

Вимірювальні перетворювачі імпедансу з чотиритактним детектуванням сигналу

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

Національний університет “Львівська політехніка”

E-mail: fabirovskii@gmail.com

Робота присвячена проблемам розроблення сенсорних пристроїв на основі методів імпедансної спектроскопії. У порівнянні з іншими методами фізичних досліджень пристрої імпедансної спектроскопії забезпечують простоту реалізації, високу енергоефективність, хорошу роздільну здатність та селективність вимірювань параметрів досліджуваних об'єктів. Представлені результати розроблення та модельного дослідження вимірювального перетворювача імпедансу з використанням методу чотиритактного детектування сигналу. На відміну від традиційного двотактного детектування, чотиритактне детектування сигналу дозволяє суттєво спростити схеми перетворювачів. Таке спрощення досягається безпосереднім інтегруванням миттєвого значення $I_Z(t)$ струму без використання проміжних каскадів сигнального перетворення. Проведені модельні дослідження та параметричний аналіз базуються на методі розрахунку з використанням Transient аналізу SPICE моделей, в результаті якого визначають активну Z_{RE} та реактивну Z_{IM} складові вимірюваного імпедансу для фактичних параметрів сигналів та елементної бази схеми перетворювача. Представлені залежності вихідних напруг вимірювального перетворювача з чотиритактним детектуванням від ширини смуги робочих частот операційних підсилювачів. Отримані результати мають важливе значення для вирішення проблем розроблення нового покоління мікроелектронних сенсорних пристроїв концепції Інтернету Речей на основі методів імпедансної спектроскопії, зокрема, в галузях матеріалознавства, біохімії, автомобілебудування, авіоники, екології тощо.

Ключові слова: імпедансна спектроскопія; сигнальні перетворювачі; Інтернет речей; SPICE моделювання

Вступ та постановка задачі

Суттєвий вплив на розвиток сучасної мікросхемотехніки має новий напрям розвитку інфокомунікаційних систем — Інтернет Речей (IoT, Internet of Things) [1]. В значній мірі подальший прогрес в галузі IoT пристроїв обумовлюється розвитком сенсорних пристроїв, і зокрема, мікросхемотехніки їх вимірювальних перетворювачів [2–4].

Високою універсальністю характеризуються сенсорні пристрої, в основі роботи яких покладені методи імпедансної спектроскопії. Такі пристрої використовують, зокрема, для дослідження параметрів твердих та рідких матеріалів з іонною, ковалентною чи змішаною провідністю, а також, діелектриків. У порівнянні з іншими методами фізичних досліджень імпедансна спектроскопія та сенсорні IoT пристрої на її основі забезпечують простоту реалізації, високу енергоефективність, хорошу роздільну здатність та селективність вимірювань параметрів досліджуваних об'єктів [5, 6].

Переважає більшість вимірювальних перетворювачів імпедансу базуються на двох методах — гальваностатичному та потенціостатичному. В галь-

ваностатичному методі інформативною величиною вимірювального імпедансу є часова залежність миттєвого значення напруги $V_Z(t)$ на досліджуваному двополоснику при наперед заданій модуляції струму через нього. Натомість, інформативною величиною потенціостатичного методу є часова залежність миттєвого значення $I_Z(t)$ струму при заданій модуляції напруги. Гальваностатичний метод вимірювального перетворення використовують переважно при дослідженні двополосників з низькими значеннями імпедансу, а потенціометричний — навпаки, з високими значеннями імпедансу.

Відбувається інтенсивний розвиток вимірювальних перетворювачів пристроїв імпедансної спектроскопії [7, 8]. Визначальними серед них є квадратурні детектори з інтегруванням вихідних напруг, які слугують інформативними сигналами активної та реактивної складових імпедансу об'єкту дослідження, зокрема імпедансу досліджуваного матеріалу [9, 10].

В даній роботі представлені результати розроблення та модельного дослідження вимірювального перетворювача імпедансу з використанням методу чотиритактного детектуванням сигналу. На відміну

від традиційного двотактного інтегрування, чотиритактне інтегрування сигналу дозволяє суттєво спростити схеми перетворювачів потенціостатичного методу. Таке спрощення досягається безпосереднім інтегруванням миттєвого значення $I_Z(t)$ струму без використання проміжних каскадів сигнального перетворення. Наведені в роботі дослідження використовують методи SPICE моделювання [11, 12].

1 Аналоговий тракт вимірювальних перетворювачів імпедансу

Основними вузлами аналогового тракту вимірювальних перетворювачів імпедансу є вхідне коло, що забезпечує необхідну взаємодію з об'єктом дослідження, синхронний квадратурний детектор та інтегратор чи фільтр інформативних сигналів активної та реактивної складових імпедансу об'єкту дослідження.

Найпростіший варіант вхідного кола (рис. 1, а) аналогового тракту містить лише задаюче джерело напруги SG, що формує напругу активації VS, досліджуваний двополіусник Z_X та допоміжний резистор R_I , падіння напруги V_Z на якому служить інформативною величиною вимірювального перетворення. Проблемою такого вхідного кола є вплив падіння напруги на резисторі R_I на режим роботи вхідного кола. Опір резистора R_I , а відтак і падіння напруги на ньому, повинні бути мінімізованими. Однак, таке рішення призводить до зменшення амплітуди інформативного сигналу, а відтак, точності вимірювального перетворення. Вирішення цієї проблеми передбачає використання трансімпедансного перетворювача на операційному підсилювачі OA (рис. 1, б). Вхідний опір такого трансімпедансного перетворювача прямує до нуля, а вихідна напруга визначається добутком $V_Z = I_Z \cdot R_I$.

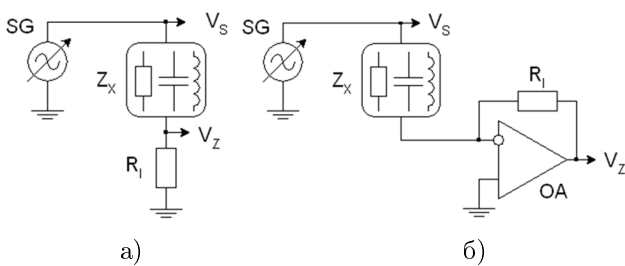


Рис. 1. Вхідні кола вимірювальних перетворювачів імпедансу

Схема квадратурного детектора наведена на рис. 2. Принцип функціонування схеми полягає в синхронному двотактному детектуванні вхідної напруги V_Z , яка формується вже розглянутими вхідними колами вимірювальних перетворювачів. Для реалізації двотактного детектування формують інверсні (на операційному підсилювачі OA_1) та не інверсні (на OA_2) розв'язуючі повторювачі (з модулем

коефіцієнту передачі $|K_V| = 1$), вихідні напруги яких по чергово перемикаються комутаторами SW_1 , SW_2 та усереднюються вузлами Σ_1 , Σ_2 . В загальному, усереднення може здійснюватися цифровими методами, інтегруванням чи низькочастотним фільтруванням. В даній схемі усереднення здійснюють інтеграторами INT_1 , INT_2 . Їх вихідні напруги V_{RE} та V_{IM} є активною та реактивною складовими інформативного сигналу імпедансу. Знакові функції активної $A_{RE}(t)$ та реактивної $A_{IM}(t)$ складових формуються, відповідно, джерелами SQ_{RE} та SQ_{IM} . Фази вихідних імпульсів цих джерел зміщені на $\pi/2$.

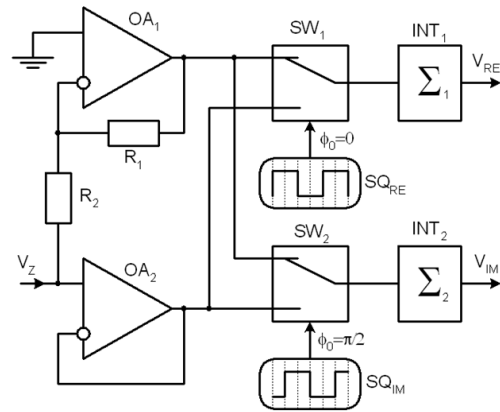


Рис. 2. Схема квадратурного детектора

2 Принцип чотиритактного інтегрування сигналу

На відміну від вище розглянутого двотактного детектування, чотиритактне детектування дозволяє уникнути проміжних перетворювачів сигналу, що забезпечує суттєве спрощення схеми вимірювальних перетворювачів. Таке спрощення досягається безпосереднім інтегруванням миттєвого значення $I_Z(t)$ струму без використання квадратурного детектора.

Суть принципу чотиритактного інтегрування сигналу полягає у формуванні чотирьох інформативних сигналів, зокрема напруг V_{Q1} , V_{Q2} , V_{Q3} та V_{Q4} (рис. 3), кожна з яких відповідає результатам інтегрування у відповідних чотирьох тактах (чверть-періодах) сигналу активації. Знакові функції $A_{Q1}(t)$, $A_{Q2}(t)$, $A_{Q3}(t)$, $A_{Q4}(t)$, що визначають ці сигнали, приймають значення 1 в інтервалах часу:

$$\begin{aligned} A_{Q1}(t) &= 1 \text{ при } t = [0 \dots \pi/2]; \\ A_{Q2}(t) &= 1 \text{ при } t = [\pi/2 \dots \pi]; \\ A_{Q3}(t) &= 1 \text{ при } t = [\pi \dots 3\pi/2]; \\ A_{Q4}(t) &= 1 \text{ при } t = [3\pi/2 \dots 2\pi]. \end{aligned}$$

В інші інтервали часу ці знакові функції приймають значення 0.

Інформативні сигнали, зокрема, напруги активної V_{RE} та реактивної V_{IM} складових формують

операціями додавання та віднімання числових значень вищезгаданих чотирьох напруг:

$$V_{RE} = V_{Q1} + V_{Q2} - V_{Q3} - V_{Q4};$$

$$V_{IM} = V_{Q1} - V_{Q2} - V_{Q3} + V_{Q4}.$$

Безпосереднє інтегрування струму дозволяє суттєво спростити схемну реалізацію перетворювача та процес його подальшого калібрування. Представляється можливим реалізувати весь сигнальний тракт вимірювача імпедансу на єдиному інтеграторі без використання інших вузлів перетворювача. Схема такого перетворювача містить лише один операційний підсилювач та один конденсатор (рис. 3), а інформативні сигнали – вихідні напруги V_{Q1} , V_{Q2} , V_{Q3} та V_{Q4} формують послідовно, відповідним набором імпульсів керування TS_1 , TS_2 , TS_3 та TS_4 :

$$V_{Q1} = K_Q \int_0^{\pi/2} I_Z(t) dt; \quad V_{Q2} = K_Q \int_{\pi/2}^{\pi} I_Z(t) dt;$$

$$V_{Q3} = K_Q \int_{\pi}^{3\pi/2} I_Z(t) dt; \quad V_{Q4} = K_Q \int_{3\pi/2}^{2\pi} I_Z(t) dt,$$

де K_Q – коефіцієнт вимірювального перетворення, $I_Z(t)$ миттєве значення струму через досліджуваний двополюсник.

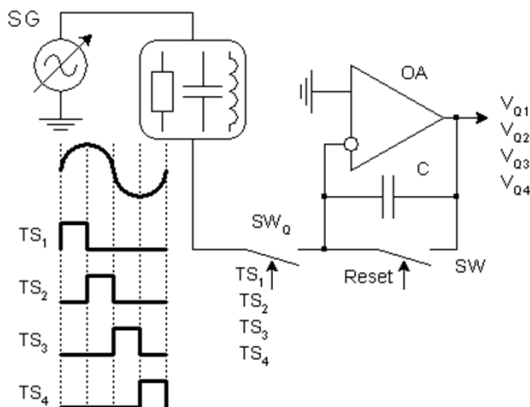


Рис. 3. Схема та керуючі сигнали вимірювального перетворення з чотиритактним послідовним інтегруванням

Такий спосіб сигнального перетворення забезпечує суттєві переваги. Як це вже було відзначено, першою з них є можливість безпосереднього інтегрування інформативного струму через досліджуваний двополюсник в перетворювачах потенціостатичного типу. Другою перевагою є можливість реалізації тестових методів підвищення точності вимірювання, в ході яких формують сигнали з іншими комбінаціями напруг V_{Q1} , V_{Q2} , V_{Q3} та V_{Q4} . Це, в свою чергу, дозволяє реалізувати принцип надлишковості сигналів, використовуючи який представляється можливим проводити перевірку калібрування сигнальних трактів та компенсацію їх дрейфу нуля.

Є очевидним, що при необхідності, зокрема при високих вимогах щодо швидкодії сигнального перетворення чотиритактне інтегрування можна проводити чотирма схемами з паралельним інтегруванням (рис. 4).

Крім того, на відміну від схеми з послідовним інтегруванням, схема з паралельним інтегруванням дозволяє формувати сигнали з вищою завадостійкістю чи вищою чутливістю до малих сигналів. Це досягають інтегруванням на протязі декількох послідовних періодів без обнулення в цих періодах.

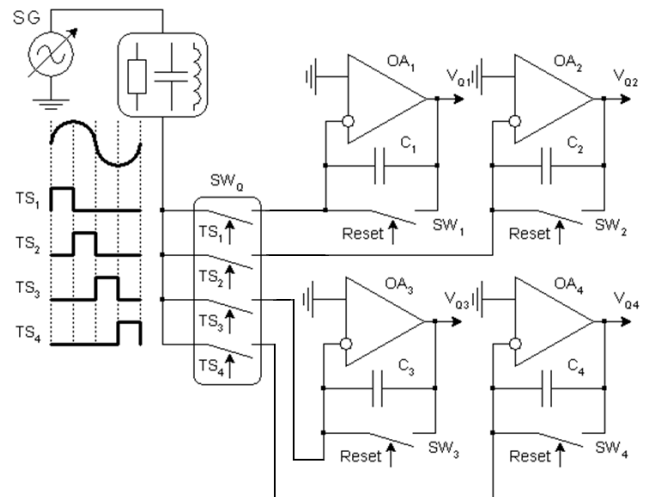


Рис. 4. Схема та керуючі сигнали вимірювального перетворення з чотиритактним паралельним інтегруванням

3 Модельні дослідження перетворювача з чотиритактним інтегруванням сигналу

Параметричний аналіз вимірювальних перетворювачів імпедансу будемо проводити за величиною спотворення діаграм Найквіста, використовуючи методи SPICE моделювання [13]. Такий аналіз доцільно проводити на прикладі елементарного RC двополюсника з характерною частотою, яка знаходиться на межі частотного діапазону вимірювання імпедансу. На цій характерній частоті активна Z_{RE} та реактивна Z_{IM} складові імпедансу зрівнюються $Z_{RE}(f_0) = Z_{IM}(f_0)$. Зокрема, для частоти $f_0 = 0,1$ МГц параметри RC кола можуть бути наступними: $R_X = 1$ кОм, $C_X = 1,591$ нФ. Частотні залежності активної Re та реактивної $-Im$ складових імпедансу та діаграма Найквіста такого RC кола з характерною частотою $f_0 = 0,1$ МГц наведені на рис. 5, де $Re(V(1))$ та $Im(V(1))$ – відповідно, активна Re та реактивна Im складові напруги у вузлі 1 – $V(1)$, а. у. – arbitrary units (умовні одиниці).

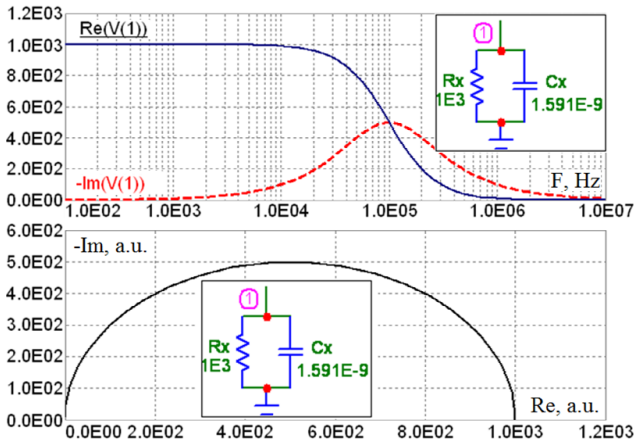


Рис. 5. Частотні залежності активної Re та реактивної $-Im$ складових імпедансу та діаграма Найквіста RC кола з характерною частотою $f_0 = 0,1$ МГц

SPICE модель (схема заміщення) вимірювального перетворювача з чотиритактним паралельним інтегруванням представлена на рис. 6. Схема перетворювача містить:

- задаючий генератор імпульсного сигналу V_i ;
- об'єкт дослідження імпедансу у виді $R_X C_X$ ланки з характерною частотою $f_0 = 0,1$ МГц ($R_X = 1E3$, $C_X = 1.591E-9$);
- ключі SW1, SW2, SW3 та SW4, які керуються відповідними імпульсами напруг VS1, VS2, VS3 та VS4;
- інтегратори на операційних підсилювачах X1, X2, X3 та X4.

Джерела Vep1, Vem1, Vep2, Vem2, Vep3, Vem3, Vep4, Vem4 представляють відповідні кола живлення операційних підсилювачів. Резистори R1, R2, R3, R4 забезпечують стабілізацію кола зворотного зв'язку операційних підсилювачів на постійному струмі.

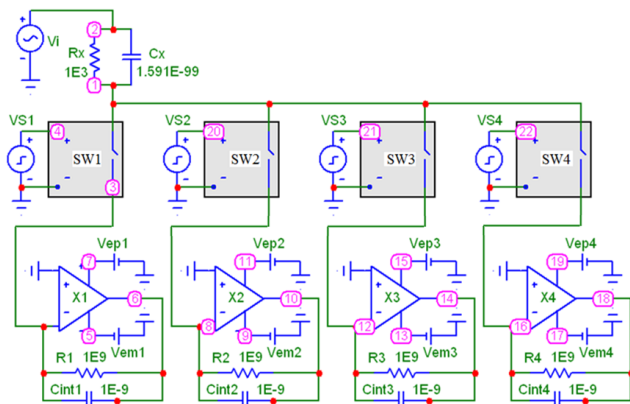


Рис. 6. SPICE схема перетворювача з чотиритактним інтегруванням

Спершу розглянемо точність сигнального перетворення в ідеальному варіанті без врахування

частотних та фазових обмежень операційних підсилювачів. В основному така ідеалізація передбачає використання моделі з безмежно великим значенням ширини смуги пропускання GBW (Gain Band Width) $\rightarrow \infty$ операційного підсилювача. Приклади результатів дослідження сигналів вимірювального перетворювача на основі вищенаведеної SPICE схеми заміщення при $GBW \rightarrow \infty$ представлені на:

- рис. 7 та рис. 8 при $R_X = 1E3$, $C_X = 0$, (відсутність реактивної складової імпедансу);
- рис. 9 та рис. 10 при $R_X = 1E3$, $C_X = 1.591E-9$ (двополюсник з характерною частотою $f_0 = 0,1$ МГц).

Струм через досліджуваний двополюсник представлений величиною $I(V_i)$, а напруги керування ключами – величинами $V(4)$, $V(20)$, $V(21)$, $V(22)$. Вихідні напруги чотиритактного інтегрування формуються, відповідно, у вузлах 6, 10, 14 та 18: $V_{Q1} = V(6)$, $V_{Q2} = V(10)$, $V_{Q3} = V(14)$ та $V_{Q4} = V(18)$.

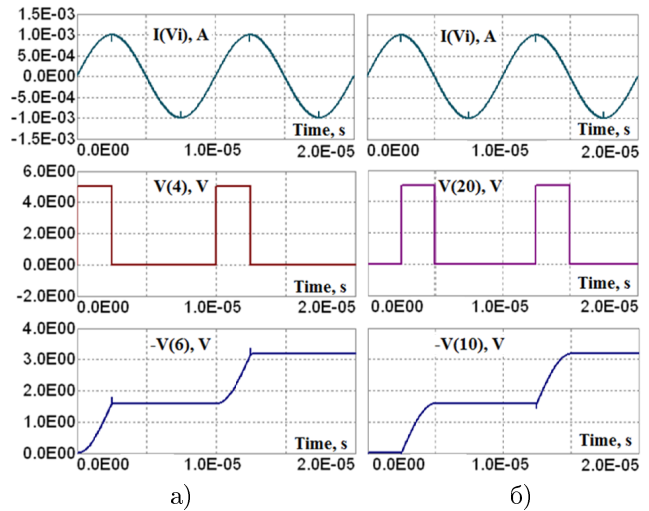


Рис. 7. Епюри напруг в колах TS_1 (а), TS_2 (б) при $R_X = 1E3$, $C_X = 0$, $GBW \rightarrow \infty$

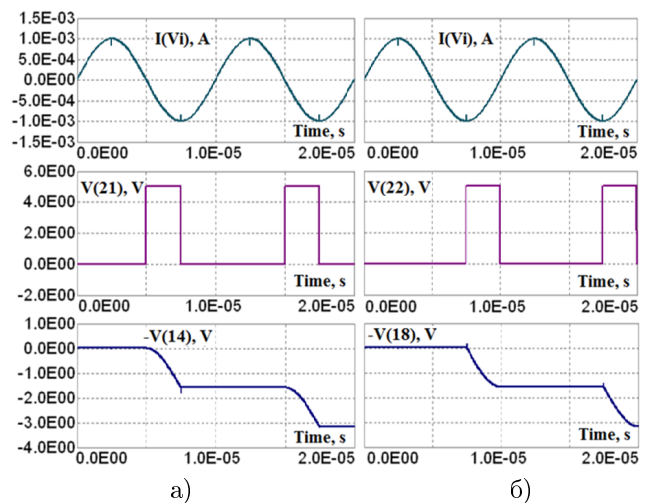


Рис. 8. Епюри напруг в колах TS_3 (а), TS_4 (б) при $R_X = 1E3$, $C_X = 0$, $GBW \rightarrow \infty$

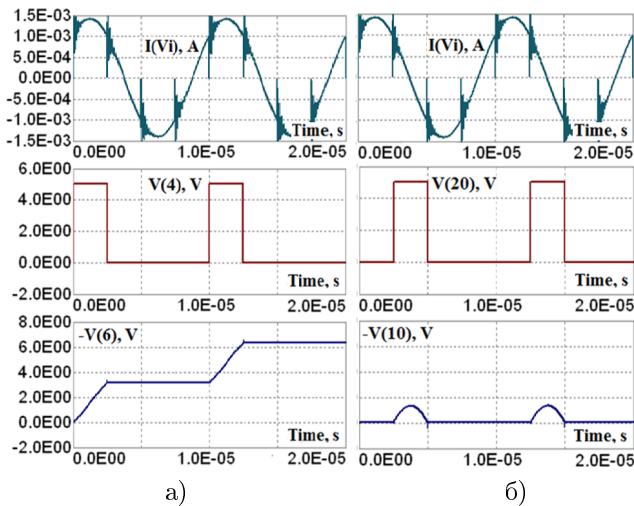


Рис. 9. Епюри напруг в колах TS_1 (а), TS_2 (б) при $R_X = 1\text{E}3$, $C_X = 1.591\text{E}-9$, $\text{GBW} \rightarrow \infty$

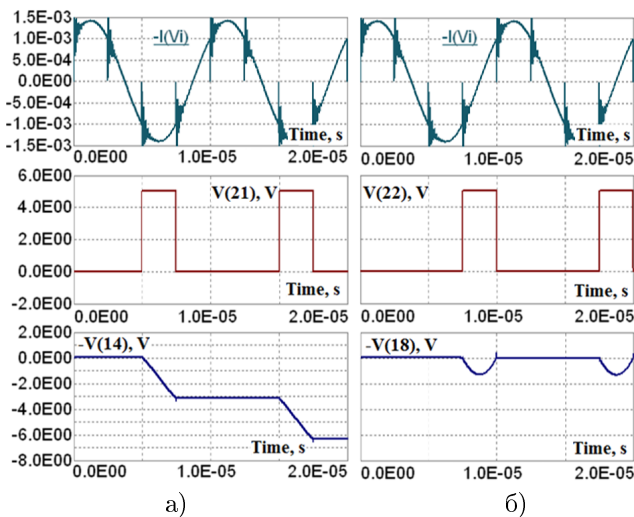


Рис. 10. Епюри напруг в колах TS_3 (а), TS_4 (б) при $R_X = 1\text{E}3$, $C_X = 1.591\text{E}-9$, $\text{GBW} \rightarrow \infty$

Можна бачити, що при наявності в досліджуваному двополюснику реактивної складової імпедансу (типовий випадок імпедансних досліджень) в сигнальному колі спостерігаються паразитні затухаючі автоколивні процеси. Причиною вказаних процесів є короткі інтервали часу між тактами інтегрування, в яких вхідне коло переходить в стан розмикання струму, а відтак, неконтрольованого росту напруги. Уникнути такого можна незначним перекриванням тактів, що унеможливило розімкнений стан цього кола.

Два типові приклади подальшого числового перетворення сумування та віднімання відповідних результатів чотиритактним інтегруванням ($R_X = 1\text{E}3$, $C_X = 1.591\text{E}-9$) наведені на рис. 11, а при $\text{GBW} \rightarrow \infty$ та рис. 11, б при $\text{GBW} = 1\text{E}6$. Інтегрування проводилося на протязі двох періодів. Результуючі напруги V_{RE} та V_{IM} , які є інформативними складовими активної та реактивної складових імпедансу

розраховувалися за формулами:

$$V_{RE} = -V(6) - V(10) + V(14) + V(18);$$

$$-V_{IM} = -V(6) + V(10) + V(14) - V(18).$$

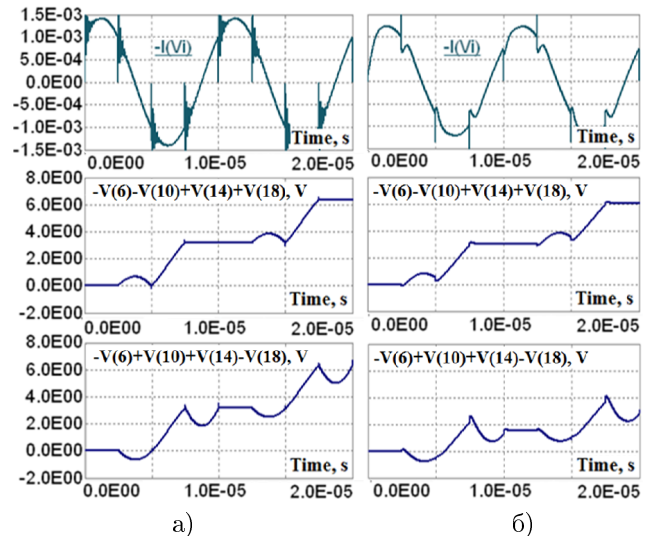


Рис. 11. Епюри напруг результованих сигналів при $R_X = 1\text{E}3$, $C_X = 1.591\text{E}-9$, $\text{GBW} \rightarrow \infty$ (а), $\text{GBW} = 1\text{E}6$ (б)

Підтвердженням коректності методу чотиритактного інтегрування та алгоритму розрахунку інформативних сигналів є рівність напруг $V_{RE} = V_{IM}$ наприкінці кожного з періодів сигналу активації двополюсника, характерна частота якого f_0 співпадає з частотою сигналу активації. Як це вже відзначалося, на цій характерній частоті активна Z_{RE} та реактивна Z_{IM} складові імпедансу зрівнюються $Z_{RE}(f_0) = Z_{IM}(f_0)$.

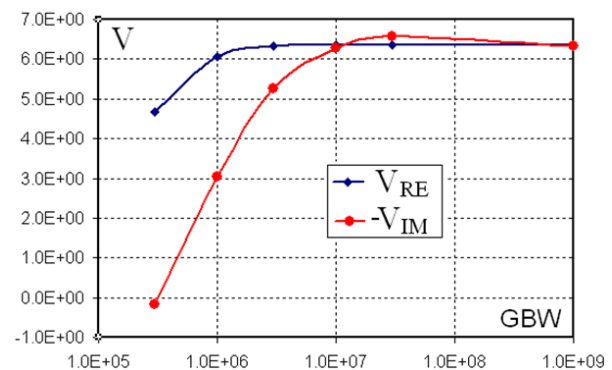


Рис. 12. Залежності вихідних напруг вимірювально-го перетворювача з чотиритактним інтегруванням від GBW

Така рівність напруг має місце при $\text{GBW} \rightarrow \infty$, тобто, без врахування частотних характеристик операційних підсилювачів (рис. 11а). Натомість, при врахуванні цих частотних характеристик, зокрема, при $\text{GBW} = 1\text{E}6$ (рис. 11б) спостерігаються суттєві розходження інформативних сигналів. Кількісні характеристики такого розходження при чотиритактному інтегруванні оцінюють

наведеними на рис. 12 залежностями V_{RE} та V_{IM} від ширини смуги пропускання операційних підсилювачів GBW.

Висновки

Представлені результати розроблення та модельного дослідження вимірювального перетворювача імпедансу з використанням методу чотиритактного детектування сигналу. Суть принципу чотиритактного детектування сигналу полягає у формуванні чотирьох інформативних сигналів, зокрема напруг V_{Q1} , V_{Q2} , V_{Q3} та V_{Q4} , кожна з яких відповідає результатам інтегрування у відповідних чотирьох тактах (чверть-періодах) сигналу активації. Знакові функції $A_{Q1}(t)$, $A_{Q2}(t)$, $A_{Q3}(t)$, $A_{Q4}(t)$, що визначають ці сигнали, приймають значення 1 в інтервалах часу: $A_{Q1}(t) = 1$ при $t = [0...π/2]$; $A_{Q2}(t) = 1$ при $t = [π/2...π]$; $A_{Q3}(t) = 1$ при $t = [π...3π/2]$; $A_{Q4}(t) = 1$ при $t = [3π/2...2π]$. В інші інтервали часу ці знакові функції приймають значення 0. Інформативні сигнали вимірювального перетворення імпедансу напруги активної V_{RE} та реактивної V_{IM} складових формують операціями додавання та віднімання числових значень вищезгаданих чотирьох напруг: $V_{RE} = V_{Q1} + V_{Q2} - V_{Q3} - V_{Q4}$; $V_{IM} = V_{Q1} - V_{Q2} - V_{Q3} + V_{Q4}$.

На відміну від традиційного двотактного детектування, чотиритактне детектування дозволяє уникнути проміжних перетворювачів сигналу, що забезпечує суттєве спрощення схеми вимірювальних перетворювачів імпедансу. Таке спрощення досягається безпосереднім інтегруванням миттєвого значення $I_Z(t)$ струму без використання квадратурного детектора. Представляється можливим реалізувати весь сигнальний тракт вимірювача імпедансу на єдиному інтеграторі без використання інших вузлів перетворювача.

Представлені в роботі модельні дослідження та параметричний аналіз базуються на методі розрахунку з використанням Transient аналізу SPICE моделей, в результаті якого визначають активну Z_{RE} та реактивну Z_{IM} складові вимірюваного імпедансу для фактичних параметрів сигналів та елементної бази схеми перетворювача. Отримані залежності вихідних напруг вимірювального перетворювача з чотиритактним детектуванням від ширини смуги робочих частот GBW операційних підсилювачів досліджуваної схеми.

Отримані результати мають важливе значення для вирішення проблем розроблення нового покоління мікроелектронних IoT сенсорних пристроїв на основі методів імпедансної спектроскопії. Актуальними сферами застосування таких сенсорних пристроїв є матеріалознавство, біохімія, приладобудування, авіоніка, екологія тощо.

References

- [1] Vermesan O. and Friess P. (2013) *Internet of Things: Converging Technologies for Smart Environments and Integrated Ecosystems*, River Publishers, 363 p.
- [2] Yoshimatsu T., Tsuda N. and Yamada J. (2016) Signal processing for distance measurement using laser voltage fluctuation due to self-coupling effect. *2016 10th International Conference on Sensing Technology (ICST)*. DOI: 10.1109/icsenst.2016.7796306
- [3] Holyaka R. and Kostiv N. (2011) Energy-efficient signal converter of thermocouple, temperature sensors. *Інформатика, Автоматика, Поміари*, no. 4, pp. 26-28.
- [4] Hajimorad M., Alhloul S., Mustafa H., So M. and Oswal H. (2016) Application of polypyrrole-based selective electrodes in electrochemical impedance spectroscopy to determine nitrate concentration. *2016 IEEE SENSORS*. DOI: 10.1109/icsens.2016.7808592
- [5] Gajasinghe R. W RL, Tigli O., Jones M. and Ince T. (2016) Label-free tumor cell detection and differentiation based on electrical impedance spectroscopy. *2016 IEEE SENSORS*. DOI: 10.1109/icsens.2016.7808466
- [6] Hong B., Sun A., Pang L., Venkatesh A., Hall D. and FAINMAN Y. (2016) Integrated biosensor for simultaneous detection by surface plasmon resonance and Faradaic electrochemical impedance spectroscopy. *Conference on Lasers and Electro-Optics*. DOI: 10.1364/cleo_at.2016.jw2a.113
- [7] Jun-Rui Z., Nanolab I.A. and Mazza M. (2016) Low-energy biomarker detection through charge-based impedance measurements. *2016 IEEE SENSORS*. DOI: 10.1109/icsens.2016.7808744
- [8] Kamat D.K. and Patil P.M. (2016) Multi-frequency and multi-segment bio-impedance measurement using tetrapolar electrode setup. *2016 2nd International Conference on Control Science and Systems Engineering (ICCSSE)*. DOI: 10.1109/ccsse.2016.7784380
- [9] Mankovskyy S. and Mankovska E. (2016) Symbolic model of the quadrature detector. *2016 13th International Conference on Modern Problems of Radio Engineering, Telecommunications and Computer Science (TCSET)*. DOI: 10.1109/tcset.2016.7451978
- [10] Culurciello E., Montanaro H. and Kim D. (2009) Ultralow Current Measurements With Silicon-on-Sapphire Integrator Circuits. *IEEE Electron Device Letters*, Vol. 30, Iss. 3, pp. 258-260. DOI: 10.1109/led.2008.2010564
- [11] Sandler Steven and Hymowitz Charles. (2006) SPICE Circuit Handbook. *The McGraw Hill*. - 362 p. DOI: 10.1036/0071468579
- [12] MICRO-CAP (2014) *Electronic Circuit Analysis Program. Spectrum Software.*, 8 p.
- [13] Barylo G. I., Holyaka R. L., Prudyus I. N. and Fabirovskyy S. E. (2017) Technique of increasing the impedance measuring transducers accuracy at inharmonious signals. *Visn. NTUU KPI, Ser. Radiotekh. radioaparobuduv.*, no. 70, pp. 30-36. (in Ukrainian)

Измерительные преобразователи импеданса с четырехтактным детектированием сигнала

Барыло Г. И., Голяка Р. Л., Прудюс И. Н., Фабировский С. Е.

Работа посвящена проблемам разработки сенсорных устройств на основе методов импедансной спектроскопии. По сравнению с другими методами физических исследований устройства импедансной спектроскопии обеспечивают простоту реализации, высокую энергоэффективность, хорошую разрешающую способность и селективность измерений параметров исследуемых объектов. Представлены результаты разработки и модельного исследования измерительного преобразователя импеданса с использованием метода четырехтактного детектирования сигнала. В отличие от традиционного двухтактного детектирования, четырехтактное детектирование сигнала позволяет существенно упростить схемы преобразователей. Такое упрощение достигается непосредственным интегрированием мгновенного значения $I_Z(t)$ тока без использования промежуточных каскадов сигнального преобразования. Проведенные модельные исследования и параметрический анализ базируются на методе расчета с использованием Transient анализа SPICE моделей, в результате которого определяют активную Z_{RE} и реактивную Z_{IM} составляющие измеряемого импеданса для фактических параметров сигналов и элементной базы схемы преобразователя. Представлены зависимости выходных напряжений измерительного преобразователя с четырехтактным детектированием от ширины полосы рабочих частот операционных усилителей. Полученные результаты имеют важное значение для решения проблем разработки нового поколения микроэлектронных сенсорных устройств концепции Интернета Вещей на основе методов импедансной спектроскопии, в частности, в области материаловедения, биохимии, приборостроения, авионики, экологии и др.

Ключевые слова: импедансная спектроскопия; сигнальные преобразователи; Интернет вещей; SPICE моделирование

Impedance measurement front-end based on signal four-phase detection

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

Internet of Things (IoT), a new direction in information and communication systems, has a significant impact on the development of novel electronics devices. Further progress in the field of IoT devices is conditioned by the development of sensor devices, and in particular, analog front-ends and

signal converters for IoT sensors. High sensitivity and wide range applications of IoT sensors can be achieved by methods of impedance spectroscopy. Compared with other methods of physical research, impedance spectroscopy and based on it IoT sensor devices provide ease of implementation, high energy efficiency, good resolution and selectivity. In this paper, we present results of the development and model study of the impedance measuring transducer using the four-phase signal integration method. The implementation of impedance spectroscopy assumes a transition from frequency plots to plots on the complex plane, called as Nyquist plots. The data obtained in this paper are based on the 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 ReZ value and reactive ImZ impedance components are calculated for the actual parameters of the measuring transducers and the form of the activating signals. We have proposed a new solution of the impedance measuring transducer based on the four-phase signal commutation and integration method. This method consists in the formation of four informative signals, namely, the voltages V_{Q1} , V_{Q2} , V_{Q3} and V_{Q4} , each of which corresponds to the integration results in the corresponding four phases of the activation signal. In these phases, or time t , the sign functions $A_{Q1}(t)$, $A_{Q2}(t)$, $A_{Q3}(t)$, $A_{Q4}(t)$ of synchronous detections are used: $A_{Q1}(t) = 1$ at $t = [0...π/2]$; $A_{Q2}(t) = 1$ at $t = [π/2...π]$; $A_{Q3}(t) = 1$ at $t = [π...3π/2]$; $A_{Q4}(t) = 1$ at $t = [3π/2...2π]$. In other time these sign functions are equal 0. Output signals of the impedance measuring transducer, namely, voltages of active V_{RE} and the reactive V_{IM} components are formed by adding and subtracting the numerical values of the above four voltages: $V_{RE} = V_{Q1} + V_{Q2} - V_{Q3} - V_{Q4}$; $V_{IM} = V_{Q1} - V_{Q2} - V_{Q3} + V_{Q4}$. The main units of the impedance measuring analog front-end are a synchronous quadrature detector and an integrator or filter. In comparison to traditional two-phase detection, four-phase detection we have proposed allows avoiding intermediate signal transducing, which provides a significant simplification of impedance measuring transducing. This simplification is achieved by directly integrating the instantaneous value of the $I_Z(t)$ current. Important dependences of the measuring transducer output voltages with four-phase integration on the operational amplifiers bandwidth are obtained. Results presented in the article are important for developing a new generation of microelectronic IoT sensor devices based on impedance spectroscopy methods. Main areas of application of such sensor devices are materials science, biochemistry, instrumentation, avionics, ecology, etc.

Key words: impedance spectroscopy; signal front-end; Internet of Things; SPICE simulation