмов коррекции динамических погрешностей. **Результаты.** Обоснована целесообразность построения сенсора биоимпеданса по методу автоматической балансировки моста. Показано, что при этом основной проблемой является динамические погрешности, ограничивающие диапазон рабочих частот. Проведен анализ частотной передаточной функции автокомпенсационного преобразователя и выделены три наиболее существенные источники динамических погрешностей. Выполнена формализация передаточной функции, при этом дестабилизирующие воздействия представлены тремя коэффициентами. Предложена методология синтеза алгоритмов коррекции «сырых» результатов измерения, которые по существу реализуют функцию цифрового эквалайзера. Подчеркнуто, что имплементация цифрового эквалайзера не требует изменений в структуре сенсора биоимпеданса, а только использует вычислительную мощность, которую уже имеют современные измерительные средства. Исследована эффективность алгоритмов коррекции в диапазоне частот от 10 Гц до нескольких МГц путем симуляции сенсора биоимпеданса на модели Pspice. Результаты исследований показали возможность расширения диапазона рабочих частот более чем на две частотные декады. **Выводы.** Показана необходимость разработки цифрового эквалайзера для портативного анализатора биоимпеданса. Предложено инновационный подход по уменьшению динамических погрешностей на основе синтеза и использования алгоритмов коррекции. Исследована эффективность синтезированных алгоритмов и показана возможность существенного расширения диапазона рабочих частот портативного анализатора биоимпеданса.

**Ключевые слова:** портативный частотный анализатор биоимпеданса; биосенсор; автокомпенсационный преобразователь; цифровой эквалайзер; алгоритмы коррекции динамических погрешностей.

### Digital Equalizer Design of Biosensor for Portable Bioimpedance Analyzer

Y. Khoma, V. Khoma

**Abstract.** The article describes a new design approach for portable bioimpedance analyzers. The novelty of this approach is based on the idea to synthesize the correction algorithms that perform as a digital equalizer to equalize the frequency response of the bioimpedance sensor. The implementation of the approach allows expanding the operating frequency range for more than two orders without increasing the complexity of the structure of the bioimpedance measuring channel. **The subject** of the study is a method of design a low-cost bioimpedance analyzer for personal use, in particular as a wearable device. **The purpose** of the study is to develop a new design for a biosensor as a basic component of a portable bioimpedance analyzer. The approach is based on the maximum simplification of the analog part of the biosensor and the use of computational tools to correct the dynamic errors of the measuring channel. A key aspect of the implementation of this approach is the synthesis of the digital equalizer function as a set of algorithms for dynamic errors correction. **Results.** The expediency of bioimpedance sensor design by the method of auto-balancing bridge balancing has been proven in the paper. Dynamic errors that limit the operating frequency range are shown to be the main problem along the way. The transfer function of the auto-balancing circuit is analyzed and the three most significant sources of dynamic errors are identified. The transfer function is formalized, where the error sources are represented by three coefficients. The methodology of the synthesis of the correction algorithms for "raw" measurement results, which essentially realize the function of the digital equalizer, is proposed. It is stressed that the implementation of the digital equalizer does not require any additional changes in the structure of the bioimpedance sensor, as it only requires the computational resources that are already available as a part of the modern measuring instrumentation. The efficiency of the correction algorithms in the frequency range from 10 Hz to several MHz is investigated by modeling the bioimpedance sensor in the Pspice simulation software. Research results have shown the possibility of extending the operating frequency range by more than two frequency orders. **Conclusions.** The necessity of developing a digital equalizer for a portable bioimpedance analyzer is shown in the article. An innovative approach is proposed to reduce dynamic errors based on synthesis and use of correction algorithms. The efficiency of the synthesized algorithms is investigated and the possibility of significant expansion of the operation frequency range of portable bioimpedance analyzer is demonstrated.

**Keywords:** portable bioimpedance analyzer; biosensor; auto-balancing circuit; digital equalizer; dynamic errors correction algorithm.