

ВИМІРЮВАННЯ ЕЛЕКТРИЧНОЇ ЄМНОСТІ ЗА ДОПОМОГОЮ АПРОКСИМАЦІЇ ЕЛІПСА РОЗСІЮВАННЯ

Костюков Іван

Національний технічний університет «Харківський політехнічний інститут»,
Харків, Україна, email: iakostiukow@gmail.com

1. Анотація

Стаття присвячена обґрунтуванню можливості вимірювання електричної ємності досліджуваного об'єкту контролю шляхом застосування розрахункових формул, заснованих на апроксимації форми еліпса розсіювання, що утворений сигналами, пропорційними струму, який протікає через ємнісний об'єкт контролю та напрузі на досліджуваному об'єкті. На відміну від раніше розроблених алгоритмів, що були побудовані на апроксимації форми еліпсу із залученням методу найменших квадратів, в даному випадку апроксимація проводилась із використанням амплітуд сигналів, що безпосередньо визначались із кривих струму та напруги, попередньо виміряних цифровим осцилографом, без застосування методу найменших квадратів. Величина фазового зсуву між кривими струму та напруги, що також необхідна для апроксимації форми еліпса розсіювання, визначалась із застосуванням кореляційного методу. Крім того в статті наведені формули для розрахунку реактивної компоненти напруги на досліджуваному об'єкті контролю шляхом апроксимації еліпсу розсіювання без застосування методу найменших квадратів а також формули для визначення реактивної компоненти після зведення квадратичної форми еліпсу розсіювання до своєї канонічної форми. Проілюстровані результати впливу зведення квадратичної форми еліпсу розсіювання до своєї канонічної форми на значення коефіцієнту кореляції між кривими струму та напруги а також на величини великої вісі еліпсу та на величину його малої вісі. Показано зв'язок між значеннями реактивної компоненти напруги на ємнісному об'єкті контролю, що була визначена до зведення квадратичної форми еліпсу розсіювання до своєї канонічної форми а також після такого зведення. Незважаючи на відмову від застосування методу найменших квадратів з метою спрощення розрахункових алгоритмів, експериментальна перевірка засвідчила можливість вимірювання електричної ємності шляхом апроксимації еліпсу розсіювання через підстановку в квадратичну форму еліпса параметрів сигналів, що безпосередньо визначаються із попередньо виміряних осцилограм струму та напруги.

2. Ключові слова

Фазовий зсув, коефіцієнт кореляції, квадратична форма, точність вимірювання, добротність.

3. Вступ

Проблема точного вимірювання складових імпедансу є актуальною для багатьох технічних задач в інженерії та медицині. Типовими прикладами таких задач є: вихрострумний контроль [1], діагностика функціонування людського організму [2, 3], вимірювання магнітних властивостей феромагнітних матеріалів [4], аналіз отриманих з ємнісних датчиків сигналів [5]. Через чутливість електричної ємності до ступеня зволоження особлива увага проблемам вимірювання імпедансу приділяється в задачах, що відносяться до оцінювання технічного стану електричної ізоляції [6, 7]. Через тісний зв'язок з поляризаційними процесами, величина електричної ємності впливає на релаксаційні струми в електричній ізоляції [8]. В більшості випадків випробувань електричної ізоляції, що вимагають вимірювання параметрів електричної ізоляції при досить невеликих значеннях випробувальної напруги, такі вимірювання можуть бути виконані шляхом використання традиційних методів та традиційного обладнання, що використовуються в загальній практиці вимірювання імпедансу чи імітансу. Типові підходи до вимірювання імпедансу передбачають використання різноманітних схем мостів змінного струму або схем із компаратором струму [9]. Значна кількість вимірювальних приладів засновані на використанні методу амперметра-вольтметра. В такому випадку величина імпедансу розраховується як відношення напруги на об'єкті контролю до струму, що протікає через об'єкт контролю. Компоненти імпедансу визначаються синхронним детектуванням. Прикладом практичної реалізації такого методу є вимірювач імітансу E7 – 25, що використовувався в [4] для вимірювання комплексної магнітної проникності. Вимірювання параметрів електричної ізоляції може бути виконано також шляхом застосування різноманітних вимірювальних схем заснованих на використанні фазових детекторів із електричними ланцюжками для зсуву фаз [5, 10], або, згідно із термінологією [11],

вимірювальних схем із квазі-збалансованими електричними ланцюгами. Деякі інші підходи до вимірювання імпедансу мають на увазі застосування перетворення Фур'є. Деякі недоліки такого підходу викликані складнощами реалізації через високі вимоги до необхідної для апаратної реалізації пам'яті, а також через значну кількість математичних операцій. Зазначені проблеми можуть бути вирішені шляхом застосування методу особливої вибірки, що описаний в [12]. Вимірювання імпедансу також може бути виконано на основі використання інтегральної схеми AD5933, що містить генератор прямого цифрового синтезу синусоїдального сигналу, цифро-аналоговий перетворювач, підсилювач з програмованим коефіцієнтом підсилення та блок для реалізації перетворення Фур'є. Цей підхід до вимірювання імпедансу був використаний в [13]. Деякі інші недавні дослідження були сконцентровані на адаптації алгоритмів апроксимації еліпсу розсіювання та їх практичній реалізації [14-17]. Ці алгоритми засновані на оцінюванні фазового зсуву та амплітуд падіння напруги на зразковому імпедансі та на невідомому імпедансі. Величини амплітуд та фазового зсуву визначаються шляхом вирішення задачі методу найменших квадратів, використовуючи модифікований в [18] алгоритм.

4. Недоліки

Незважаючи на високу точність методу апроксимації еліпсу, реалізація чисельно стійкого алгоритму, що саме необхідний для апроксимації, ускладнює реалізацію програмного забезпечення та зумовлює додаткові вимоги до технічних характеристик апаратних засобів для цифрової обробки сигналів.

5. Мета

Застосування методу апроксимації еліпсу, заснованого на прямому розрахунку параметрів квадратичної форми для еліпсу розсіювання, без попереднього опрацювання дискретних синусоїдальних кривих струму та напруги методом найменших квадратів, для вимірювання електричної ємності.

6. Матеріали та методи

Метод вимірювання імпедансу шляхом апроксимації еліпсу розсіювання у своєму оригінальному вигляді заснований на аналізі виразів для величини падіння напруги на зразковому імпедансі $u_1(t)$ та на вимірюваному імпедансі $u_2(t)$ [14]:

$$u_1(t) = D_1 \cos(2\pi ft + \varphi_1) + C_1; \quad (1)$$

$$u_2(t) = D_2 \cos(2\pi ft + \varphi_2) + C_2, \quad (2)$$

де C_1, C_2 позначають постійні компоненти сигналів, f - частота прикладеної напруги, $D_1, D_2, \varphi_1, \varphi_2$ відповідно позначають амплітуди та початкові фази сигналів. У цьому випадку квадратичну форму для еліптичної кривої, що визначається як $u_2 = f(u_1)$, можна записати у вигляді [14]:

$$\left(\frac{u_1 - C_1}{D_1}\right)^2 + \left(\frac{u_2 - C_2}{D_2}\right)^2 - 2\frac{(u_1 - C_1)(u_2 - C_2)}{D_1 D_2} \cos(\Delta\varphi) - \sin^2(\Delta\varphi) = 0. \quad (3)$$

де $\Delta\varphi$ позначає значення фазового зсуву між синусоїдальними сигналами. Слід зазначити, що форма виразу (3) подібна до форми виразу для еліпса розсіювання в поперечному перерізі функції розподілу щільності ймовірності двох випадкових величин, що отримується перетином двовимірної функції нормального розподілу площинами, які паралельні площині xOy [19]:

$$\frac{(x - m_x)^2}{\sigma_x^2} + \frac{(y - m_y)^2}{\sigma_y^2} - \frac{2r(x - m_x)(y - m_y)}{\sigma_x \sigma_y} = \lambda^2, \quad (4)$$

де r - значення коефіцієнта кореляції між двома випадковими величинами x і y , m_x і m_y відповідно, представляють значення математичного сподівання випадкових величин x і y , σ_x і σ_y позначають середньоквадратичні відхилення x і y . Після порівняння (3) і (4) можна легко помітити, що форма виразу (3) досить схожа на форму виразу (4). Така схожість зумовлена аналогією між значеннями коефіцієнта кореляції, що визначений для двох синусоїдальних функцій з деяким значенням фазового зсуву, і значенням їх коефіцієнта потужності:

$$r = \cos(\Delta\varphi) = \frac{R_{u_1 u_2}(0)}{R_{u_1 u_1}(0) R_{u_2 u_2}(0)}, \quad (5)$$

де $R_{u_1 u_2}(0)$ - значення взаємної кореляційної функції для $u_1(t)$ і $u_2(t)$, визначене для нульового значення свого аргументу, $R_{u_1 u_1}(0)$ і $R_{u_2 u_2}(0)$ - значення автокореляційних функцій $u_1(t)$ і $u_2(t)$, визначених для нульового

значення часу запізнення. Оскільки значення коефіцієнта кореляції r і $\cos(\Delta\varphi)$ можна легко визначити з (5), значення λ в (4) можна отримати за допомогою (6):

$$\lambda = \sin(\Delta\varphi) = \sqrt{1-r^2}. \quad (6)$$

Значення електричної ємності можна визначити після розрахунку реактивної складової прикладеної до випробуваного об'єкта напруги u_{2r} . У цій статті розглянуто два різні підходи до обчислення u_{2r} . Перший з них заснований на зведенні (3) до канонічного вигляду. Другий заснований на прямому обчисленні u_{2r} , шляхом розв'язання (3) відносно u_2 . Традиційний підхід для зведення (3) до свого канонічного вигляду передбачає визначення власних значень та власних векторів для побудованої матриці квадратичної форми (3) з подальшим вибором нового ортогонального базису, в якому (3) матиме спрощену форму. Така спрощена форма, як правило, дозволяє позбутися члена, що містить добуток u_1 і u_2 . Ортогональна матриця заміни змінних складається з нормованих власних векторів матриці для квадратичної форми (3) у випадку, якщо її власні значення не збігаються між собою. У розгорнутому вигляді (3) можна записати відповідно до (7):

$$\frac{u_1^2}{D_1^2} - 2\frac{u_1C_1}{D_1^2} + \frac{C_1^2}{D_1^2} + \frac{u_2^2}{D_2^2} - 2\frac{u_2C_2}{D_2^2} + \frac{C_2^2}{D_2^2} - \frac{2ru_1u_2}{D_1D_2} + \frac{2ru_1C_2}{D_1D_2} + \frac{2rC_1u_2}{D_1D_2} - \frac{2rC_1C_2}{D_1D_2} - \lambda^2 = 0. \quad (7)$$

Шляхом відповідного групування членів з u_1 та u_2 , (7) можна звести до наступного виразу:

$$a_{11}u_1^2 + 2a_{12}u_1u_2 + a_{22}u_2^2 + Bu_1 + Cu_2 + D = 0, \quad (8)$$

де всі коефіцієнти можуть бути визначені у відповідності із (9-14):

$$a_{11} = \frac{1}{D_1^2}; \quad (9)$$

$$a_{22} = \frac{1}{D_2^2}; \quad (10)$$

$$a_{12} = -\frac{r}{D_1D_2}; \quad (11)$$

$$B = -\frac{2C_1}{D_1^2} + 2\frac{rC_2}{D_1D_2}; \quad (12)$$

$$C = -\frac{2C_2}{D_2^2} + 2\frac{rC_1}{D_1D_2}; \quad (13)$$

$$D = \frac{C_1^2}{D_1^2} + \frac{C_2^2}{D_2^2} - \frac{2rC_1C_2}{D_1D_2} - \lambda^2. \quad (14)$$

Приймаючи до уваги порівняно малий порядок квадратної матриці для квадратичної форми (8), що містить лише члени a_{11} , a_{12} та a_{22} , її власні значення можна визначити за допомогою аналітичного рішення. Для цього доцільно застосувати наступний вираз [20]:

$$\lambda_{1,2} = 0.5[(\alpha_{11} + \alpha_{22}) \pm \sqrt{(\alpha_{11} + \alpha_{22})^2 - 4(\alpha_{11}\alpha_{22} - \alpha_{12}^2)}]. \quad (15)$$

Перетворення координатних осей u_1 і u_2 змінює значення коефіцієнтів D , B , C у (8). Вплив заміни змінних на величину D у (8) можна визначити відповідно до (16) [21]:

$$D_1 = D - \frac{B^2}{4\lambda_1} - \frac{C^2}{4\lambda_2}, \quad (16)$$

де D_1 позначає величину D після перетворення координатних осей. Величини коефіцієнтів B і C після підстановки змінних можна визначити у відповідності із (17-18)

$$B_1 = B\beta_{11} + C\beta_{12}; \quad (17)$$

$$C_1 = B\beta_{21} + C\beta_{22}, \quad (18)$$

де β_{11} , β_{12} , β_{21} , β_{22} позначають власні вектори, які відповідають власним значенням, визначеним відповідно до (15). Розрахунок B_1 , C_1 , а також D_1 дає змогу визначити довжину великої та малої піввісі еліптичної кривої. Цей розрахунок можна здійснити, використовуючи (19-20) [21]:

$$a = \sqrt{-\frac{D_1}{\lambda_1}}; \quad (19)$$

$$b = \sqrt{-\frac{D_1}{\lambda_2}}, \quad (20)$$

де a і b позначають довжину великої та малої піввісі еліптичної кривої, отриманих після перетворення осей координат. Рішення (7) відносно u_2 дозволяє отримати вираз, який можна використовувати для визначення точності апроксимації еліпса із використанням значення фазового зсуву, визначеного згідно з (5):

$$u_2 = \frac{D_1 C_2 - r D_2 C_1 + r D_2 u_1 \pm \sqrt{p_1 + p_2 + p_3 + p_4 + p_5 + p_6 + p_7}}{D_1}, \quad (21)$$

де всі коефіцієнти $p_1..p_7$ можуть бути визначені використовуючи (22-28)

$$p_1 = r^2 D_2^2 C_1^2; \quad (22)$$

$$p_2 = -2r^2 D_2^2 C_1 u_1; \quad (23)$$

$$p_3 = r^2 D_2^2 u_1^2; \quad (24)$$

$$p_4 = -D_2^2 u_1^2; \quad (25)$$

$$p_5 = 2D_2^2 u_1 C_1; \quad (26)$$

$$p_6 = -D_2^2 C_1^2; \quad (27)$$

$$p_7 = \lambda^2 D_1^2 D_2^2. \quad (28)$$

Заміна змінних, виконана з метою зведення квадратичної форми (8) до свого канонічного виду, дозволяє виконати відповідне обертання осей u_1 та u_2 , після якого сигнали, що аналізуються, стають ортогональними. Ця обставина спрощує визначення реактивної складової прикладеної напруги, яка обумовлена падінням напруги на вимірюваній ємності, оскільки в цьому випадку значення реактивної компоненти прикладеної напруги дорівнює значенню однієї з піввісей еліптичної кривої. Однак значення реактивної складової прикладеної напруги в трансформованій системі координат не обов'язково збігається зі значенням реактивної компоненти в системі координат до заміни змінних. Приймаючи $u_1 = 0$ в (21) можна отримати вираз, який можна використовувати для обчислення реактивної складової прикладеної до випробовуваного зразка напруги:

$$u_{2r} = -\frac{-D_1 C_2 + r D_2 C_1 - \sqrt{D_2^2 (r^2 C_1^2 - C_1^2 + \lambda^2 D_1^2)}}{D_1}. \quad (29)$$

Замінивши значення λ в (7) його значенням із (6), вираз для реактивної складової напруги також можна записати в альтернативній формі:

$$u_{2r} = -\frac{-D_1 C_2 + r D_2 C_1 - \sqrt{D_2^2 (r^2 - 1)(C_1^2 - D_1^2)}}{D_1}. \quad (30)$$

Приймаючи до уваги (30), у випадку відсутності або незначних середніх значеннях C_1 та C_2 , вираз для u_{2r} може бути спрощений до (31):

$$u_{2r} = \frac{\sqrt{D_1^2 D_2^2 - D_1^2 D_2^2 r^2}}{D_1}. \quad (31)$$

Перед підстановкою змінних значення фазового зсуву між кривими струму та напруги можна визначити відповідно до (5), тому значення коефіцієнта кореляції r визначається відношенням активної компоненти прикладеної напруги до реактивної компоненти прикладеної напруги. Після підстановки змінних синусоїдні криві струму і напруги стають ортогональними, отже значення коефіцієнта кореляції r в (31) дорівнює нулю. У цьому випадку основні вісі еліптичної кривої збігаються з осями системи координат. У системі координат до заміни змінних для корельованих кривих струму та напруги значення їх амплітуд не збігаються зі значеннями півосей еліптичної кривої. У трансформованій системі координат піввісі еліптичної кривої збігаються з осями системи координат. Тому значення a і b , які визначаються згідно з (19) і (20), збігаються зі значеннями амплітуд перетворених сигналів u_1 і u_2 . Враховуючи нульове значення коефіцієнта кореляції та збіг a і b з амплітудами перетворених сигналів u_1 і u_2 , (31) можна звести до наступного виразу:

$$u_{2r} = \frac{ab}{D_1}. \quad (32)$$

Тому значення реактивної складової прикладеної напруги в загальному випадку можна визначити відповідно до (30). У випадку незначних середніх значень u_1 та u_2 та перед перетворенням системи координат значення реактивної складової можна визначити відповідно до (31). Після перетворення системи координат шляхом зведення квадратичної форми (8) до свого канонічного вигляду значення реактивної компонента можна визначити згідно з (32). Після визначення реактивної складової прикладеної напруги u_{2r} , значення електричної ємності C_s при послідовній схемі заміщення об'єкта контролю можна визначити як:

$$C_s = \frac{D_1}{\omega u_{2r}}. \quad (33)$$

7. Результати та обговорення

7.1 Ілюстрація впливу перетворення системи координат на форму еліптичної кривої

Результати математичного моделювання, були отримані шляхом генерування синусоїдальних кривих $u_1(t)$ та $u_2(t)$ в MATLAB. Дві генеровані криві повинні були представляти сигнали напруги, один з яких отриманий від перетворювача що перетворює струм, що протікає через випробуваний об'єкт, у напругу, а інший представляє напругу на виводах випробуваного об'єкта. Рис. 1 - 2 ілюструють відмінність форми еліптичних кривих від значень амплітуд генерованих синусоїдних кривих до та після перетворення системи координат.

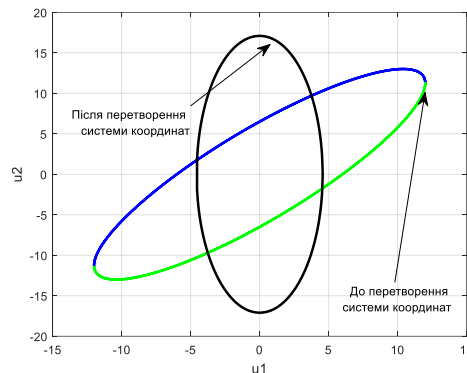


Рис. 1. Вплив перетворення системи координат, спричинений зведенням квадратичної форми до її канонічного вигляду для значення фазового зсуву між u_1 та u_2 рівному $\pi / 6$, $a = 17.093$, $b = 4.563$

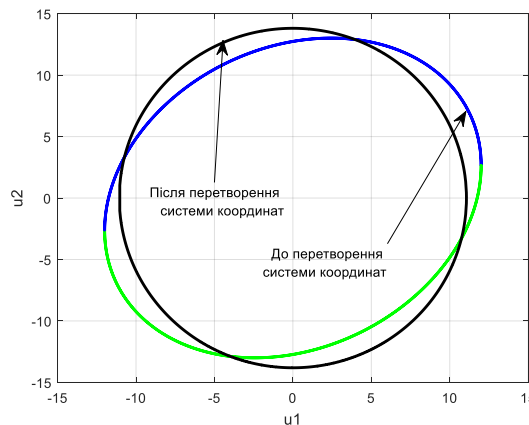


Рис. 2. Вплив перетворення системи координат, спричинений зведенням квадратичної форми до її канонічного вигляду для значення фазового зсуву між u_1 та u_2 рівному $\pi / 2.3$, $a = 13.806$, $b = 11.063$

Якщо до системи координат амплітуди дорівнювали значенням 12 В і 13 В, після перетворення осей відповідні значення були змінені на 17.093 В і 4.563 В при значенні фазового зсуву рівному $\pi / 6$, і на 13,806 В і 11,063 В при значенні фазового зсуву рівному $\pi / 2,3$.

7.2 Порівняльний аналіз виразів для обчислення реактивної складової напруги

Оскільки значення реактивної складової прикладеної до випробуваного об'єкта напруги можна визначити, використовуючи різні вирази, також був проведений порівняльний аналіз їх точності. Значення амплітуд були встановлені рівними: $D_1 = 3$ В, $D_2 = 13$ В. Результати порівняльних розрахунків наведені в таблиці 1.

Таблиця 1

Результати порівняльного аналізу різних виразів для розрахунку реактивної компоненти прикладеної напруги

Для 210 точок аналізованих сигналів					
Фазовий зсув	Реактивна складова, В	Розрахунок у відповідності із (30), В	Розрахунок у відповідності із (32), В	Відносна похибка розрахунку згідно (32)	Відносна похибка розрахунку згідно (30)
99.78°	12.9999	13.1291	13.0644	0.4963%	0.9938%
85.71°	12.9636	13.0925	13.0280	0.4963%	0.9938%
78.26°	12.7281	12.8546	12.7913	0.4964%	0.9939%
62.07°	11.4857	11.5999	11.5427	0.4968%	0.9943%
56.25°	10.8091	10.9166	10.8628	0.4970%	0.9946%
Для 21 точки аналізованих сигналів					
99.78°	12.9999	14.2239	13.6049	4.6536%	9.4155%
85.71°	12.9636	14.1844	13.5671	4.6548%	9.4167%
78.26°	12.7281	13.9276	13.3215	4.6622%	9.4241%
62.07°	11.4857	12.5724	12.0255	4.6999%	9.4618%
56.25°	10.8091	11.8339	11.3192	4.7193%	9.4812%
Для 2100 точок аналізованих сигналів					
99.78°	12.9999	13.0129	13.0064	0.0500%	0.0999%
85.71°	12.9636	12.9766	12.9701	0.0500%	0.0999%
78.26°	12.7281	12.7408	12.7345	0.0500%	0.0999%
62.07°	11.4857	11.4971	11.4914	0.0500%	0.0999%
56.25°	10.8091	10.8199	10.8145	0.0500%	0.0999%

З результатів розрахунків в таблиці 1 можна зробити висновок що збільшення кількості точок аналізованих сигналів призводить підвищення точності обчислень. В обох випадках зменшення зсуву фази призводить до збільшення відносної похибки обчислення. Отже, для випробуваних об'єктів з високим коефіцієнтом добротності точність вимірювання електричної ємності повинна бути вищою порівняно з випробуваними об'єктами з низьким коефіцієнтом добротності. Зазначена обставина викликає залежність точності обчислень від технічного стану випробуваного ємнісного об'єкта.

7.3 Результати практичної реалізації

Практична реалізація вимірювання електричної ємності за допомогою апроксимації еліпса розсіювання здійснювалося шляхом порівняння результатів вимірювання електричної ємності шляхом застосування описаної обробки експериментальних даних та вимірювача RLC DE-5000. Значення частоти прикладеної напруги було встановлено рівним 100 Гц. Для цієї частоти виміряне значення коефіцієнта добротності випробуваного конденсатора було рівним 32.

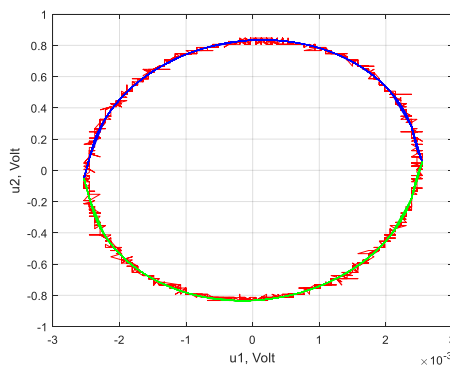


Рис. 3. Результати апроксимації еліпса шляхом безпосереднього розрахунку параметрів квадратичної форми

Результати розрахунку електричної ємності були: $4,71 \cdot 10^{-6}$ Ф, після застосування (32) для реактивної складової напруги, та $4,74 \cdot 10^{-6}$ Ф після застосування (30) для розрахунку реактивної складової, тоді як результат прямого вимірювання дорівнював $4,69 \cdot 10^{-6}$ Ф.

8. Висновки

Запропоновані вирази для розрахунку електричної ємності засновані на апроксимації еліпсу розсіювання шляхом опрацювання кривих струму, що протікає через випробуваний об'єкт, і падіння напруги на виводах випробуваного об'єкта. Прямий розрахунок параметрів квадратичної форми для еліпса розсіювання, без застосування методу найменших квадратів, дозволяє спростити застосування алгоритму апроксимації еліпса для вимірювання електричної ємності. У цьому випадку точність апроксимації залежить від значення фазового зсуву між сигналами. Незважаючи на наявність шумів в аналізованих сигналах відмова від застосування методу найменших квадратів не призвела до значної втрати точності. Це може бути викликано тим, що для сигналів зі значенням зсуву фаз, близьким до 90° , кореляційний метод для вимірювання фазового зсуву, який і використовувався для обчислення відповідного параметра у квадратичній формі, зазвичай має найвищий рівень стійкості до сторонніх завад. Тому для тестових об'єктів з високою добротністю зазначена особливість кореляційного методу для вимірювання зсуву фаз може сприяти підвищенню точності у разі прямого обчислення параметрів квадратичної форми та відмови від застосування методу найменших квадратів.

За результатами порівняльного аналізу отриманих виразів для реактивної складової прикладеної напруги зведення квадратичної форми еліптичної кривої до свого канонічного вигляду також дозволяє зменшити джерело помилки, викликане присутністю постійних компонентів в аналізованих сигналах.

Конфлікт інтересів

Автор заявляє про відсутність фінансового або будь-кого іншого конфлікту інтересів стосовно даної статті.

Список літератури

- [1] Garcia-Martin J., Gomez-Gil J., Vazques-Sqncnez E. (2011) Non-destructive techniques based on eddy current testing. *Sensors.*, 17: 2525-2565. doi:10.3390/s110302525
- [2] Naumovich O., Pokhodylo Y., Dovhan M. (2019) Modeling of human body tissues impedance components in frequency range. *Measuring Equipment and Metrology*, 80: 49-53. doi: 10.23939/istcmtm2019.04.00
- [3] Arshad A., Tasnim R., Zahirul Alam A. H. M., Sheros Khan (2016) Low value capacitance measurement system for the application of monitoring human body. *ARPN Journal of Engineering and Applied Science*, 11 (1): 327-330.
- [4] Trushakov D., Rendzinyak S., Vasylyshyn I. (2014) Determining of complex magnetic permeability of the ferromagnetic material by complex impedance of inductance coil with ferromagnetic core. *Przegląd Elektrotechniczny*, (4): 221-223. doi:10.12915/pe.2014.04.53
- [5] Sigdell J-E. (1972) A principle for capacitance measurement, suitable for linear evaluation of capacitance transducers. *IEEE Transaction on Instrumentation and Measurement*, (1): 221-223.
- [6] Bezprozvannykh B. V., Mirchuk I. A. (2017) The evaluation of possibility of normal operation of cables based on twisted pairs with PVC jacket under the conditions of high humidity and temperature. *Electrical Engineering & Electromechanics*, (5): 49-53. doi: 10.20998/2074-272X.2017.5.08
- [7] Bezprozvannykh B. V., Roginskiy A. V. (2018) Dielectric spectroscopy of casing thermosetting composite electrical insulation system of induction traction electric machines. *Electrical Engineering & Electromechanics*, (1): 49-53. doi: 10.20998/2074-272X.2018.5.02
- [8] Gutten M., Korenciak D., Sebok M., et. al. (2015) Diagnostics of transformer with insulation oil-paper. *Przegląd Elektrotechniczny*, (4): 69-72. doi:10.15199/48.2015.08.18
- [9] Callegaro L. (2013) *Electrical impedance: principles, measurement, and applications*. Publishing House "CRC Press", Boca Raton, USA, pp.92-138 .
- [10] Raven M. S., Raven D. (1977) New approaches to the direct measurement of capacitance. *Electrocomponent Science and Technology*, 4: 37-42.

- [11] Cichy A. (2016) Methods of synthesis of quasi-balanced circuits for measuring of impedance components. *Elektronika ir Elektrotechnika*, 22 (2): 38-42. doi:10.2478/v10178-010-0022-8
- [12] Lentka G. (2014) Using a particular sampling method for impedance measurement. *Metrol. Meas. Syst.*, 21 (3): 497-508. doi:10.2478/mms-2014-0042
- [13] Chabowski K., Piasecki T., Dzierka A., et. al. (2015) Simple wide frequency range impedance meter based on AD5933 integrated circuit. *Metrol. Meas. Syst.*, 22 (1): 13-24. doi:10.1515/mms-2015-0006
- [14] Ramos P. M., Janiero F. M., Cruz Serra A, et. al. (2009) Recent developments on impedance measurements with DSP-based ellipse-fitting algorithms. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 58 (5): 1680-1689. doi:10.1109/TIM.2009.2014512
- [15] Ramos P. M., Janiero F. M. (2007) Implementation of DSP based algorithms for impedance measurement. *IEEE International Conference on Signal Processing and Communications, United Arab Emirates*. doi:10.1109/ICSPC.2007.4728444
- [16] Ramos P. M., Janiero F. M., Radil T. (2011) DSPIC-based impedance measuring instrument. *Metrol. Meas. Syst.*, 18 (2): 185-198. doi:10.2478/v10178-011-0002-0
- [17] Ramos P. M., Janiero F. M., Radil T. (2010) Comparative analysis of three algorithms for two-channel common frequency sinewave parameter estimation: ellipse fit, seven parameters sine fit and spectral sinc fit. *Metrol. Meas. Syst.*, 17 (2): 250-270. doi:10.2478/v10178-010-0022-8
- [18] Halir R, Flusser J. (1998) Numerically stable direct least squares fitting of ellipses. *Conference in central Europe on computer graphics, visualization and interactive digital media. Czech Republic*
- [19] Вентцель Е. С. Теория вероятностей. – Москва: Государственное издательство физико-математической литературы. 1958. 464 с.
- [20] Бушина Г. З. Кривые второго порядка. – Хабаровск: Издательство Хабаровского государственного технического университета. 1995. 18 с.
- [21] Киркинский А. С. Линейная алгебра и аналитическая геометрия. –Москва: Академический проект. 2006. 256 с.