

УДК 621.382

# Методика підвищення точності вимірювальних перетворювачів імпедансу з врахуванням негармонічності сигналів

Барило Г. І., Голяка Р. Л., Прудюс І. Н., Фабіровський С. Є.

Національний університет “Львівська політехніка”

E-mail: *fabirowskii@gmail.com*

В роботі вирішується задача підвищення точності вимірювальних перетворювачів електричного імпедансу з врахуванням негармонічності задаючих сигналів. Отримані результати базуються на методі SPICE (Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis) модельних досліджень, в якому проводиться співставлення малосигнального АС (Alternative Current) аналізу за змінним струмом та перехідного Transient аналізу. Запропоновано методику, згідно якої формують та порівнюють масиви інформативних сигналів активного  $\text{Re } Z$  та реактивного  $\text{Im } Z$  імпедансу. Підвищення точності вимірювального перетворення забезпечується відповідно розрахованими коефіцієнтами, які дозволяють проводити корекцію результатів вимірювання активної та реактивної складових імпедансу. Представлено спосіб розрахунку таких коефіцієнтів та приклади їх використання.

*Ключові слова:* імпедансна спектроскопія; сигнальні перетворювачі; SPICE моделювання

## Вступ та постановка задачі

Новітній напрям еволюції глобальної інфокомунікаційної мережі, що отримав назву Інтернет Речей (IoT, Internet of Things) [1], актуалізує широкий спектр задач подальшого розвитку сенсорних пристроїв, і зокрема, мікросхемотехніки їх вимірювальних перетворювачів [2, 3]. Сенсорні пристрої Інтернет Речей, виконуючи функцію інтерфейсу між фізичним світом та Інтернетом, забезпечують вимірювання різноманітних параметрів – температури, вологості, освітлення, властивостей речовин, забруднення довкілля тощо.

Один з найбільш актуальних на сьогодні класів сенсорної електроніки Інтернету Речей базується на методах імпедансної спектроскопії. Здебільшого, інформативні сигнали імпедансної спектроскопії – активну та реактивну складові електричного імпедансу досліджуваного двополюсника – формують спеціалізованими вимірювальними перетворювачами [4]. Визначальними вимогами до вимірювальних перетворювачів сенсорних пристроїв Інтернету Речей є їх універсальність, мінімальне енергоспоживання, можливість функціонувати при низьких напругах живлення, стабільність роботи при зміні зовнішніх факторів тощо [5].

На основі методу імпедансної спектроскопії розробляється широкий ряд вимірювальних пристроїв, зокрема в приладобудуванні, апаратурі діагностики компонентів автомобільної електроніки та авіоні-

ки, прикладному матеріалознавстві, екології, біології клітин, імунології тощо [6, 7]. У порівнянні з іншими методами фізичних досліджень імпедансна спектроскопія забезпечує простоту реалізації, енергоефективність, високу роздільну здатність та селективність вимірювань параметрів.

В даній роботі вирішується задача підвищення точності вимірювальних перетворювачів електричного імпедансу з врахуванням негармонічності задаючих сигналів. Заміна гармонічних моночастотних сигналів синусоїдальної форми на імпульсні сигнали дозволяє відмовитися від необхідності використання перестроюваних по частоті задаючих генераторів функції синуса, які типово реалізуються на основі високопрецизійних цифро-аналогових перетворювачів та згладжуючих фільтрів. В свою чергу, це зменшує енергоспоживання та масо-габаритні параметри пристроїв імпедансної спектроскопії, що набуває високої пріоритетності, зокрема, в радіоелектронній апаратурі самодіагностики безпілотних літаючих апаратів (БПЛА) [8, 9]. Така апаратура самодіагностики на основі методу імпедансної спектроскопії забезпечує можливість моніторингу експлуатаційного дрейфу параметрів вузлів БПЛА, зокрема, джерел живлення, компонентів радіочастотного тракту, конструктивних елементів тощо.

## 1 SPICE модель та методика дослідження

Реалізація імпедансної спектроскопії передбачає перехід від частотних діаграм до діаграм на комплексній площині – діаграм Найквіста. В ряді сучасних версій пакетів програм схемного моделювання вже передбачено метод імпедансного аналізу з використанням математичних функцій дійсних  $\text{Re}$  та уявних  $\text{Im}$  складових сигналу. З допомогою цих функцій представляється можливим розрахувати відповідні значення активного  $\text{Re} Z$  та реактивного  $\text{Im} Z$  імпедансу досліджуваного об'єкту, а відтак, побудувати діаграму Найквіста. Однак, такий підхід не є універсальним, і зокрема, накладає значні обмеження щодо проведення модельних досліджень реальних схем вимірювальних перетворювачів з врахуванням параметрів реальних сигналів – їх форми, амплітуди, негармонічності тощо.

Отримані в даній роботі результати базуються на методи SPICE (Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis) [10, 11] модельних досліджень, в якому проводиться співставлення малосигнального АС (Alternative Current) аналізу за змінним струмом та перехідного Transient аналізу. В ході АС аналізу отримують імпедансні діаграми Найквіста в ідеалізованому випадку, а в ході Transient аналізу розраховують значення активної  $\text{Re} Z$  та реактивної  $\text{Im} Z$  складових імпедансу для фактичних параметрів вимірювальних перетворювачів та форми активуючих сигналів. Реалізація вищезгаданого методу передбачає використання синхронного квадратурного детектування вихідних сигналів вимірювального кола. Активна складова вихідного сигналу – інформативний сигнал активного імпедансу  $\text{Re} Z$ , детектується та інтегрується синфазно з задаючим входним сигналом, а реактивна складова інформативний сигнал реактивного імпедансу  $\text{Im} Z$  – зі зміщенням фази на  $\pi/2$ . Використовуючи результати таких досліджень нами була запропонована методика підвищення точності вимірювального перетворення імпедансу, яка і враховує вищезгаданий вплив фактичних параметрів вимірювальних перетворювачів та форми активуючих сигналів.

Методика дослідження передбачає формування та порівняння трьох масивів інформативних сигналів активного  $\text{Re} Z$  та реактивного  $\text{Im} Z$  імпедансу досліджуваного об'єкту. Перший масив  $M(AC)$  отримуємо використовуючи АС малосигнальний аналіз, який відповідає ідеалізованому варіанту вимірювального перетворення та надалі буде використовуватися в якості опорного. Наступні два масиви –  $M(H1)$ ,  $M(HN)$  – отримуємо методом Transient аналізу, використовуючи результати інтегрування вихідних напруг квадратурного детектора вимірювального перетворювача імпедансу. Причому, масив  $M(H1)$  формується при активації входним джерелом гармонічного коливання (перша  $H1$  гармоніка), а

масив  $M(HN)$  – при активації функціонально керованим джерелом, що синтезує негармонічний сигнал у виді гармонік  $HN$ . Зокрема, для випадку імпульсного джерела інформативні сигнали аналізують вводячи у вхідний сигнал набір непарних гармонік, тобто частот  $3f$ ,  $5f$ ,  $7f$  тощо.

Методику дослідження розглянемо на прикладі сигнального перетворювача імпедансу двополюсника у виді двох RC ланок. Спершу проведемо АС аналіз (рис. 1) імпедансу такого двополюсника та отримуємо масив  $M(AC)$ . Схема містить задаючий генератор гармонічного сигналу  $V1$ , перетворювач напруга-струм на керованому джерелі  $G1$  типу  $IofV$  та досліджуваний двополюсник, еквівалентна схема заміщення якого, для прикладу, представлена двома RC ланками  $R1, C1, R2, C2$ . Значення цього масиву, а саме, залежності активної  $\text{Re}(V(3))$  та реактивної  $\text{Im}(V(3))$  складових вихідної напруги у вузлі (3) від частоти  $f$  (в Герцах, Hz), а також діаграма Найквіста, а саме, функціональна залежність -  $\text{Im}(V(3)) = f(\text{Re}(V(3)))$ , слугитимуть опорними для оцінки точності вимірювального перетворення з врахуванням та подальшою корекцією впливу вищих гармонік.

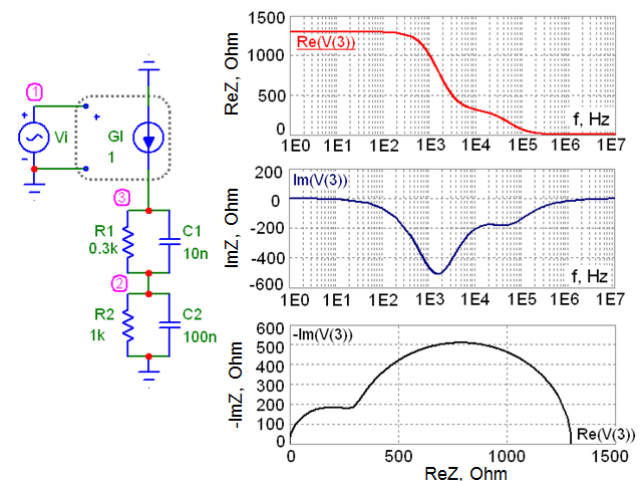


Рис. 1. SPICE схема заміщення та приклад результату АС аналізу імпедансу двополюсника на двох RC ланках

Для розрахунку наступних двох масивів інформативних сигналів активного  $\text{Re} Z$  та реактивного  $\text{Im} Z$  імпедансу  $M(H1)$  та  $M(HN)$  використовуємо схему заміщення квадратурного детектора (рис. 2) та метод Transient аналізу. Ця схема містить задаючий генератор сигналу  $E1$  типу  $NFV$ , перетворювач напруга-струм на керованому джерелі  $G1$  типу  $IofV$ , неінвертуючий  $X1$  та інвертуючий  $X2$  повторювачі напруги, ключі  $S1, S2, S3, S4$  та джерела  $Ere, Eim$  напруг керування цими ключами. Напруга на досліджуваному двополюснику детектується з виділенням активної  $V(5)$  та реактивної  $V(7)$  складових, відповідно, на резисторах навантаження  $Rload1, Rload2$ . Активна складова вихідного сигналу комутується ключами  $S1, S2$  синфазно з за-

даючи вхідним сигналом, а реактивна – ключами S3, S4 зі зміщенням фази на  $\pi/2$ . Далі ці напруги інтегруються з використанням сервісних функцій MicroCAP типу SD (Running integral with respect to time) SD(V(5)), SD(V(7)) і використовуються інформативними сигналами, відповідно, активної та реактивної складових вимірюваного імпедансу.

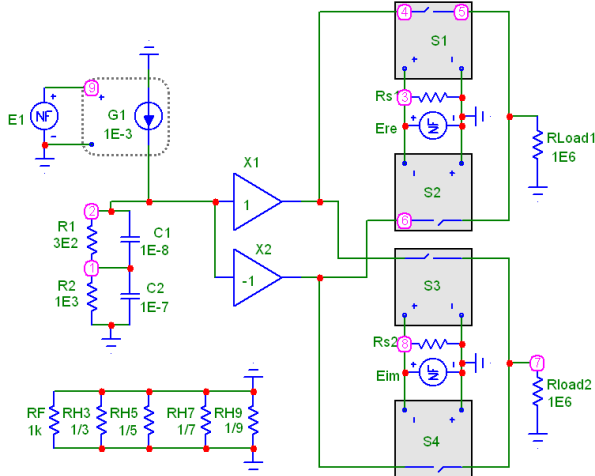


Рис. 2. SPICE схема заміщення перетворювача імпедансу на основі квадратурного детектора

В схемі заміщення використано спосіб формального синтезу задаючого сигналу, який реалізується функціональним генератором сигналу E1 формульного типу NFV (Formula type voltage Function Source). Аргументами математичних функцій такого генератора можуть служити параметри інших компонентів схеми. Така можливість дозволяє замінити значення частот  $f$  на їх формальні аналоги, зокрема опори резисторів. В даному разі, очевидно, що мова йде лише про числові значення цих величин, а не про їх фізичний зміст.

Значення частоти задається опором резистора RF, а числових значень коефіцієнтів гармонічного ряду – опором резисторів RH3, RH5, RH7 тощо. Значення цих опорів використовуються у математичному виразі джерела сигналу E1 (формула записана у відповідності до SPICE синтаксису):

$$\begin{aligned} \text{Value} = & \sin(2 \cdot \pi \cdot R(RF) \cdot t) + \sin(3 \cdot 2 \cdot \pi \cdot R(RF) \cdot t) \times \\ & \times R(RH3) + \sin(5 \cdot 2 \cdot \pi \cdot R(RF) \cdot t) \cdot R(RH5) + \\ & + \sin(7 \cdot 2 \cdot \pi \cdot R(RF) \cdot t) \cdot R(RH7) + \dots \quad (1) \end{aligned}$$

Зокрема, використовуючи перетворення Фур'є, сигнали прямокутної форми можуть бути представлені у виді функції  $P_H(t)$ , яка розкладається в гармонічний ряд [12]:

$$P_H(t) = \frac{4}{\pi} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{\sin(k\omega t)}{k}, \quad (2)$$

де  $k = 1, 3, 5 \dots$  непарні гармоніки.

Суттєвою перевагою вказаного способу формального синтезу задаючого сигналу є можливість

оперативної зміни коефіцієнтів гармонічного ряду в ході Transient аналізу, що реалізується динамічною покроковою зміною значень RH3, RH5, RH7... Така зміна може реалізовуватися, як одночасно методом Stepping: Step all variables simultaneously, так і послідовно методом Stepping: Step variables in nested loops. Відзначимо, що спосіб приєднання резисторів RF, RH3, RH5... в SPICE схемі заміщення значення немає, адже важливими є числові значення цих резисторів, а не значення напруг чи струмів в їх колі.

Для прикладу на рис. 3 представлені епюри струму через досліджуваний двополіусник I(G1) та вихідних напруг V(5), V(7), а на рис. 4 – епюри інтегралів цих напруг SD(V(5)) та SD(V(7)), де a.u. – умовні одиниці (arbitrary units). Основна частота задаючого сигналу становить  $f = 10$  Гц, а значення гармонік H1, H3, H5, H7, H9 відповідають коефіцієнтам ряду (2).

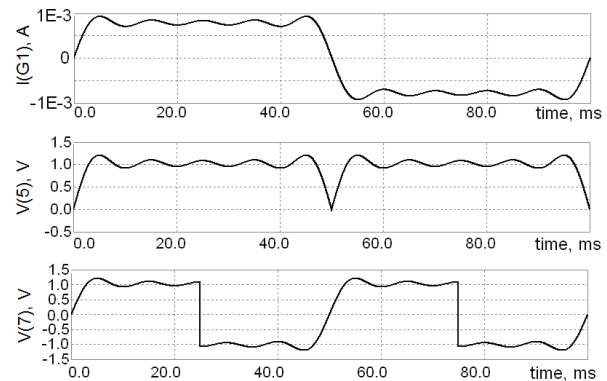


Рис. 3. Епюри сигналів: частота  $f = 10$  Гц, гармоніки H1, H3, H5, H7, H9

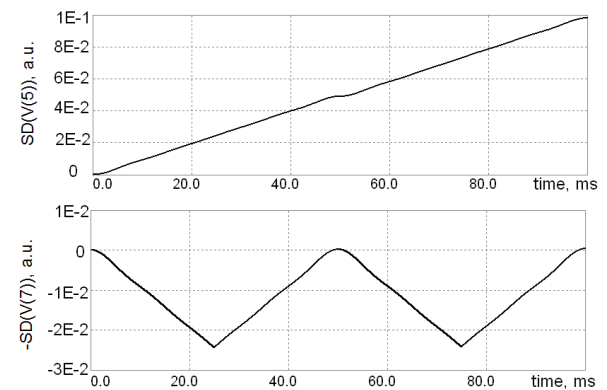


Рис. 4. Епюри інтегралів: частота  $f = 10$  Гц, гармоніки H1, H3, H5, H7, H9

Аналіз форм сигналів на таких епюрах дозволяє виявити якісні особливості сигнального перетворення, що є важливим з точки зору подальшої оптимізації вимірювання, зокрема, вибору тривалості інтегрування та аналізу впливу часової дискретизації функції інтегрування на точність вимірювання. В результаті такої оптимізації визначають вимоги до параметрів елементної бази (операційних підсилювачів, ключів тощо).

## 2 Аналіз результатів дослідження

Характерний приклад співставлення результатів дослідження сигналів масивів  $M(AC)$  малосигнальний АС аналіз, який відповідає ідеалізованому варіанту вимірювального перетворення та  $M(H1)$ , Transient аналіз при активації задаючим моногармонічним (Н1) джерелом показано на рис. 5 та рис. 6. Можна бачити, що в межах похибки інтегрування ці масиви співпадають, що свідчить про високу точність як методики дослідження, так і SPICE моделі сигнального перетворення на основі квадратурного детектора при активації гармонічним коливанням.

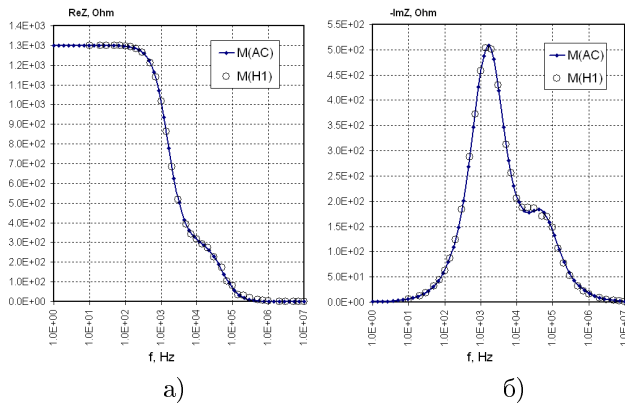


Рис. 5. Залежності активної  $Re Z$  та реактивної  $Im Z$  складових імпедансу: масиви  $M(AC)$ ,  $M(H1)$

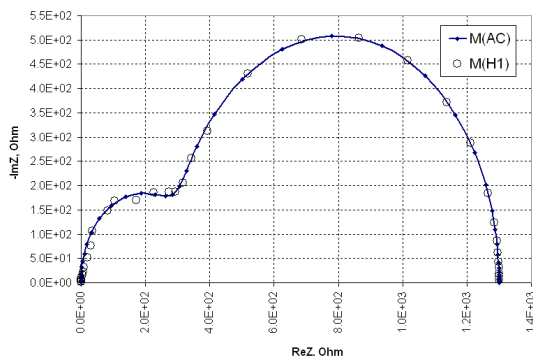


Рис. 6. Діаграми Найквіста: масиви  $M(AC)$ ,  $M(H1)$

Натомість, як це показано на рис. 7 та рис. 8, для значень масиву  $M(HN)$ , який характеризує негармонічний сигнал з гармоніками НН (в даному конкретному випадку Н1, Н3, Н5, Н7, Н9) є характерними суттєве неспівпадіння з вищезгаданим опорним масивом  $M(AC)$  та масивом  $M(H1)$  для моногармонічного сигналу. Особливо таке неспівпадіння проявляється для значень активної  $Re Z$  складової на нижніх частотах перед ділянкою спаду частотної характеристики  $Re Z(f)$ . Похибка сигнального перетворення на цій ділянці сягає 20 %. Щодо значень реактивної  $Im Z$  складової, то неспівпадіння є меншим – приблизно 5..10 %. Мова про ще один масив даних  $M(HN)_C$ , який отриму-

ють в результаті відповідної корекції результатів сигнального перетворення, піде далі.

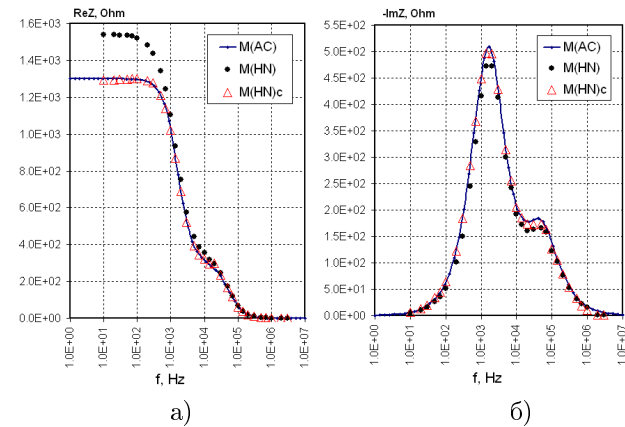


Рис. 7. Залежності активної  $Re Z$  та реактивної  $Im Z$  складових імпедансу: масиви  $M(AC)$ ,  $M(HN)$ ,  $M(HN)_C$

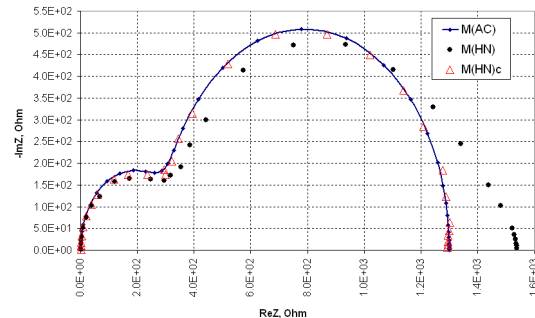


Рис. 8. Діаграми Найквіста: масиви  $M(AC)$ ,  $M(HN)$ ,  $M(HN)_C$

## 3 Корекція результатів вимірювання

У відповідності до вирішуваної в даній роботі задачі підвищення точності вимірювального перетворення в імпедансній спектроскопії з врахуванням негармонічності задаючих сигналів розглянемо спосіб розрахунку коефіцієнтів  $K_{RE}$  та  $K_{IM}$ , які б дозволяли проводити корекцію результатів вимірювання активної  $Re Z$  та реактивної  $Im Z$  складових імпедансу. Розрахунок розглянемо на прикладі наближеного до меандру негармонічного сигналу, який містить ряд непарних гармонік Н3, Н5, Н7, ...

Корекція результатів вимірювання здійснюється за формулами:

$$Re Z_{cor}(f) = Re Z_{pls}(f) - \sum_{k=3}^m K_{RE}(k) Re Z_{pls}(kf),$$

$$Im Z_{cor}(f) = Im Z_{pls}(f) - \sum_{k=3}^m K_{IM}(k) Im Z_{pls}(kf),$$

(3)

де  $f$  – основна частота;  $kf$  – частоти гармонік імпульсного сигналу;  $k = 3, 5, \dots, m$ ;  $\text{Re } Z_{pls}(f)$ ,  $\text{Im } Z_{pls}(f)$  – результати вимірювання, відповідно, активної та реактивної складових на основній частоті  $f$  імпульсного сигналу;  $\text{Re } Z_{pls}(kf)$ ,  $\text{Im } Z_{pls}(kf)$  – результати вимірювання, відповідно, активної та реактивної складових на частотах  $kf$  гармонік Н3, Н5, Н7...;  $\text{Im } Z_{cor}(f)$ ,  $\text{Re } Z_{cor}(f)$  – результати корекції, відповідно, активної та реактивної складових;  $K_{RE}(k)$ ,  $K_{IM}(k)$  – коефіцієнти корекції, відповідно, активної та реактивної складових імпедансу.

Відзначимо, що з метою спрощення, яке не критично впливає на точність корекції:

- кількість гармонік може бути обмеженою лише першими значеннями ряду, зокрема, Н3, Н5, Н7, Н9;
- частоти гармонік  $kf$ , на яких вимірюються значення  $\text{Re } Z_{pls}(kf)$ ,  $\text{Im } Z_{pls}(kf)$ , можуть закруглятися до частот, на яких вимірюються значення діаграми Найквіста  $\text{Re } Z_{pls}(f)$ ,  $\text{Im } Z_{pls}(f)$ ;
- для заданої схеми вимірювального перетворювача коефіцієнти корекції  $K_{RE}(k)$ ,  $K_{IM}(k)$ , можуть визначатися, зокрема, для граничних варіантів досліджуваних двополосників, зокрема, у варіанті лише активного  $\text{Re}_A$  ( $C = 0$ ) та лише реактивного  $\text{Im}_R$  ( $R = 0$ ) імпедансів.

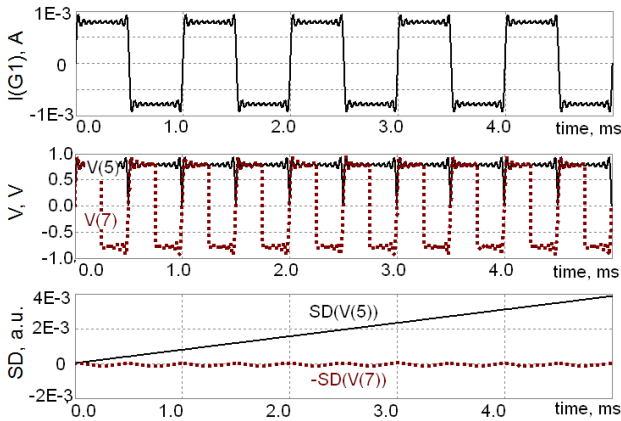


Рис. 9. Епюри сигналів для активного імпедансу ( $C=0$ , Н1... Н19)

Для прикладу на рис. 9 та рис. 10 показані епюри сигналів для граничних варіантів, відповідно, лише активного ( $C = 0$ ) та лише реактивного ( $R = \infty$ ) імпедансів. Дослідження проводилися для першої Н1 та всіх наборів Н1...19 вищих гармонік. Результати досліджень наведені в табл. 1, де:  $\text{Re}_A$ ,  $\text{Im}_R$  – результати перетворення в граничних варіантах  $C = 0$  та  $R = \infty$ , відповідно;  $K_{RE}(k)$ ,  $K_{IM}(k)$  – коефіцієнти корекції активного та реактивного імпедансу (рис. 11).

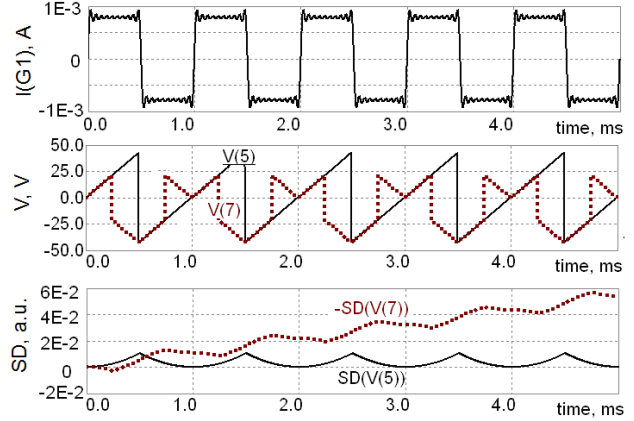


Рис. 10. Епюри сигналів для реактивного імпедансу ( $R=0$ , Н1... Н19)

Табл. 1 Вихідні сигнали перетворювача імпедансу та коефіцієнти корекції

Н	$K$	$\text{Re}_A$ , $\text{Ohm}$	$K_{RE}(k)$ , $\text{a.u.}$	$\text{Im}_R$ , $\text{Ohm}$	$K_{IM}(k)$ , $\text{a.u.}$
H1	1	318.31	1	334.36	1
H1.3	3	353.68	0.111	321.96	-0.037
H1.5	5	366.41	0.036	324.65	0.008
H1..7	7	372.9	0.018	323.68	-0.003
H1.9	9	376.83	0.011	324.13	0.001
H1..11	11	379.46	0.007	323.88	-0.001
H1..13	13	381.34	0.005	324.03	0
H1..15	15	382.75	0.004	323.94	0
H1..17	17	383.86	0.003	324	0
H1..19	19	384.74	0.002	323.96	0

На основній частоті  $f$  імпульсного сигналу  $\text{Re } Z_{pls}(f)$ ,  $\text{Im } Z_{pls}(f)$ , тобто першій гармоніці Н1, значення коефіцієнтів корекції становлять  $K_{RE}(H1) = 1$ ,  $K_{IM}(H1) = 1$ , а для вищих гармонік розраховуються за формулами:

$$K_{RE}(k) = \frac{\text{Re}_A(k) - \text{Re}_A(k-2)}{\text{Re}_A(k-2)}, \quad (4)$$

$$K_{IM}(k) = \frac{\text{Im}_R(k) - \text{Im}_R(k-2)}{\text{Im}_R(k-2)},$$

де  $k = 3, 5, 7 \dots$

Можна бачити, що із збільшенням частоти гармонік коефіцієнти корекції  $K_{RE}(k)$ ,  $K_{IM}(k)$  зменшуються, причому закономірності такого зменшення відрізняються для активної та реактивної складових. Аналогічні дослідження проводилися для інших параметрів двополосників, в тому числі для двополосників з індуктивним характером імпедансу. Для всіх таких досліджень закономірності зміни коефіцієнтів корекції активної  $K_{RE}$  та реактивної  $K_{IM}$  складових залишалися аналогічними до вище наведених. Таким чином, отримані закономірності можуть широко застосовуватися при корекції результатів імпедансної спектроскопії при активації

імпульсними сигналами для переважної більшості варіантів досліджень. Приклад такої корекції наведено на рис. 7 та рис. 8, де масив  $M(HN)_C$  отриманий саме з використанням розглянутої методики корекції та значень її коефіцієнтів.

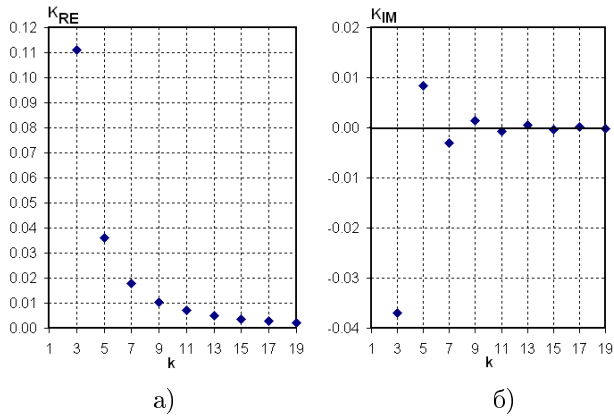


Рис. 11. Коефіцієнти корекції активної  $K_{RE}$  та реактивної  $K_{IM}$  складових

Типово, кількість гармонік  $kf$ , які враховуються в ході корекції результатів вимірювання, визначається отриманими значеннями  $\text{Re } Z_{pls}(kf)$ ,  $\text{Im } Z_{pls}(kf)$  на цих гармоніках. Чим більші значення  $\text{Re } Z_{pls}(kf)$ ,  $\text{Im } Z_{pls}(kf)$ , тим більший їх вплив, і навпаки. Таким чином, критерієм достатності кількості гармонік, що враховуються, є умови  $\text{Re } Z_{pls}(kf) \rightarrow 0$ ,  $\text{Im } Z_{pls}(kf) \rightarrow 0$ .

## Висновки

Обґрунтована та вирішена задача підвищення точності вимірювального перетворення імпедансу з врахуванням негармонічності сигналів, переважно, на високих частотах, де реальні параметри елементної бази сигнальних перетворювачів обмежують швидкість наростання задаючого сигналу. В результаті такого обмеження виникають, обумовлені гармонічними спотвореннями сигналів, похибки вимірювання імпедансних характеристик.

Для вирішення поставленої задачі запропоновано методику, згідно якої формують та порівнюють три масиви інформативних сигналів активного  $\text{Re } Z$  та реактивного  $\text{Im } Z$  імпедансу. Перший масив  $M(AC)$  отримують використовуючи АС мало-сигнальний аналіз, який відповідає ідеалізованому варіанту вимірювального перетворення та надалі використовують в якості опорного. Наступні два масиви  $M(H1)$ ,  $M(HN)$  отримують методом Transient аналізу використовуючи результати інтегрування вихідних напруг квадратурного детектора вимірювального перетворювача імпедансу. Масив  $M(H1)$  формується при активації вхідним джерелом гармонічного коливання (перша  $H1$  гармоніка), а масив  $M(HN)$  – при активації функціонально керованим джерелом, що синтезує негармонічний сигнал у виді

гармонік  $HN$ . Підвищення точності вимірювального перетворення забезпечується відповідно розрахованими коефіцієнтами  $K_{RE}$  та  $K_{IM}$ , які дозволяють проводити корекцію результатів вимірювання активної та реактивної складових імпедансу. Представлено спосіб розрахунку таких коефіцієнтів та приклади їх використання.

Використання негармонічних, переважно, імпульсних сигналів дозволяє спростити структурно-схемну реалізацію пристроїв імпедансної спектроскопії, а відтак, мінімізувати їх енергоспоживання та масо-габаритні параметри. Сферами застосування таких пристроїв імпедансної спектроскопії є приладобудування, апаратура діагностики компонентів автомобільної електроніки та авіоніки, прикладне матеріалознавство, екологія, біологія тощо. Запропоновані підходи мають особливу актуальність в мікроелектронній апаратурі Інтернету Речей, вбудованих системах самодіагностики, зокрема, пристроях моніторингу експлуатаційного дрейфу параметрів вузлів безпілотних літаючих апаратів.

## References

- [1] Cheng Bo, Zhu Da, Zhao Shuai and Chen Junliang (2016) Situation-Aware IoT Service Coordination Using the Event-Driven SOA Paradigm. *IEEE Transactions on Network and Service Management*, Vol.13, Iss. 2, pp. 349-361. DOI: 10.1109/TNSM.2016.2541171
- [2] Wang Chonggang, Daneshmand Mahmoud and Dohler Mischka (2013) Guest Editorial – Special Issue on Internet of Things (IoT): Architecture, Protocols and Services. *IEEE Sensors Journal*, Vol. 13, Iss. 10, pp. 3505-3510. DOI: 10.1109/JSEN.2013.2274906
- [3] Hotra Z., Holyaka R., Marusenkova T. and Potenci J. (2010) Signal transducers of capacitive microelectronic sensors. *Electronika*. Rzeszow. Poland. No. 8, pp. 129-132.
- [4] Holyaka R. and Kostiv N. (2011) Energy-efficient signal converter of thermocouple, temperature sensors. *Informatyka, Automatyka, Pomiar*, No. 4, pp. 26-28.
- [5] Kim Jaeho, Yun Jaeseok and Choi Sung-Chan (2016) Standard-based IoT platforms interworking: implementation, experiences, and lessons learned. *IEEE Communications Magazine*, Vol. 54, Iss. 7, pp. 48-54. DOI: 10.1109/MCOM.2016.7514163
- [6] Lopez-Rodriguez Maria L., Madrid Rossana and Giacomelli Carla (2013) Evaluation of Impedance Spectroscopy as a Transduction Method for Bacterial Biosensors. *IEEE Latin America Transactions*, Vol. 11, Iss. 1, pp. 196-200. DOI: 10.1109/TLA.2013.6502802
- [7] Song Kiseok, Ha Unsoo and Park Seongwook (2015) An Impedance and Multi-Wavelength Near-Infrared Spectroscopy IC for Non-Invasive Blood Glucose Estimation. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, Vol. 50, Iss. 4, pp. 1025-1037. DOI: 10.1109/JSSC.2014.2384037
- [8] Cooley John J., Lindahl Peter, Zimmerman Clarissa L., Cornachione Matthew, Jordan Grant, Shaw Steven R. and Leeb Steven B. (2014) Multiconverter System Design for Fuel Cell Buffering and Diagnostics Under UAV Load Profiles. *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 29, Iss. 6, pp. 3232- 3244. DOI: 10.1109/TPEL.2013.2274600

- [9] Telford R and Galloway S. (2015) Fault classification and diagnostic system for unmanned aerial vehicle electrical networks based on hidden Markov models. *IET Electrical Systems in Transportation*, Vol. 5, Iss. 3, pp. 103-111. DOI: 10.1049/iet-est.2014.0042
- [10] Karpaty D. (2013) Modeling Amplifiers as Analog Filters Increases SPICE Simulation Speed. *Analog Dialogue*, Vol. 47, No. 1, pp. 18-22.
- [11] Spectrum Software (2010) MICRO-CAP Electronic Circuit Analysis Program, 8 p. Available at: <http://www.spectrum-soft.com/download/rm10.pdf>
- [12] Salih S. M. (2015) *Fourier Transform - Signal Processing and Physical Sciences*. InTech, 222 p. DOI: 10.5772/58658

## Методика повышения точности измерительных преобразователей импеданса с учетом негармоничности сигналов

Барыло Г. И., Голяка Р. Л., Пруднус И. Н., Фабіровський С. Є.

В работе решается задача повышения точности измерительных преобразователей электрического импеданса с учетом негармоничности задающих сигналов. Полученные результаты базируются на методе SPICE (Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis) модельных исследований, в котором проводится сопоставление малосигнальные АС (Alternative Current) анализа по переменному току и переходного Transient анализа. Предложена методика, согласно которой формируют и сравнивают массивы информативных сигналов активного ReZ и реактивного ImZ импеданса. Повышение точности измерительного преобразования обеспечивается использованием соответствующих коэффициентов, которые позволяют проводить коррекцию результатов измерения активной и реактивной составляющих импеданса. Представлен способ расчета таких коэффициентов и примеры их использования.

*Ключевые слова:* импедансная спектроскопия; сигнальные преобразователи; SPICE моделирование

## Technique of increasing the impedance measuring transducers accuracy at inharmoniousness signals

Barylo, G. I., Holyaka, R. L., Prudyus, I. N., Fabirovskyy, S. E.

**Introduction.** Nowadays, one of the most relevant classes of sensor electronics for the Internet of Things is based on the methods of impedance spectroscopy. In general, the informative signals of impedance spectroscopy, namely, an active component or resistance which forms the real part and a reactive component or reactance which forms the imaginary part of complex impedance of the investigated two-terminal network, are formed by specialized analog front-end or measuring transducers. The defining requirements for measuring converters of sensor devices of the Internet Things are their versatility, minimal power consumption, the ability to work at low supply voltages,

stability of operation with changing external factors and so on. In this paper, the problem of improving the accuracy of electrical impedance measuring transducers is considered, taking into account the non-harmonic of the driving signals.

**SPICE model and research technique.** The implementation of impedance spectroscopy assumes a transition from frequency plots to plots on the complex plane, called as Nyquist plots. In a number of modern versions of circuit simulation programs the method of impedance analysis is already provided with the use of mathematical functions of Real (Re) and Imagine (Im) components of the signal. Using these functions, it is possible to calculate the corresponding values of the active (Re Z) and the reactive (Im Z) impedance of the object under investigation. As a result of his usage a Nyquist plot is plotted. However, this approach is not universal, and in particular, imposes significant restrictions taking into account the parameters of real signals, namely, their amplitude, shape, non-harmonics, etc. The results obtained in this paper are based on the new SPICE (Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis) model studding methodology, which compares small signal Alternative Current Analysis with large signal Transient Analysis. During the Alternative Current Analysis, Nyquist impedance plot are obtained in the idealized case, and during the Transient Analysis the active Re Z value and reactive Im Z impedance components are calculated for the actual parameters of the measuring transducers and the form of the activating signals. The implementation of the above mentioned methodology involves the use of synchronous quadrature detection of the output signals of the measuring circuit.

**Analysis and correction of results.** In accordance with the task of increasing the impedance measuring transducers accuracy at inharmoniousness signals we consider the method of calculating the coefficients KRE and KIM, allowing correcting the measurement results of the active Re Z and the reactive Im Z impedance components. A few analysis and correction results are presented. The obtained regularities can be widely used in correcting the results of impedance spectroscopy upon activation by pulse signals for the vast majority of research options.

**Conclusion.** A new approach is proposed, according to which three arrays of informative signals of active Re Z and reactive Im Z impedance are formed and compared. The first M(AC) array is obtained using small signal Alternative Current Analysis, which corresponds to an idealized version of the measurement transformation and is subsequently used as a reference. The next two arrays M(H1) and M(HN) are obtained by the method of large signal Transient Analysis using the results of integrating the quadrature detector output voltages of the impedance transducer. The array M(H1) is formed when the input source triggers a harmonic oscillation (the first H1 harmonic), and the M(HN) array when activated by a functionally controlled source synthesizes a non-harmonic signal in the form of harmonics HN. The increase in the accuracy of the measurement conversion is provided by coefficients  $K_{RE}$  and  $K_{IM}$ , which allow the correction of the measurement results of the active and reactive components of the impedance. A method for calculating such coefficients and examples of their use are presented.

*Key words:* impedance spectroscopy; signal front-end; SPICE simulation