

Томашевський Р.С.

Національний технічний університет «Харківський політехнічний інститут»

Васильчук Д.П.

Бахмутський навчально-науковий професійно-педагогічний інститут
Харківського національного університету імені В. Н. Каразіна

Залужна Г.В.

Бахмутський навчально-науковий професійно-педагогічний інститут
Харківського національного університету імені В. Н. Каразіна

Семенець Д.А.

Бахмутський навчально-науковий професійно-педагогічний інститут
Харківського національного університету імені В. Н. Каразіна

МЕТОДИКА ВИМІРЮВАННЯ ПАРАМЕТРІВ ЕКВІВАЛЕНТНОЇ ЕЛЕКТРИЧНОЇ СХЕМИ П'ЄЗОРЕЗОНАНСНОГО ДАТЧИКА НА ОСНОВІ ВИМІРЮВАННЯ ЧАСТОТ НУЛЬОВОЇ ФАЗИ

У статті розглянуто методики вимірювання параметрів еквівалентної електричної схеми (ЕЕС) п'єзореzonаторів. Представлено нову методику, засновану на фазовому методі вимірювання, яка дозволяє визначати параметри ЕЕС з високою точністю.

П'єзореzonансні датчики, що випускаються серійно, надають обмежений набір вихідних даних, що зазвичай включає тільки резонансну частоту, пропорційну вимірюваній величині. Однак використання параметрів еквівалентної електричної схеми (ЕЕС) датчика як джерела інформації про вимірювані величини дозволяє отримати значно ширший спектр даних. Це особливо важливо для розробки мультифізичних датчиків, які можуть одночасно вимірювати декілька фізичних величин і забезпечувати високу точність вимірювань у складних умовах експлуатації. Проте такі мультифізичні датчики вимагають складних методик вимірювань, що призводить до необхідності використання значних обчислювальних ресурсів і дорогого обладнання. Стандартні методики вимірювання параметрів ЕЕС з використанням лабораторного обладнання включають окремі вимірювання паралельної ємності C_0 , динамічного опору R_1 , а також обчислення динамічної індуктивності L_1 та ємності C_1 з застосуванням наближених формул.

У даній роботі представлена нова методика вимірювання параметрів ЕЕС, яка не потребує додаткових зовнішніх пристроїв і базується на використанні доступного лабораторного обладнання. Запропонована методика базується на точних аналітичних співвідношеннях, що усуває необхідність у наближених методах розрахунку. Це значно спрощує процес вимірювань, забезпечуючи високу точність результатів.

Точність запропонованої методики підтверджена результатами комп'ютерного моделювання з використанням програмного продукту *Advanced Design System (ADS)*. Отримані результати показали високу ступінь наближення до нормативних технічних параметрів, наданих виробником, з максимальним відхиленням параметрів не більше 0,0291%.

Ключові слова: п'єзореzonансний датчик, частота нульової фази, еквівалентна електрична схема, модель *Butterworth – Van Dyke*, векторний аналізатор кіл, П-подібний пасивний вимірювальний чотириполюсник.

Постановка проблеми. Сучасні п'єзореzonансні датчики для вимірювання декількох фізичних величин потребують складних методик вимірювання параметрів ЕЕС, що потребує складні вимірювальні комплекси та значні обчислювальні ресурси. Традиційні методики

включають окремі вимірювання параметрів ЕЕС з використанням наближених формул, що вносять додаткову методичну похибку. Таким чином, існує необхідність у розробці нових методик, які б забезпечували високу точність вимірювань параметрів ЕЕС з мінімальною кількістю вимірю-

вальних приладів і використанням наближених методів розрахунку, використовуючи при цьому доступне метрологічне обладнання.

Аналіз останніх досліджень і публікацій.

П'єзореzonансні датчики є невід'ємною частиною сучасних вимірювальних технологій завдяки своїм унікальним характеристикам і широкому спектру застосувань. Завдяки своїм перевагам п'єзореzonансні датчики знайшли широке застосування в різних областях. У промисловій автоматизації вони використовуються для вимірювання тиску, вібрації та прискорення. У медичній техніці вони використовуються для вимірювання артеріального тиску та частоти серцевих скорочень, а також для вимірювання швидкості повітряного потоку в спірометричних приладах [1-5].

Електричні властивості п'єзореzonансного датчику поблизу резонансної частоти можуть бути представлені еквівалентною електричною схемою (ЕЕС), показаною на рисунку 1. Ця схема базується на моделі Butterworth – Van Dyke (BVD) і описує властивості п'єзореzonансатора, що працює на товщинно-зсувних (TSh) типах коливань. Van Dyke був першим, хто запропонував цю модель, а пізніше розширив її, додавши кілька паралельних контурів (рис. 1.б) для врахування резонансів на вищих гармоніках. Модель рекомендована як стандартна Міжнародною електротехнічною комісією [5].

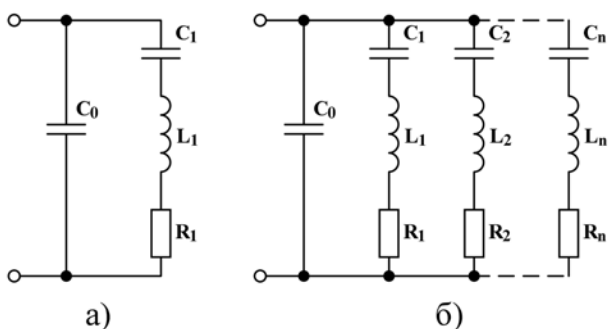


Рис. 1. Модель BVD (а); розширена модель BVD (б)

Коліваюча маса представлена динамічною індуктивністю L_1 , пружність – динамічною ємністю C_1 , а активний опір R_1 пов'язаний з розсіюванням теплової енергії під час коливань. Ємність C_0 паралельної гілки асоціюється з електростатичною ємністю п'єзоелектричної (ПЕ) пластини, де ПЕ виступає в ролі діелектрика. Модель BVD досить точно описує поведінку п'єзореzonансатора в області частот, що знаходяться поблизу резонансу; за її межами п'єзореzonансатор веде себе як звичайний конденсатор.

Для точного вимірювання параметрів ЕЕС п'єзореzonансаторів дослідники та інженери викорис-

товують спеціалізований аналізатор кіл S&A350A, розроблений компанією Saunders & Associates. Цей прилад, оснащений інтерфейсом, спеціально призначеним для підключення п'єзореzonансаторів, детально описаний у роботі [6]. Алгоритм його роботи відповідає стандарту, наведеному у цій же роботі.

Окрім наведеного вище аналізатора, для вимірювання параметрів ЕЕС п'єзореzonансатора також активно використовується векторний мережевий аналізатор (VNA). Хоча його принцип роботи аналогічний аналізатору S&A350A, через невідповідність інтерфейсів VNA не підходить для прямих вимірювань параметрів п'єзореzonансаторів. Як рішення застосовується П-подібний пасивний вимірювальний чотириполіусник, який забезпечує необхідні інтерфейси та кріплення, що дозволяє адаптувати стандартні методи вимірювань для п'єзореzonансаторів. Недоліки векторного мережевого аналізатора (VNA) аналогічні тим, що спостерігаються у аналізаторі кіл S&A350A.

Для забезпечення високої точності вимірювань параметрів кварцових резонаторів рекомендується використовувати фазовий метод у поєднанні з пасивним П-подібним вимірювальним чотириполіусником, схема якого представлена на рисунку 2. Цей метод, визнаний Міжнародною електротехнічною комісією як стандартний, дозволяє ізолювати п'єзореzonансатор від вимірювальних приладів, забезпечуючи тим самим стабільність вимірювань.

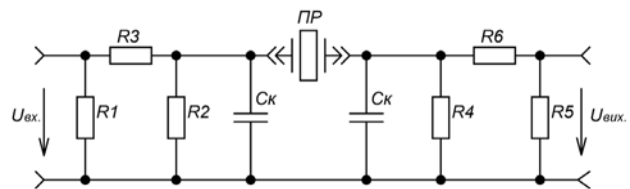


Рис. 2. П-подібний пасивний вимірювальний чотириполіусник

У роботі [7] досліджувався вплив різних видів навантажень, таких як тиск і в'язкість навколишнього середовища, на параметри ЕЕС п'єзореzonансного датчика тиску. Для врахування впливу навантаження на п'єзореzonансний датчик в послідовну гілку ЕЕС були включені додаткові елементи: опір R_2 та індуктивність L_2 , які відображають відповідно вплив в'язкості і тиску середовища на датчик.

Експериментальні результати, представлені в статті, показали, що вимірювання імпедансу датчика тиску у вакуумній камері з використанням аналізатора імпедансу дозволяє точно відстежувати зміни імпедансу при різних рівнях тиску.

У роботі представлені графіки залежності індуктивності від тиску повітря, отримані в результаті як експериментальних, так і теоретичних досліджень. Отримані графіки підтверджують високу чутливість параметра до змін тиску, що дозволяє використовувати його для точного моніторингу тиску в широкому діапазоні.

Відомі дослідження [8], в яких розглянуто вплив провідності та діаметра електродів на параметри еквівалентної електричної схеми (ЕЕС) п'єзореzonаторів. Було встановлено, що діаметр електродів впливає на параметри ємностей C_1 та C_0 , тоді як матеріал електродів має значний вплив на опір R_1 . Експериментальні дані, представлені в роботі, показали, що залежність площі електродів від параметрів C_1 та C_0 має високу лінійність. Це дозволяє використовувати дану залежність для точного визначення площі електродів. Лінійна залежність опору R_1 від провідності електродів, як показано в роботі, є ефективним інструментом для виявлення стану корозії на електродах. У роботі описаний метод, який дозволяє одночасно визначати всі чотири параметри еквівалентної електричної схеми (ЕЕС). Цей метод базується на визначенні резонансних частот f_r та f_a , при яких фазовий зсув між вхідним і вихідним сигналами складає нуль градусів. Такий підхід широко застосовується для точного вимірювання резонансної частоти кварцових резонаторів та інших осциляторів. Система рівнянь для визначення параметрів ЕЕС використовує дані, отримані при вимірюванні резонансної f_r і антирезонансної f_a частот, а також значення похідних фазочастотної характеристики. Недоліком є відсутність аналітичних виразів для визначення параметрів ЕЕС і необхідність використання числових методів для вирішення систем рівнянь, що потребує значних обчислювальних ресурсів і налаштування.

У роботі [9] запропонований метод, аналогічний методу з [9], але з включенням аналітичних виразів для обчислення параметрів. Результати були перевірені засобами комп'ютерного моделювання, отримана похибка не перевищує 0,03%. Недоліком запропонованого методу є необхідність використання навантажувального конденсатора, що ускладнює вимірювання через додаткові паразитні елементи, які вимагають корекції моделі або методів вимірювання.

Постановка завдання. Ціль даної роботи полягає у розробці нової методики вимірювання параметрів еквівалентної електричної схеми п'єзореzonатора, заснованої на фазовому методі непрямих вимірювань. Нова методика повинна спростити процес вимірювань і включати точні аналітичні вирази для розрахунку параметрів ЕЕС. Це дозволить значно знизити обчислювальні ресурси і підвищити точність вимірювань.

Виклад основного матеріалу. Використання ЕЕС п'єзореzonатора, яка представлена на рисунку 1, дає підстави визначити його електричні параметри поблизу резонансу у вигляді імпедансу [5]:

$$Z_n(\omega) = \frac{\omega L_n - \frac{1}{\omega C_n} - jR_n}{\omega C_0 R_n + j \left[\omega C_0 \left(\omega L_n - \frac{1}{\omega C_n} \right) - 1 \right]} = R_n(\omega) + jX_n(\omega) \quad (1)$$

Дійсну частину імпедансу можна записати у вигляді:

$$R_n(\omega) = \frac{R_n (C_n^2 / C_0^2)}{(\omega R_n C_n)^2 + (1 + C_n / C_0 - \omega^2 C_n L_n)^2}, \quad (2)$$

а уявну частину як:

$$X_n(\omega) = -\frac{1}{\omega C_0} \frac{(\omega C_n L_n)^2 + (1 - \omega^2 C_n L_n)(1 + C_n / C_0 - \omega^2 C_n L_n)}{(\omega C_n L_n)^2 + (1 + C_n / C_0 - \omega^2 C_n L_n)^2}. \quad (3)$$

Перепишемо дійсну $R_n(\omega)$ та уявну $X_n(\omega)$ частини імпедансу в наступному вигляді:

$$R_n(\omega) = \frac{1}{C_0 \omega} \left(\frac{\omega_p^2 - \omega_s^2}{\omega_s^2} \right) \frac{\frac{\omega}{\omega_s Q}}{\left(\frac{\omega}{\omega_s Q} \right)^2 + \left(\frac{\omega^2}{\omega_s^2} - \frac{\omega_p^2}{\omega_s^2} \right)}, \quad (4)$$

$$X_n(\omega) = -\frac{1}{C_0 \omega} \frac{\left(\frac{\omega}{\omega_s Q} \right)^2 + \left(\frac{\omega^2}{\omega_s^2} - 1 \right) \left(\frac{\omega^2}{\omega_s^2} - \frac{\omega_p^2}{\omega_s^2} \right)}{\left(\frac{\omega}{\omega_s Q} \right)^2 + \left(\frac{\omega^2}{\omega_s^2} - \frac{\omega_p^2}{\omega_s^2} \right)}. \quad (5)$$

де $\omega_s = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_1}}$ – частота послідовного резонансу;

$\omega_p = \frac{1}{\sqrt{L_1 \frac{C_1 C_0}{C_1 + C_0}}}$ – частота паралельного резонансу;

$Q = \frac{\omega_s L_1}{R_1}$ – добротність.

Визначимо резонансні частоти ω_r та ω_a , при яких реактивна провідність досягає нуля, а фазовий зсув між вхідним та вихідним сигналами дорівнює нулю. Для цього прирівняємо до нуля реактивну складову X_e у формулі (3):

$$\omega_{r,a} = \frac{1}{\sqrt{2}Q} \sqrt{Q^2(\omega_p^2 + \omega_s^2) - \omega_s^2 \mp \sqrt{(Q^2\omega_p^2 + (Q^2 - 1)\omega_s^2)^2 - 4Q^4\omega_p^2\omega_s^2}} \quad (6)$$

Після виконання ряду математичних перетворень рівняння включаючи перетворення складного квадратного кореня, можна отримати наступні вирази:

$$\begin{cases} \omega_s \omega_p = \omega_r \omega_a \\ \left(1 - \frac{1}{Q^2} \right) \omega_s^2 + \omega_p^2 = \omega_r^2 + \omega_a^2 \end{cases} \quad (7)$$

Запишемо дійсну частину $R_n(\omega)$ для резонансної частоти ω_r :

$$R_n(\omega_r) = R_0 = \frac{Q\omega_s(\omega_p^2 - \omega_s^2)}{C_0(\omega_s^2\omega_r^2 + Q^2(\omega_p^2 - \omega_s^2)^2)} \quad (8)$$

Опір $R_n(\omega)$ на частоті ω , визначається методом заміщення з використанням каліброваного змінного резистора. Опір цього резистора регулюється доти, поки покази вольтметра не стануть такими ж, як і раніше, при яких $X_e = 0$ і фазовий зсув між вхідним та вихідним сигналами дорівнював нулю.

Сумісне рішення системи рівнянь (7) і рівняння (8) відносно невідомих резонансних частот ω_s , ω_p та добротності Q буде наступним:

$$\begin{cases} \omega_s = \frac{(\alpha_1 + \alpha_3 - 1)\beta_0\omega_r}{2\sqrt{2}(\alpha_1 - \alpha_2)} \\ \omega_p = \frac{(\alpha_3 + 2\alpha_2 - \alpha_1 - 1)\beta_0\omega_a}{2\sqrt{2}(\alpha_1 - \alpha_2)\alpha_2} \\ Q = \frac{\beta_0\omega_r}{\sqrt{2}(\sqrt{\alpha_2\omega_a} - \sqrt{\alpha_1\omega_r})} \end{cases} \quad (9)$$

де

$$\alpha_1 = R_0^2 C_0^2 \omega_r^2, \alpha_2 = R_0^2 C_0^2 \omega_a^2, \alpha_3 = \sqrt{(1 + R_0^2 C_0^2 \omega_r^2)^2 - 4R_0^2 C_0^2 \omega_a^2},$$

$$\beta_0 = \sqrt{1 + \alpha_1(\alpha_2 + 1) - \alpha_2(\alpha_3 + 3) + \alpha_3}.$$

Підстановка виразів для резонансних частот ω_s , ω_p і добротності Q у систему рівнянь (9) дозволяє отримати аналітичні формули для визначення параметрів ЕЕС:

$$\begin{cases} L_1 = \frac{2\alpha_1}{\omega_r^2 C_0 (\alpha_1 + 1)(1 - \alpha_1 - \alpha_3)} \\ C_1 = C_0 \left(\frac{\left(1 + \alpha_1 - \alpha_3 - 2\alpha_1 \frac{\omega_a^2}{\omega_r^2}\right)^2}{\alpha_1 \alpha_2 (\alpha_1 + \alpha_3 - 1)^2} - 1 \right) \\ R_1 = \frac{\sqrt{\alpha_1\omega_r} - \sqrt{\alpha_2\omega_a}}{C_0(1 + \alpha_1)(\omega_r^2 - \omega_a^2)} \end{cases} \quad (10)$$

Для успішного застосування запропонованої методики визначення параметрів ЕЕС необхідно виконати декілька ключових етапів. На початковому етапі важливо точно визначити паралельну ємність C_0 , оскільки вона істотно впливає на розрахунок всіх інших параметрів ЕЕС. Для високої точності вимірювань рекомендується використовувати вимірювач RLC. Наступний етап включає визначення ключових резонансних частот ω_r , ω_a фазовим методом, а також визначення опору R_0 методом заміщення. На заключному етапі слід застосувати математичні співвідношення (10) для розрахунку значень параметрів ЕЕС.

Для комп'ютерного моделювання моделі BVD п'єзореzonатора використано програмний пакет Advanced Design System (ADS). Схема комп'ютерної моделі представлена на рисунку 3.

Для моделювання буде використаний кварцовий резонатор РК459 (АТ-зріз) на частоту 20 МГц. Параметри ЕЕС п'єзореzonатора, заявлені виробником: $R_1 = 2,93798 \text{ Ohm}$, $C_0 = 4,26104 \text{ pF}$, $C_1 = 17,52709 \text{ fF}$, $L_1 = 3,61305 \text{ mH}$, $Q = 154,5376 \cdot 10^3$. Аналіз частотних характеристик проводитиметься з використанням модуля моделювання «S-параметрів» (S_Param Simulation). Компонент XTAL1 застосовується для завдання моделі BVD п'єзореzonатора, а компоненти Term¹ та Term² використовуються для моделювання вхідного та вихідного опору вимірювальної схеми.

У даній роботі значення Term¹ та Term² встановлені як нульові, оскільки розглядається ненавантажений режим роботи кварцового резонатора. Моделювання проводилося в діапазоні частот від 19,990 МГц до 20,050 МГц з кроком в 1 Гц. Вибір кроку в 1 Гц для побудови фазочастотної характе-

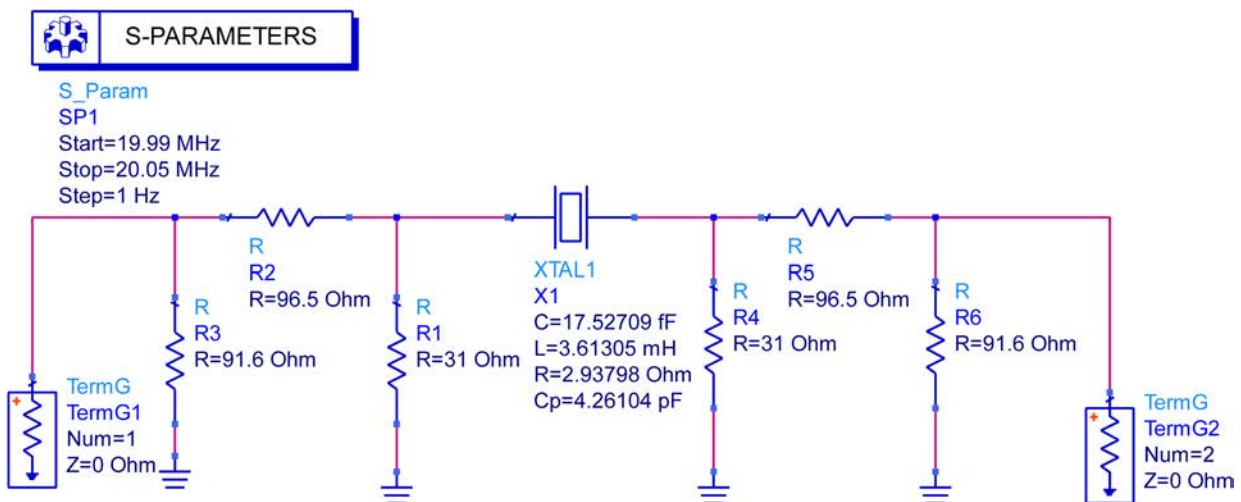


Рис. 3. Схема для імітаційного моделювання, розроблена за допомогою програмного пакету ADS

ристики обумовлений можливостями векторного аналізатора мереж (VNA), який, згідно з джерелом [6], має саме такий частотний дозвіл.

Для визначення параметрів еквівалентної електричної схеми (ЕЕС) п'єзореzonатора на основі результатів моделювання потрібно виконати декілька ключових етапів.

По-перше, слід визначити резонансні частоти f_r , f_a із ФЧХ. Через високу крутість фазочастотної кривої поблизу точки з нульовою фазою точне визначення частоти утруднено. Тому спочатку визначаються дві точки, що найбільш близькі до нульової фази, а потім частота в точці з нульовою фазою обчислюється за допомогою лінійної інтерполяції.

Так, наприклад, визначення частоти f_r (див. рис. 4) складається рівняння прямої, що проходить через точки з відомими координатами $m_1(19999892\text{Hz}; 1,414 \text{ deg.})$ і $m_2(19999946\text{Hz}; -1,402 \text{ deg.})$. Потім у це рівняння підставляється значення ординати точки, де ФЧХ дорівнює нулю, і з рішення рівняння визначається абсциса, яка відповідна частоті $f_r = 19999919,115\text{Hz}$.

Аналогічно визначається друга ключова резонансна частота $f_a = 20041021,581\text{Hz}$.

На другому етапі визначаємо опір R_0 з використанням рівняння (8), після чого підставляємо знайдені значення ключових резонансних частот f_r , f_a та опір R_0 у систему рівнянь (10). Це дозволяє отримати розрахункові значення параметрів ЕЕС п'єзореzonатора: $R_1 = 2,938 \text{ Ohm}$, $C_1 = 17,53208 \text{ fF}$, $L_1 = 3,612 \text{ mH}$. Добротність Q розраховується з використанням виразу, наведеному в (4) і (5). У результаті отримуємо $Q = 154,493$.

Результати комп'ютерного моделювання підтвердили високу точність розробленої методики визначення параметрів ЕЕС п'єзореzonатора.

У таблиці 1 наведено порівняння параметрів ЕЕС, отриманих з використанням запропонованої методики та комп'ютерного моделювання, з еталонними даними від виробника.

Параметри ЕЕС п'єзореzonатора, які отримані за допомогою запропонованого методу, збігаються з даними, виміряними на професійному устаткуванні виробника. Максимальне відхилення параметрів не перевищує 0,0291%.

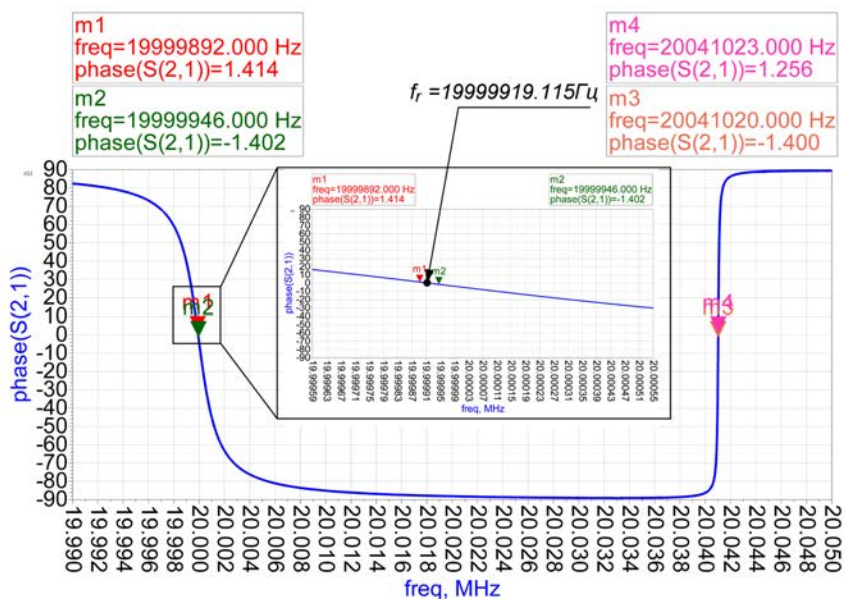


Рис. 4. Інвертована ФЧХ п'єзореzonатора PK459 для визначення f_r і f_a , що отримана за допомогою програмного пакета ADS

Таблиця 1

Зіставлення параметрів ЕЕС, які отримані запропонованою методикою, з даними виробника

Параметри	Запропонована методика із використанням програми ADS	Вимірювання виробника	Відносна похибка визначення параметра, %
$R_1(\text{Ohm})$	2,938	2,93798	0,00068
$L_1(\text{mH})$	3,612	3,61305	0,0291
$C_1(\text{fF})$	17,53208	17,52709	0,0285
Q	154493	154537,6	0,0289

Висновки. У даній роботі запропоновано нову методику визначення параметрів еквівалентної електричної схеми п'єзрезонаторів, яка заснована на фазовому методі вимірювання.

Основна перевага запропонованої методики полягає у виключенні з вимірювальної схеми додаткових зовнішніх пристроїв та відмові від використання наближених розрахункових співвідношень. У роботі застосовуються точні аналітичні вирази для визначення параметрів ЕЕС, що не ускладнює процес вимірювань, але підвищує точність.

Точність запропонованої методики підтверджена результатами комп'ютерного моделювання з використанням програмного продукту Advanced Design System (ADS), які демонструють значне наближення результатів до нормативних значень, наданих виробником, з максимальним відхиленням параметрів не більше 0,0291%.

Крім того, нова методика дозволяє використовувати доступне лабораторне обладнання, що знижує витрати на проведення вимірювань та робить методику більш доступною для широкого кола дослідників та інженерів. Це відкриває нові можливості для розробки та оптимізації мультифізичних датчиків, здатних одночасно вимірювати декілька фізичних величин із високою точністю у складних експлуатаційних умовах.

Подальші дослідження впливу мультифізичних впливів на чутливий елемент п'єзрезонансного датчика і, як наслідок, на параметри ЕЕС, сприятимуть створенню більш точних та надійних вимірювальних систем. Таким чином, запропонована методика вимірювання параметрів ЕЕС не тільки підвищує точність та ефективність вимірювань, а й розширює можливості застосування п'єзрезонансних датчиків у різних наукових та промислових галузях.

Список літератури:

1. Carta R., Turgis D., Hermans B., Jourand P., Onclin R., Puers R. A Differential Pressure Approach to Spirometry, 2007 IEEE Biomedical Circuits and Systems Conference. Pp. 5–8. Montreal, QC, Canada (2007).
2. Tomashevskiy R., Vasilchuk D. Primary Measuring Transducer of a Diagnostic Spirometer Based on a Venturi Flowmeter. 6th International Conference on Nanotechnologies and Biomedical Engineering. ICNBME 2023. IFMBE Proceedings, vol. 92, Springer, Cham.
3. Tomashevskiy R., Vasilchuk D., Romanusha V. Secondary Piezoresonance Transducer for Diagnostic Spirometer, 2023 IEEE 4th KhPI Week on Advanced Technology (KhPIWeek), Kharkiv, Ukraine, 2023. Pp. 1–4.
4. Avrunin O., Tomashevskiy R., Faruk H. Methods and means of functional diagnostics of external respiration. KhNADU, Kharkiv, 2015.
5. Zelenka J., Piezoelectric Resonators and their Applications (Studies in Electrical and Electronic Engineering). North-Holland, 1986
6. Rose D. Load resonant measurements of quartz crystals. Proceedings of the 45th Annual Symposium on Frequency Control 1991, Los Angeles, CA, USA, 1991. Pp. 191–200.
7. Li X., Kan E.C. A wireless low-range pressure sensor based on P(VDF-TrFE) piezoelectric resonance. *Sensors and Actuators. A: Physical.*, 2010, 163(2). Pp. 457–463.
8. Liu D., Xiao X., Tang Z., Chen Q., Li H., Wang X., Yan Y. Method for QCM Resonator Device Equivalent Circuit Parameter Extraction and Electrode Quality Assessment. *Micromachines (Basel)*. 2021 Sep. 9;12(9):1086.
9. Liu D., Huang X., Hu J., Tang Y., Wang Y. Measurement of quartz crystal unit parameters based on the precise derivation of zero phase frequency. *Electronics Letters*. 53(3). Pp.142–144.

Tomashevskiy R.S., Vasilchuk D.P., Zaluzhna H.V., Semenets D.A. METHOD FOR MEASURING PARAMETERS OF THE EQUIVALENT ELECTRICAL CIRCUIT OF A PIEZORESONANT SENSOR BASED ON ZERO PHASE FREQUENCY MEASUREMENTS

The article examines the methods of measuring the parameters of the equivalent electrical circuit (EEC) of piezo resonators. A new technique based on the phase measurement method is presented, which allows determining the parameters of the EEC with high accuracy.

Piezo-resonant sensors, which are produced in series, provide a limited set of output data, which includes only the resonant frequency, which is proportional to the measured value. However, the use of parameters of the equivalent electrical circuit (EEC) of the sensor as a source of information about the measured values allows obtaining a much wider range of data. This is especially important for the development of multiphysical sensors that can simultaneously measure several physical quantities and ensure high measurement accuracy in difficult operating conditions.

However, such multiphysics sensors require complex measurement methods, which leads to the need to use large computing power and expensive equipment. Standard methods of measuring EEC parameters using

laboratory equipment include separate measurements of parallel capacitance C_0 , dynamic resistance R_1 , as well as calculation of dynamic inductance L_1 and capacitance C_1 using approximate formulas.

This work presents a new method of measuring EEC parameters, which does not require additional external devices and is based on the use of available laboratory equipment. The proposed method is based on exact analytical expressions, which eliminates the need for approximate calculation methods. This greatly simplifies the measurement process, ensuring high accuracy of the results.

The accuracy of the proposed method is confirmed by the results of computer modeling using the Advanced Design System (ADS) software product. The obtained results showed a high correspondence with the reference values provided by the manufacturer, with a maximum deviation of the parameters of no more than 0,0291%.

Key words: *piezoresonant sensor; zero phase frequency, equivalent electrical circuit, model Butterworth – Van Dyke, vector network analyzer; P-shaped passive measuring quadripole.*