

ВИМІРЮВАЛЬНІ СИСТЕМИ

ЗАБЕЗПЕЧЕННЯ МЕТРОЛОГІЧНОЇ НАДІЙНОСТІ В РОЗПОРОШЕНИХ ВИМІРЮВАЛЬНИХ СИСТЕМАХ

METROLOGICAL RELIABILITY SUPPORT OF THE DISPERSED MEASURING SYSTEM

*Яцук В. О., д-р техн. наук, проф., Бубела Т. З., д-р техн. наук, доц.,
Микийчук М. М., д-р техн. наук, проф., Походило Є. В., д-р техн. наук, проф.
Національний університет «Львівська політехніка», Україна; e-mail: yatsuk.vasyl@gmail.com*

*V. Yatsuk, Dr. Sc., Prof., T. Bubela, Dr. Sc., As.-Prof.,
M. Mykyuchuk, Dr. Sc., Prof. Ye. Pokhodylo, Dr. Sc., Prof.
Lviv Polytechnic National University, Ukraine; e-mail: yatsuk.vasyl@gmail.com*

<https://doi.org/10.23939/istcmtm2018.03.071>

Анотація. У сучасній вимірjuвальній техніці кіберфізичні системи як розпоpошені інтелектуальні системи на основі мереж фізичних та обчислювальних компонентів, які взаємодіють, забезпечують нові функціональні можливості щодо покращення якості процесів вимірювань. Для забезпечення ефективності вимірювань у розпоpошених інформаційно-вимірjuвальних пристроях запропоновано використовувати переносні кодокеровані міри-імітатори. Застосування таких переносних кодокерованих мір дає змогу практично впроваджувати системи керування вимірюваннями, які забезпечують придатність методів вимірювання та вимірjuвального обладнання до використання за призначенням та заданий рівень ризиків отримання невірогідних результатів вимірювання. Показано також, що оперативне контролювання параметрів вимірjuвальних каналів дає змогу забезпечити метрологічну надійність розпоpошених кіберфізичних систем, оскільки традиційні підходи в цьому випадку фактично не можна використовувати. Показано, що побудова калібраторів пасивних величин пов'язана із істотним впливом параметрів комутаційних елементів. Зазначено, що використання принципу імітації дає можливість водночас підвищити дискретність, точність і надійність та розширити функціональні можливості багатозначних мір електричного опору та імпедансу. Запропоновано реалізовувати чотиризапискачеві міри електричного опору в низькоомному (сильнострумовому та низьковольтному) діапазоні відтворення з корекцією похибок його вимірювання методом зміни напрямку струму. В середньоомному піддіапазоні розглянуто способи побудови чотирипровідних імітаторів опору із інваріантністю до впливу адитивних зміщень схеми та уніфікацією із калібраторами напруги постійного струму. У високоомній області запропоновано трипровідні кодокеровані міри провідності із використанням високовольтного подільника напруги, що робить їх придатними для мікроелектронного виконання. Запропоновано та проаналізовано кодокеровані міри адмітансу для оперативного контролювання вимірjuвачів імпедансу. Аналіз похибок показав, що метрологічні властивості мір-імітаторів імітансу практично визначатимуться лише параметрами зразкових мір опору, ємності та індуктивності. Розроблені та проаналізовані структури кодокерованих мір електричного опору та комплексної провідності можуть бути реалізовані в мікроелектронному виконанні в базисі програмованих систем на чипі. Наголошено на можливості практичної реалізації універсального переносного калібратора напруги, електричного опору постійному струму та імпедансу з автоматичною корекцією похибок.

Ключові слова: кіберфізичні системи, метрологічне забезпечення, коригування похибок, кодокеровані міри опору та імітансу.

Abstract. Cyber-physical systems as dispersed systems based on interacting networks of physical and computing components provide new functionalities for improving the quality of measurement processes. It is proposed to carry out automated operational setup of metrological parameters of these systems measuring channels during operation basing on the code-controlled measures-imitators. The application of such measures allows the implementation of control systems ensuring the suitability of measuring methods and measuring equipment to intended applications. It is also shown that the operational control of the measuring channels parameters allows ensuring the metrological conformity and reliability of the dispersed cyber-physical systems, since the traditional methods cannot be used here. It demonstrates that construction of passive electric values calibrators disparate of active ones, is associated with fundamental constraints due to the impacts of the switching elements parameters. It is confirmed that the implement of the simulating electric resistance principle for the considered circuits is conjugated simultaneously to the enhancement of discreteness, exactness and reliability, and functionality.

It is proposed to implement the four-clamping measures of electric resistance at the low-voltage reproduction range. Enhancement of the obtained measurements results is achieved by their processing for two polarities of the measuring currents. Ways of designing four-conductor resistance imitators with invariance to their additive errors impacts are considered. It is also suggested and analyzed code-controlled measures of admittance, which can be used for impedance meters' operative control. The

errors analysis envisages that the simulators metrological properties of immittance measures could be determined only by parameters of the applied measures of resistance, capacitance and inductance.

The suggested and analyzed code-controlled measure structures of electrical resistance and complex conductivity on the basis of chip-programmable systems can be implemented in microelectronics. Practical implementation of a universal portable calibrator of active and passive electric values with automatic error correction is considered.

Key words: Cyber-Physical Systems, Metrological Support, Error Adjustment, Code-Controlled Measure, Resistance, Immittance.

Вступ

Однією із найважливіших проблем забезпечення якості та конкурентоспроможності продукції, товарів, послуг є розроблення і використання засобів вимірювальної техніки для встановлення їхніх оптимальних споживчих властивостей, кращих умов зберігання та експлуатації продукції. Фундаментом забезпечення високої якості продукції є автоматизація процесів вимірювання та регулювання багатьох параметрів технологічних процесів її виготовлення у реальному масштабі часу в умовах інтенсивної дії дестабілізуючих факторів. Забезпечення необхідних співвідношень між точністю підтримування параметрів технологічних процесів та точністю їх контролю безпосередньо впливає на конкурентоспроможність продукції, економію паливно-енергетичних ресурсів, матеріалів, рівень впровадження ресурсозберігальних технологій у сучасних виробництвах [1–3]. Завдяки бурхливому розвитку мікроелектронних технологій та обчислювальної техніки сучасні засоби вимірювань (ЗВ) стають частиною кіберфізичних систем (КФС) – коригують методичні, інструментальні та випадкові складові похибок. У вимірювальних каналах (ВК) багатоканальних інформаційно-вимірювальних систем виникають систематичні похибки, які мають адитивну та мультиплікативну складові (рис. 1). Значення цих похибок

зазвичай великі, їх важко контролювати на практиці через їх значні часові та температурні дрейфи [4–6]. Сучасні нормативні документи рекомендують впроваджувати такі системи керування вимірюваннями, які забезпечують придатність вимірювального обладнання та методів вимірювання до використання за призначенням та заданий рівень ризиків отримання невірогідних результатів вимірювання [3].

Тому зроблено висновок про доцільність метрологічного обслуговування ВК КФС безпосередньо на місці експлуатації [5]. Для практичної реалізації цього необхідні калібратори фізичних величин з можливістю розміщення безпосередньо в технологічних об'єктах. На енергетичних об'єктах це здебільшого калібратори електричних величин. Для забезпечення заданої метрологічної надійності такі калібратори повинні перевірятися в спеціальних лабораторіях та переміщатися безпосередньо на вимірювані об'єкти.

З огляду на можливі достатньо великі зміни неінформативних параметрів довкілля у таких калібраторах повинна бути передбачена низка конструктивно-технологічних, захисних та запобіжних заходів. Традиційно коригування похибок переносних калібраторів здійснює оператор у ручному режимі. Однак зміна температури довкілля спричиняє значні зміни й похибок таких калібраторів.

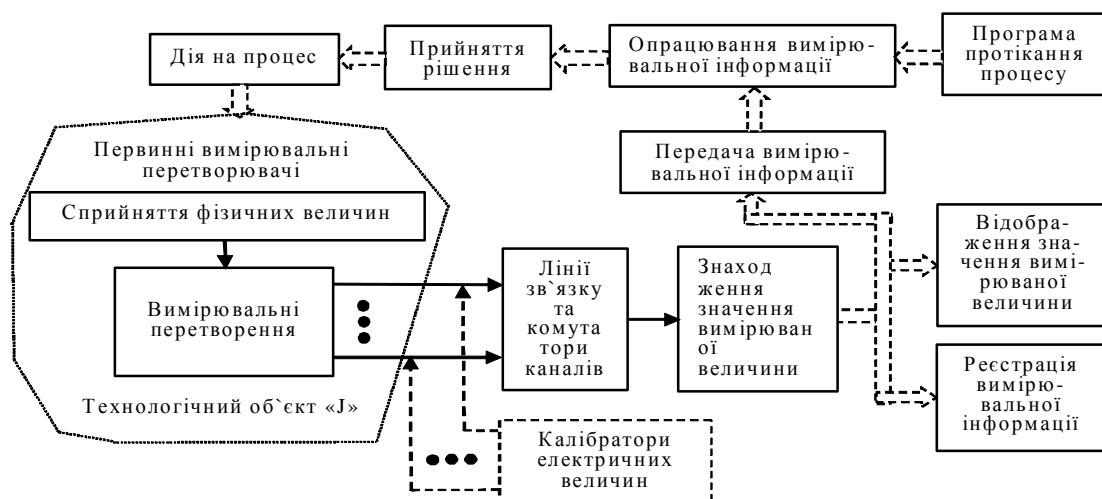


Рис. 1. Узагальнена структурна схема вимірювальних каналів кіберфізичних систем

Figure 1. Generalized block diagram measuring channels of cyber-physical systems

Недоліки

У багатьох практичних випадках ручне коригування похибок або технічно неможливе, наприклад, на атомних електростанціях, або складне і дороге через необхідність налагодження метрологічних характеристик класичних калібраторів на місці експлуатації ВК КФС. Під час оперативного контролювання на калібраторах зазвичай встановлюють декілька значень зразкових відтворюваних величин, рівномірно розподілених у діапазоні вимірювання контрольованого засобу. Через суттєві зміни адитивних складових похибки (АСП) на місці експлуатації засобів вимірювань із вхідними сигналами низького рівня необхідно коригувати адитивні зміщення калібраторів для всіх встановлюваних значень кодів. Це зумовлено тим, що АСП його вхідних блоків перетворюються на мультиплікативні складові похибки (МСП) [6]. Унаслідок цього час обслуговування стає невиправдано великим, а процедура оперативного контролювання метрологічного стану вимірювальних каналів ЗВ істотно ускладнюється. Тому автоматизація коригування адитивних зміщень підвищує продуктивність метрологічного обслуговування та слугує підґрунтям для істотного зменшення масових та габаритних показників калібраторів [5, 6]. Питання побудови калібраторів активних величин з коригуванням адитивних зміщень можна вирішити з використанням методу подвійного інвертування сигналів [6, 7]. Під час розроблення калібраторів пасивних фізичних величин (опору, провідності, ємності, індуктивності) метрологічні властивості визначаються насамперед залишковими параметрами комутаційних елементів під час їх кодокерованого відтворення з перемиканням піддіапазонів відтворення [8–10]. З урахуванням досягнень сучасних мікроелектронних та інформаційних технологій переносні калібратори електричних величин повинні мати схемотехніку, придатну для виготовлення у вигляді інтегральної мікросхеми або на мікросхемах високого ступеня інтеграції, наприклад, програмованих системах на чипі.

Отже, вдосконалення і широке впровадження методів і засобів для оперативного контролювання каналів вимірювання пасивних параметрів електричних кіл на місці експлуатації в широкому діапазоні зміни неінформативних параметрів довілля є актуальним завданням.

Мета роботи

Метою роботи є дослідження можливостей вдосконалення і широкого впровадження методів і засобів для оперативного контролювання каналів

вимірювання пасивних параметрів електричних кіл на місці експлуатації в широкому діапазоні зміни неінформативних параметрів довілля.

1. Розвиток метрологічного забезпечення розпорощених вимірювальних систем

Автоматизація є характерною рисою сучасного виробництва і легко реалізується з насиченням ринку мікроелектронних виробів доступними за ціною і малогабаритними однокристальними мікроЕОМ з широкими функціональними можливостями, тому якісно змінюється підхід до проектування і використання ЗВ. Сьогодні йдеться вже не стільки про необхідність інтелектуалізації окремих приладів, скільки про можливість побудови розпорощених вимірювальних систем, склад яких і місце розташування окремих їхніх частин можуть гнучко змінюватись (як у часі, так і в просторі) залежно від зміни структури й обсягів виробництва. В таких засобах вимірювальної техніки доцільно забезпечувати якомога ширший діапазон вимірювань і задану точність у робочих умовах експлуатації. Тому й засоби їх метрологічного забезпечення повинні бути широкодіапазонними й багатofункціональними.

1.1. Принцип побудови кодокерованих міропору

Низька дискретність відтворення і складність реалізації багаторозрядних КМО зумовлені необхідністю використання великої кількості різнономінальних прецизійних масштабних резисторів та сильно-струмових і високовольтних електронних комутаторів із малими залишковими параметрами [8–13]. Якраз відсутністю електронних комутаторів із задовільними параметрами і пояснюється відсутність КМО в діапазонах нижче за 0,01 Ом та вище за 10 МОм [8, 14]. Це стимулювало пошук альтернативних шляхів реалізації, у результаті чого запропоновано імітатори електричного опору. Їх принцип дії полягає у відтворенні закону Ома для ділянки кола залежно від значення коду керування. У разі відтворення опору на підставі закону Ома за вхідну величину можна прийняти або струм, або напругу. Вхідну величину перетворюють на вихідну напругу, яка множитья в кодокерованому подільнику напруги (КПН) на заданий зовні коефіцієнт [15]. Оскільки схемотехніка та метрологічні властивості всіх відомих типів КПН напруги добре вивчені й серійно апробовані, то їх наявність в імітаторі опору (ІО) дає можливість водночас підвищити дискретність, точність і надійність, розширити функціональні можливості та суттєво спростити апаратну реалізацію.

Вихідні перетворювачі забезпечують значення вихідної величини напруги U_i або струму I_i пропорційним до зовнішнього коду m керування ІО. Отже, в імітаторі, на відміну від КМО, операцію квантування опору замінено операцією квантування напруги. Як у вхідних, так і у вихідних колах імітаторів застосовуються операційні підсилювачі (ОП), що погіршує параметри КМО. Незаперечною перевагою ІО є істотне зменшення кількості дискретних масштабних резисторів завдяки використанню ЦАП напруги [15, 16]. Крім того, на базі імітаторів можуть бути реалізовані широкодіапазонні КМО для метрологічної перевірки омметрів практично у всьому діапазоні вимірювання.

1.2. Низькоомні кодокеровані міри опору

Низькоомні ІО є водночас і сильнострумовими пристроями, через що у їхньому струмовому колі недоцільно використовувати ОП, велику кількість дискретних масштабних резисторів, а також різні комутаційні елементи. Очевидно, що в сильнострумових колах найпростішим типом перетворювачів струм–напруга є, звичайно ж, стандартні однозначні чотиризатискачеві міри опору (шунти). Використовуючи тільки один ОП та КПН, увімкнений у коло його зворотного зв'язку, можна створити імітатори провідності або опору [8, 11]. Для малих значень відтворюваних опорів істотно зменшуються спади напруг на зразкових опорах аж до значень, співмірних або й значно менших від еквівалентних АСП, спричинених неідеальностями ОП. Окрім того, будь-які комутації у сильнострумових колах небажані, оскільки технічно доволі складні. Щоб уникнути вказаних недоліків, запропоновано періодично одночасно змінювати полярність вхідної та вихідної напруг ІО. В структурі такого низькоомного чотиризатискачевого ІО між струмовими затискачами розміщений зразковий опір R_N , спад напруги з якого через перший перемикач полярності ПП1 та повторювач напруги DA1 подається на вхід КПН [17]. Вихідна напруга КПН через другий перемикач полярності ПП2, встановлений в інверсному до перемикача ПП1 положенні, подається до пари П1, П2 потенціальних затискачів. За однієї полярності увімкнених ПП1 та ПП2 значення R_x^c вимірюного омметром опору дорівнюватиме N_{Rx}^c , а для протилежної полярності увімкнення перемикачів ПП1 та ПП2 значення R_x^a вимірюного омметром опору дорівнюватиме N_{Rx}^a . Для корекції значення АСП міри опору треба знайти середньоарифметичне результатів двох вимірювань:

$$N_{Rx} = (N'_{Rx} + N''_{Rx})/2 =$$

$$= mR_N + [m(e'_1 - e''_1) - (e'_2 - e''_2)]/2I_x, \quad (1)$$

де $N'_x = U'_3/I_x = mR_N + (me'_1 - e'_2)/I_x$; $N''_x = U''_3/I_x = mR_N - (me''_1 - e''_2)/I_x$; I_x – вимірювальний струм між струмовими затискачами C_1, C_2 ; R_N – опір однозначної низькоомної міри опору; m – код управління ІО; e_1^c, e_2^c – еквівалентні напруги зміщення відповідно ОП DA1 і DA2, зумовлені їхніми статичними неідеальностями; e_1^a, e_2^a – значення АСП ОП за іншої полярності увімкнення ПП1 та ПП2.

Отже, за умови комутаційного інвертування вхідної та вихідної напруг ІО можна автоматизувати процес корекції АСП низькоомної міри опору. Аналіз показав, що для сучасної елементної бази метрологічні параметри ІО практично не залежатимуть від залишкових параметрів ключів обидвох перемикачів полярності.

Контроль процесу вимірювання низькоомних опорів з такими ІО повинен виконуватись за проміжок часу, протягом якого залишатимуться незмінними АСП $e_1^c = e_1^a, e_2^c = e_2^a$. На практиці вимірювання навіть аналоговими приладами можна здійснити за настільки малий проміжок часу, що АСП ІО не зміниться. Для цього вся структура ІО може бути виконана як інтегральна мікросхема і розміщена в захищеному від зовнішніх впливів корпусі.

У структурі чотиризатискачевої міри опору використовується класична мікросхема ЦАП напруги, доповнена елементами, що легко виконати на базі сучасної інтегральної технології. Такі ІО разом з елементами керування та індикації можна реалізувати на основі програмованих систем на чипі, наприклад, фірми Cypress Semiconductor [18]. Крім цього, запропонована методика корекції АСП міри-імітатора опору не є трудомісткою, виконується без додаткових апаратних чи людських ресурсів і, що особливо важливо, може здійснюватись омметром будь-якого принципу дії. Скориговане значення АСП ІО не перевищуватиме половини одиниці молодшого розряду омметра.

1.3. Середньоомні кодокеровані міри опору

Середньоомні двозатискачеві міри-імітатори електричного опору можуть реалізовуватись із використанням від'ємних опорів; на основі трипроменевої резистивної зірки; із пасивними або активними перетворювачами напруга–струм [15]. Однак практична реалізація ІО з від'ємними опорами істотно ускладнюється через протікання струму через всі масштабні компоненти, необхідність використання магазину провідності та трьох різномінальних масштабних резисторів для кожного із піддіапазонів відтворення, труднощів автоматичного

перемикання піддіапазонів, потенціальної нестійкості від'ємних опорів. У структурах з резистивною зіркою створюється можливість автоматичного перемикання піддіапазонів, але їх шкала зміщена, до того ж струм ІО протікає через резистивний КПП. У структурах ІО істотно зменшена (в найкращих рішеннях до одного) кількість дискретних масштабних резисторів завдяки використанню ЦАП напруги.

Для здійснення оперативного контролю ЗВ на місці експлуатації потрібні прецизійні ІО з автоматичною корекцією АСП. Для цього в калібраторах доцільно використовувати метод періодичної корекції з автоматичним інвертуванням вхідної напруги [7, 8, 10].

Як показав аналіз [15, 16], на основі ОП зі стандартними значеннями напруг живлення можна отримати ІО в межах декількох декад. Окрім цього, можлива схемотехнічна уніфікація з калібраторами напруги через використання потенціально-струмового комутування джерела опорної напруги E_N . Цим забезпечується інваріантність відтвореної напруги до залишкових параметрів ключа перемикання роду відтвореної величини. Схема складається із перетворювача струм–напруга, помножувального ЦАП, інвертора. Через затискачі 1 та 2 від зовнішнього омметра протікає струм I_i , який перетворюється на вихідну напругу $U_1 = I_i R_N (1 - 1/k_1)$. За допомогою ЦАП напруга U_1 множиться на коефіцієнт μ , на виході другого ОП отримують напругу $U_2 = \mu U_1 (1 - 1/k_2)$, яка інвертується – $U_3 = U_2 (1 - 1/k_3)$. Еквівалентна напруга між клемми 1 і 2 ІО становитиме $U_i = I_i R_N / k_1 + U_3$. Для певного положення перемикача роду роботи пропонується структура працюватиме як ІО. Відтворюваний опір ІО визначається за співвідношенням [16]:

$$R_i = U_i / I_i = m R_N r_{12} (1 - 1/k_1) (1 - 1/k_2) (1 - 1/k_3) + R_N / k_1 + (m e_{12} + e_3) / I_i, \quad (2)$$

де R_N – значення опорного зразкового резистора; I_i – струм, який протікає через імітатор опорного; k_1, k_2, k_3 – коефіцієнти передавання розімкнених ОП1, ОП2, ОП3; e_1, e_2, e_3 – еквівалентні напруги зміщення ОП1, ОП2, ОП3; μ – код керування ККП; $r_{12} = R_2 / R_1$; R_1, R_2 – опори резисторів зворотного зв'язку.

Важливою практичною перевагою цієї структури є можливість простого розширення її функціональних можливостей. Справді, у разі під'єднання ключа роду роботи до джерела опорної напруги E_N структура без додаткових апаратних доповнень перетворюється на калібратор напруги постійного струму. Відтворювана схемою напруга U_k дорівнюватиме:

$$U_k = [m(E_N + e_1)(1 - 1/k_1)(1 - 1/k_2) + e_2] r_{12} (1 - 1/k_3) + e_3. \quad (3)$$

Аналіз співвідношення (3) показує, що на метрологічні властивості кодокерованих мір напруги

та опорного суттєво впливатимуть напруги зміщення усіх ОП. Ці напруги зміщення щодо коду керування (отже, й вихідних сигналів калібраторів) матимуть адитивну та перетворюються на мультиплікативну складову). Для зменшення їх впливу можна використовувати прецизійні ОП практично з нульовими зміщеннями [19]. Однак під час реалізації переносної КМО в базисі програмованих систем на чипі в цій структурі можливо скоригувати вищезазначені похибки закороченням входу першого повторювача напруги ОП1 без відключення імітатора від вимірювальної схеми. Для цього треба виміряти значення вихідної напруги калібратора за $\mu = 0$ та увести протиполярне до неї значення у схему корекції, розміщену в потенціальному колі третього ОП3.

Для коригування цих похибок можна також використати метод подвійного комутаційного інвертування [7, 8, 10]. Перший перемикач полярності може бути розташований між джерелом E_N і входом першого буфера ОП1, а другий між виходом ОП3 та вихідною клемою 2. З метою перемикання піддіапазонів відтворення ІО можна використовувати окремі масштабні резистори, які з допомогою потенціально-струмових комутаторів підключатимуться до виходу ОП1 та інформаційного входу КПП.

Середньоомні міри опорного є двозатискачевими, оскільки в лабораторних умовах омметри під'єднуються до вимірюваного об'єкта або двопровідною лінією з каліброваними за опором дротами, або тричотирипровідною лінією зв'язку. Однак безпосередньо на місці експлуатації омметрів доступні для під'єднання тільки окремі місця у спеціальних з'єднувальних шафах, до клем яких і може бути підключена двозатискачева міра парою каліброваних за опором з'єднувальних дротів. На реальних об'єктах, наприклад атомних електростанціях, довжина з'єднувальних дротів може сягати декількох метрів і їх опір може перевищувати допустимі значення похибки омметра [10, 11]. Це створює практичні незручності, пов'язані з необхідністю уведення поправок на їх значення у відтворюваних мірою значеннях опорів. Відомо, що чотирипровідне підключення мір опорного дає змогу скоригувати вплив опорів з'єднувальних дротів. Для цього запропоновано використовувати ІО, в якій уведений вхідний повторювач напруги із гальванічно розділеними блоками живлення [20]. Це практично можливо, оскільки на ринку пропонується велика різноманітність блоків живлення з гальванічним розділенням за невеликою ціною [12, 21]. Імітатор опорного під'єднується до вхідних клем 1 та 2 за допомогою двох пар дротів, відповідно, першої пари потенціального R_{L1} та струмового R_{L2} дротів та другої пари струмового R_{L3} та потенціального R_{L4} дротів.

Вимірювальний струм I_i імітатора протікає від клемми 1 через струмовий дріт R_{L2} , вихід ОП DA1, зразкові резистори R_{N1} та R_{N2} , виходи ОП DA2 та DA4, струмовий дріт R_{L3} до клемми 2. Значення відтворюваного схемою опору R_i визначатиметься виразом:

$$R_i = U_{12}/I_i = (R_{N1} - \mu R_{N2}) + [e_1 + e_2(1 - \mu) + e_3 + e_4]/I_i, \quad (4)$$

де e_1, e_2, e_3, e_4 – еквівалентні напруги зміщення ОП DA1- DA4; R_{N1}, R_{N2} – опори зразкових резисторів; μ – коефіцієнт передавання КПН.

Якщо під час налаштування схеми забезпечити виконання умови $R_{N1} = R_{N2} = R_N$ та вибрати мікросхеми ОП, наприклад, типів AD8574, OP747 [21], то значення відтворюваного опору дорівнюватиме $R_i = (1 - \mu)R_N$. Як показує аналіз цього співвідношення, похибка імітованого запропонованою структурою опору фактично визначатиметься тільки похибками опору зразкового резистора R_N та коефіцієнта передавання КПН і не залежатиме від впливу опорів усіх чотирьох з'єднувальних дрітів. Схему такого ІО також можна реалізувати в базисі програмованих систем на чипі.

1.4. Високоомні кодокеровані міри опору

Верхня границя відтворюваного опору в ІО обмежується напругами живлення ОП та опорамі ізоляції ключів. Відомо, що високоомні вимірювання є водночас і високовольтними. Аналіз показує, що до усіх трьох груп високоомних омметрів (із резистивним перетворювачем, з інтегровальним конденсатором та джерелом струму і мостові [11]), вимірюваний високоомний об'єкт підключається трипровідною лінією зв'язку, причому потенціали двох дрітів у перших двох групах омметрів є однаковими, а в мостових – у момент зрівноваження [11, 15]. Для контролю процесів вимірювань високоомних опорів широко використовують високоомні

імітатори опору, які, зазвичай, ґрунтуються на трипроменевій резистивній зірці та електрометричному підсилювачі [11]. Однак точність таких мір обмежується, крім вищеназваних причин, ще й впливом опорів ізоляції та паразитних струмів витоку конструкції [11].

Для спрощення апаратної реалізації в основу роботи запропонованого ІО покладено принцип імітації закону Ома для ділянки кола. Напруга на цій ділянці задається зовнішнім засобом вимірювання, а в ІО відбувається поділ струму, який протікає через зовнішній високовольтний затискач 1 (рис. 2) [22]. Запропонована структура ІО реалізується на основі високовольтного резистивного масштабного подільника, ОП, КПН та струмозадавального масштабного високоомного резистора. До блока керування мірою (БКО) від зовнішніх пристроїв керування через інтерфейс подається код m значення встановлюваного в ІО опору. Цей код m запам'ятовується та дешифрується у код мантиси m та код p піддіапазону відтворюваних значень опорів $m = m \cdot 10^p$. В КПН встановлюється певний коефіцієнт поділу m і до затискача 2 під'єднується певний масштабний резистор R_{4i} . Напруга U_i , прикладена до ІО, перетворюється на виході ОП1 на напругу $U_1 = r_{12} U_i$ і через КПН, увімкнений у режимі подільника струму, подається до ОП2. Як КПН можна використовувати будь-який кодокерований подільник, наприклад, мікросхему прецизійного ЦАП. Вихідна напруга U_2 ОП2 перетворюється на вихідний струм $I_i = U_2/R_{4i} = r_{12} U_i/mR_{4i}$, а значення опору R_i , яке відтворюється запропонованим ІО, визначається співвідношенням $R_i = U_i/I_i = r_{12} m R_{4i}$, де $r_{12} = R_2/R_1$. Як показує аналіз цього співвідношення, точність міри визначатиметься похибками масштабного резистора R_{4i} , коефіцієнта поділу m КПН та масштабного подільника. Очевидно, що на похибку цієї міри впливатимуть також і АСП підсилювачів ОП1 та ОП2.

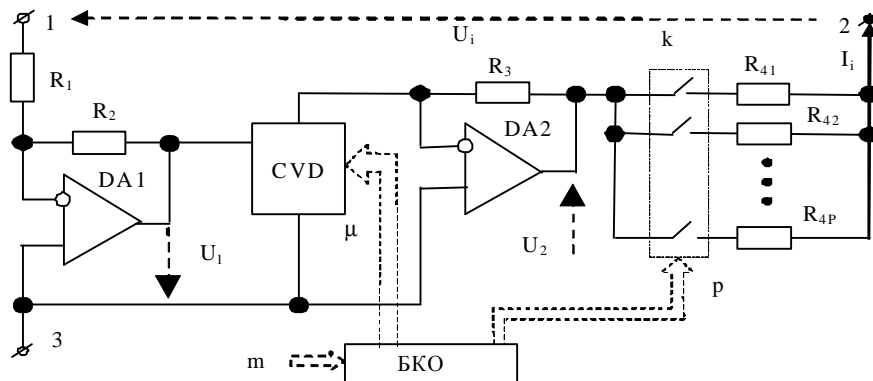


Рис. 2. Структура кодокерованої трипровідної високоомної міри опору
Figure 2. The structure of the code-controlled triple high-wire resistance measure

Запропонована кодокерована високоомна міра опору зможе відтворювати електричний опір у діапазоні до 10^{15} Ом з похибкою, не більшою за $\pm 0,1$ %. Під час реалізації міри, крім спеціальних високоомних елементів – резисторів R_1, R_{4i} , комутатора К, може бути використана звичайна елементна база. Тому її можна реалізувати на основі програмованих систем на чипі.

1.5. Аналіз шляхів побудови кодокерованих мір імітансу

Вимірювання RLC-параметрів об'єктів неелектричної природи (наприклад, біологічних, сільськогосподарських, екологічних тощо) з високими метрологічними характеристиками є важливим елементом для побудови кіберфізичних систем аналітичного призначення. Для забезпечення єдності фізико-хімічних вимірювань розроблена концепція їх оперативного метрологічного підтвердження з використанням експериментально встановлених відповістей між фізико-хімічними та електричними властивостями об'єктів неелектричної природи. Запропоновано здійснювати оперативний контроль метрологічних характеристик засобів вимірювань адмітансу з використанням кодокерованих мір-імітаторів [23]. Розроблено, проаналізовано похибки та експериментально перевірено структури кодокерованих мір імітансу для оперативного контролювання багатоканальних спеціалізованих інформаційно-вимірвальних систем аналітичного призначення.

Аналіз показав, що загальноприйнятих рекомендацій щодо дослідження параметрів об'єктів неелектричної природи та методів для оперативного контролювання інформаційних систем моніторингу не існує. Класичні фізико-хімічні методи, як правило, реалізуються в лабораторіях і малоприменні для польових умов [11]. Тому доцільно використовувати швидкі електричні методи, одним з яких є метод вимірювання електричної провідності об'єкта, що є джерелом інформації щодо властивостей об'єктів неелектричної природи.

Зазвичай схема заміщення системи вимірвальний перетворювач – об'єкт контролю являє собою змішане з'єднання опору, індуктивності та ємності [11]. Багатозначні міри RLC-параметрів можуть реалізовуватись у вигляді КМО, оскільки комплексний опір має властивість адитивності [11]. Попередній аналіз показав, що недоліками КМО імпедансу є істотний вплив залишкових параметрів комутаційних елементів. Так, одиниця молодшого розряду КМО імпедансу обмежується значеннями опорів замкнених ключів. Наприклад, на частоті 50 Гц не можна реалізувати магазин з дискретністю відтворення, меншою від 0,1 Ом, оскільки опір найкращих герконових ключів становить 0,05 Ом.

Крім того, в КМО імпедансу повинен бути передбачений захист ключів від перенапруг у перехідних режимах. Сучасні КМО комплексних провідностей [23] мають великі похибки відтворення через істотний вплив залишкових параметрів ключів, а також обмежені функціональні можливості, оскільки призначені для відтворення тільки одного виду реактивних провідностей (ємнісної або індуктивної).

1.6. Розроблена структура кодокерованої міри імітансу

Отже, основними вимогами до побудови кодокерованих мір-імітаторів імпедансу є зменшення впливу вхідних і вихідних імпедансів КПП, використання мінімальної кількості однозначних мір імпедансу та взаємна незалежність процесів відтворення провідності – активної, ємнісної та індуктивної.

Із урахуванням сформульованих вимог автори розробили структуру кодокерованої міри комплексних провідностей [24] (рис. 3), яка містить ОП, три однозначні зразкові міри імпедансу, три КПП (ЦАП), чотири повторювачі напруги. Така схемотехніка міри імпедансу дає можливість сформувати струми, що протікають через усі зразкові однозначні міри імпедансів. Значення цих струмів встановлюються зовнішніми кодами керування мірою. Завдяки використанню буферних елементів одночасно зменшується вплив вхідних та вихідних опорів КПП, розширюється частотна смуга міри, унеможливується самозбудження кодокерованої міри у всьому діапазоні відтворюваних значень. До вхідних клем 1, 2 від зовнішнього джерела подають напругу U_i , яка спричиняє протікання струмів I_1, I_2 та I_3 відповідно через зразкові міри Z_1, Z_2 та Z_3 і виходи повторювачів BF2 – BF4 відповідно. Завдяки високому вхідному опору повторювача напруги BF1 його вхідним струмом можна знехтувати порівняно зі значеннями струмів I_1, I_2 та I_3 . Вхідна напруга U_i імітатора повторюється на виході повторювача напруги BF1 та прикладається одночасно до інформаційних входів усіх кодокерованих подільників DAC1 – DAC3, на входи керування яких подаються коди керування $\mu_1 - \mu_3$ від зовнішнього джерела. Вихідні напруги КПП DAC1 – DAC3 повторюються на виходах повторювачів BF2 – BF4, через які протікають відповідні струми I_1, I_2 та I_3 . Значення цих струмів можна визначити із співвідношень: $I_1 = U_i(1 - \mu_1)G_1$, $I_2 = U_i(1 - \mu_2)G_2$, $I_3 = U_i(1 - \mu_3)G_3$, де $G_1 = 1/Z_1$, $G_2 = 1/Z_2$, $G_3 = 1/Z_3$ – провідності однозначних мір імпедансу Z_1, Z_2, Z_3 . Вхідна провідність G_i імітатора провідності визначається із співвідношення:

$$G_i = I_i/U_i = (1 - m_1)G_1 + (1 - m_2)G_2 + (1 - m_3)G_3, \quad (5)$$

де $I_i = I_1 + I_2 + I_3$ – вхідний струм кодокерованого імітатора провідності.

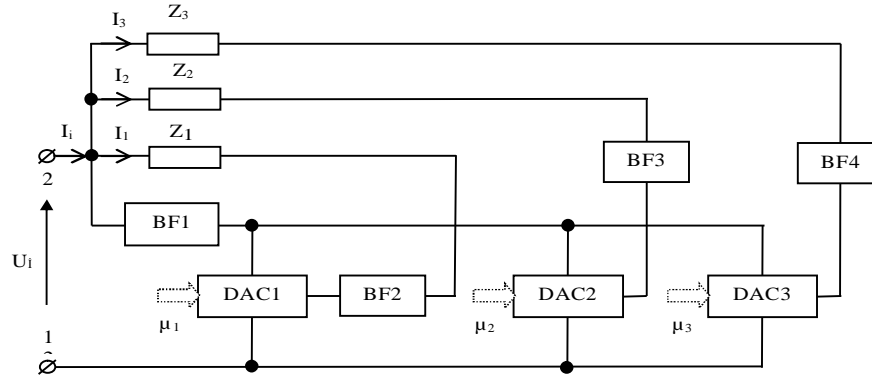


Рис. 3. Структура кодокерованої міри комплексних провідностей

Figure 3. Diagram of code-controlled measure of complex conductivity

Під час активної симуляції адмітансу можуть виникати специфічні похибки, зумовлені частотними залежностями коефіцієнтів передачі ОП та ЦАП [8]. Для мінімізації цих похибок та часу, необхідного для встановлення відтворюваних значень кодів керування m , треба правильно вибрати частотні властивості використаних апаратних компонентів. Під час аналізу частотних характеристик у першому наближенні вважаємо, що в симуляторах використовується той самий тип ОП, частотна характеристика коефіцієнта якого апроксимується як передавальна інерційна ланка [11], $k_f \approx k_2 \approx k_3 \approx k = 1/(\delta_0 + j\Omega_1)$, де k_0 – коефіцієнт передачі розімкненого ОП на нульовій частоті (на постійному струмі); $\omega_1 = k_0/\omega_0$ – частота зрізу підсилення ОП; $\Omega_1 = \omega/\omega_1$ – відносна частота. Якщо подільники напруги ґрунтуються на помножувальних резистивних ЦАП, то потенційно можливий широкий частотний діапазон симуляторів. Коефіцієнт перетворення ЦАП апроксимується залежністю прискорювальної ланки першого порядку $\mu_i \approx \mu_2 \approx \mu_3 = \mu_m/(1 + j\Omega_k)$, де $\Omega_k = \omega/\omega_k$; $w = 2\pi f$; $\tau_k = 1/\omega_k$ – стала часу DAC $_m$; m – номер ЦАП. Беручи до уваги ці наближення, формулу відтворюваних мірою-імітатором провідностей Y_i перепишемо як: $Y_{iCLR} = Y_{CLR_N} \{1 - \mu_i [(1 - \delta_0) - j\Omega_1]^2 / (1 + \Omega_{ki}^2)\}$, де $i=1, 2, 3$ – номери виходів міри, на яких відтворюються, відповідно, ємність, індуктивність та опір; μ_i – коди керування i -ю провідністю міри; $\Omega_{ki} = \omega/\omega_{ki}$; $\omega_{ki} = 1/\tau_{ki}$; τ_{ki} – сталі часу DAC $_1$, DAC $_2$, DAC $_3$ відповідно; $Y_{RN} = 1/Z_{RN}$; $Z_{RN} = R_N/(1 + j\omega\tau_N)$ – імпеданс зразкового резистора, що подається паралельною еквівалентною схемою; R_N – активна складова зразкового імпедансу; $\Omega_{RN} = \omega/\omega_{RN}$; $\omega_{RN} = 1/\tau_{RN}$; $\tau_{RN} = R_N C_{RN}$ – стала часу зразкового резистора; $Y_{iLN} = 1/(R_{LN} + j\omega L_N)$ – провідність зразкової індуктивності, що подається послідовною еквівалентною схемою; $Y_{iCN} = R_{CN}/(1 + j\omega\tau_{CN})$ – провідність зразкової ємності, що подається паралельною еквівалентною схемою; $\tau_{CN} = R_{CN} C_N$ – стала часу зразкової міри ємності.

Активну складову модуля імітансу Y_{iCLR} можна визначити як квадратний корінь із добутку продукту його комплексного та спряженого виразів. Після перетворень вона визначається за формулою:

$$Y_{iCLR} = Y_{CLR_N} (1 - m_i) \{1 - A_i - B_i\}, \quad (6)$$

де $Y_{RN} = Y_N \sqrt{1 + W_{RN}^2}$ – активна складова міри опору; $Y_{iLN} = 1/\sqrt{R_{LN}^2 + w^2 L_N^2}$ – активна складова міри індуктивності; $Y_{iCN} = \sqrt{G_{CN}^2 + w^2 C_N^2}$ – активна складова міри ємності; $A_i = [\mu_i/(1 - \mu_i)]^2 a_i/(1 + \Omega_{ki}^2)$; $\delta_{\Sigma 0} = 4\delta_0 - 6\delta_0^2 + 4\delta_0^3 - \delta_0^4$; $a_i = (\Omega_{ki} + \Omega_1)^2 - 2\Omega_1 \Omega_{ki} \delta_0 + \delta_{10}$; $B_i = [\mu_i/(1 - \mu_i)]^2 b_i/(1 + \Omega_{ki}^2)$; $\delta_{10} = 2\delta_0 - \delta_0^2$; $b_i = \Omega_{ki}^2 - 2\Omega_1(1 - \delta_0) + \delta_{\Sigma 0}$.

Аналіз співвідношення (6) показує, що статична похибка значення адмітансу практично визначатиметься інструментальними похибками зразкових RLC-елементів та похибок коефіцієнтів передачі DAC1-DAC3. Кодокерована міра комплексних провідностей дає змогу окремо і взаємно незалежно керувати відтворенням кожної зокрема зі складових комплексної провідності – активної, ємнісної та індуктивної. Похибки відтворення складових провідності фактично визначаються тільки похибками однозначних мір опору, ємності та індуктивності та кодокерованих подільників напруги. Завдяки великим значенням коефіцієнтів передавання сучасних ОП похибку від статизму можна звести до значень тисячних відсотка, що є значно меншим від похибок однозначних мір імпедансу (типові значення – соті-десяті частки відсотка) в широкому частотному діапазоні (до декількох десятків мегагерц). Структура запропонованої кодокерованої міри комплексних провідностей потенційно стійка у всьому частотному діапазоні та за всіх відтворюваних значень провідності. Запропоновану структуру кодокерованої міри-імітатора адмітансу можна реалізувати в базисі програмованих систем на чипі.

1.7. Аналіз похибок кодокерованої міри імітансу

З метою оцінювання метрологічних властивостей кодокерованої міри імітансу, з урахуванням чинників похибок активних та пасивних елементів (рис. 4), вхідна напруга U_i через перетворювач DA1 подається на входи усіх кодокерованих подільників напруги DAC1, DAC2, DAC3, коефіцієнти передачі яких встановлюються зовнішніми кодами μ_j (від контролера або ж оператором), де $j=1, 2, 3$ – кількість зразкових елементів. На виходах повторювачів DA2, DA3, DA4 формуються пропорційні до кодів μ_j напруги $U_j = \mu_j U_i$. Через клему 1 і 2 імітатора протікатиме струм I_i :

$$I_i = I_u + \sum_{i=1}^{n=3} I_{Nj} \quad (7)$$

де $I_u = U_i Z_{c\phi 1}^{-1}$ – вхідний струм повторювача DA1; I_{N1}, I_{N2}, I_{N3} – струми, що протікають через однозначні міри імпедансу; $Z_{c\phi 1}$ – вхідний опір повторювача DA1.

Вихідну напругу U_1 повторювача DA1 знайдемо як:

$$U_1 = (U_i + e_1) \cdot (1 + d_{k1}),$$

де $d_{k1} = k_1^{-1} + M_{1c\phi}^{-1}$ – похибка статизму повторювача DA1; $k_1, M_{1c\phi}$ – відповідно, коефіцієнт передавання розімкненого ОП DA1 та послаблення синфазного сигналу. Вихідні напруги U_j повторювачів DA2, DA3, DA4 знайдемо як $U_j = (U_1 + e_j) \cdot (1 + d_{kj})$, де d_{kj} – похибки статизму ОП, відповідно, DA2, DA3, DA4; $k_j, M_{jc\phi}$ – відповідно, коефіцієнти передавання розімкнених ОП DA2, DA3, DA4 та послаблення синфазного сигналу. Похибку статизму можна визначити за співвідношенням: $d_{kj} = k_j^{-1} + M_{jc\phi}^{-1}$.

Враховавши вирази для напруг U_j , можна записати формулу для розрахунку вихідних напруг U_{21}, U_{22}, U_{23} кодокерованих подільників DAC1, DAC2, DAC3:

$$U_{2j} = m_j U_1 R_{вх2j} / (R_{вх2j} + R_{DACj}) \cong m_j (U_i + e_1) (1 + d_{k1}) (1 + d_{вх2j}), \quad (8)$$

де $R_{вх2j}$ – вхідний опір j -го повторювача напруги DAj; R_{DACj} – вихідний опір j -го DACj; $d_{вх2j} = R_{DACj} / R_{вх2j}$.

Тоді вихідні напруги повторювачів DAC1, DAC2, DAC3 U_{3j} дорівнюватимуть:

$$U_{3j} = (U_{2j} + e_{2j}) (1 + d_{k2j}) = [m_j (U_i + e_1) (1 + d_{k1}) (1 + d_{вх2j}) + e_{2j}] (1 + d_{k2j}), \quad (9)$$

де $U_{3j1} = U_{3j} + I_{Nj} R_{вх2j} / k_{2j}$ – вихідні ЕРС ОП повторювачів DA2, DA3, DA4.

Вхідні струми для кожного зі зразкових елементів імпедансу виразимо як:

$$I_{Nj} = (U_i - U_{3j}) / Z_{Nj} = [U_i + I_{Nj} (R_{вх2j} / k_{2j}) - U_{3j1}] Z_{Nj}^{-1},$$

а відтворювані схемою адмітанси Y_i після нескладних перетворень визначатимуться як:

$$Y_{ij} = \frac{I_{ij}}{U_i} \cong G_{c\phi 1} + G_{c\phi j} \left[m_j \left(1 + d_{k1} + d_{k2j} + d_{вх2j} + \frac{e_1}{U_i} \right) + \frac{e_{2j}}{U_i} \right] + G_{Nj} (1 + d_{e_j} + d_{Z2j}) \left[1 - m_j (1 + d_{m_j}) + \frac{e_{2j}}{U_i} \right]. \quad (10)$$

$$\cong G_{c\phi 1} + G_{c\phi j} \left[d_{e2j} + m_j (1 + d_{k1} + d_{k2j}) \right] + G_{Nj} \left[1 - m_j (d_{k1} + d_{k2j} + d_{вх2j} + d_{e1} + d_{m_j}) \right],$$

де $d_{Z2j} = R_{вх2j} / k_{2j} Z_{Nj}$; $G_{c\phi 1} = R_{c\phi 1}^{-1}$; $G_{c\phi j} = R_{c\phi j}^{-1}$; $d_{m_j} = d_{k1} + d_{k2j} + e_1 / U_1$; $d_{k2j} = d_{вх2j} + e_1 / U_i$; $d_{e2j} = e_{2j} / U_i$.

Якщо позначити $G_{Nj} = G_{NjH} (1 + d_{Nj})$, $m_j = m_{jH} (1 + d_{mj})$, то після перетворень остаточно вираз (10) перепишемо як:

$$Y_{ij} = G_{NjH} (1 - m_{jH}) + G_{Nj} d_{Nj} (1 - m_{jH}) - m_{jH} G_{Nj} d_{mj} + G_{c\phi 1} + G_{c\phi j} (m_{jH} + d_{e2j}) - G_{NjH} \left[m_{jH} (d_{k1} + d_{k2j} + d_{вх2j} + d_{e1} + d_{Z2j}) + d_{e2j} + d_{Z2j} \right]. \quad (11)$$

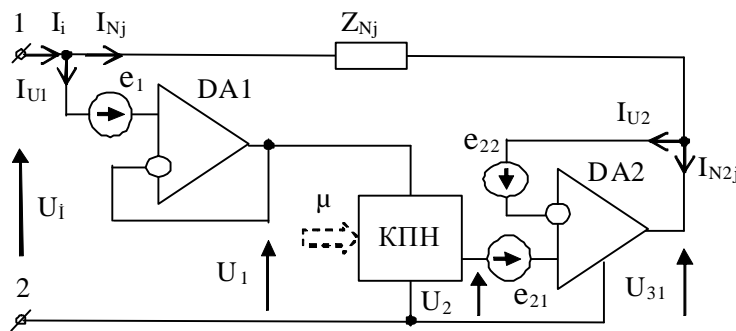


Рис. 4. Еквівалентна схема кодокерованої міри-імітатора адмітансу

Figure 4. The equivalent circuit of admittance code-controlled measure-simulator

Як КПН у розглянутій структурі міри можна використовувати принципово будь-які подільники напруги, наприклад, інтегральні ЦАП, подільники на основі магнітних компараторів змінного струму або індуктивні тощо. Використання кодокерованої міри адмітансу відповідно до рис. 4 уможливить її мініатюризацію, а отже, мікроелектронне виконання з невисокою ціною. Окрім цього, завдяки використанню сучасних операційних підсилювачів можна забезпечити достатньо широкий частотний діапазон. За цих умов результуюча похибка відтворення опору може визначатися тільки похибками струмозадавальних резисторів або конденсаторів. Їх небагато, а їх невеликі габарити уможливають конструктивну реалізацію кодокерованої міри як малогабаритного вставного блока. Для забезпечення високої часової стабільності вимірювачів імпедансу слід частіше виконувати метрологічну перевірку такого блока.

Проведені експериментальні дослідження активної та ємнісної складових експериментальних зразків симулятора опору показали їх добру збіжність із теоретичними припущеннями [24]. Для перевірки стабільності в діапазоні звукових та ультразвукових частот експериментальні зразки реалізовано на основі дискретних компонентів. Усі повторювачі напруги на основі чипа TL074CN, керовані кодом подільники, були реалізовані як однозначні десяткові резистивні подільники на основі дискретних резисторів. Вимірювання відтворених адмітансів виконували цифровим LCR-метром типу BR2827 з 16 фіксованими значеннями в діапазоні частот від 50 Гц до 100 кГц. Результати вимірювань опрацьовано на комп'ютері та отримано графічні частотні залежності адмітансу.

Аналіз частотних залежностей підтвердив ефективність функціонування та відсутність самозбудження потенційно стабільної структури симулятора RC-параметрів. Експериментально показано, що активна компонента відтвореного резистивного адмітансу фактично не залежить від частоти. Його реактивна складова починає значно зростати на частотах вище від декількох кілогерців (приблизно 5 кГц для досліджуваного зразка).

Результати і обговорення

З урахуванням прикладних аспектів роботи КФС для промислових вимірювань їх необхідно забезпечувати підсистемами оперативного контролю та розробляти або окремі засоби вимірювань, зокрема разових застосувань, або ж підсистеми автоматизованого оперативного контролю метрологічного стану. Використання з цією метою переносних кодокерованих багатозначних мір опору обґрунто-

ване з огляду на конкурентоспроможні їхні технічні та метрологічні характеристики. Насамперед, якщо вибрати контролер вимірювальної системи достатньої швидкодії та із задовільними обчислювальними можливостями, то калібратор сигналів опору може бути реалізований програмним способом всередині ПСЧ із подальшим виведенням аналогової інформації за допомогою буферних аналогових елементів та масштабних подільників напруги.

Враховуючи невелику собівартість сучасних ЦАП, імітатор опору постійному струму в широкому динамічному діапазоні відтворення можна реалізувати на основі декількох ОП, інтегрального КПН, декількох прецизійних масштабувальних резисторів (або резистивних подільників) та декількох аналогових комутаторів. У цьому випадку необхідно використовувати окремі прецизійні та стабільні зразкові резистори і засоби для коригування адитивних зміщень у колі калібратора опору. Перевагу тут доцільно надати калібраторам опору з автоматичним коригуванням адитивних зміщень для різних встановлюваних значень кодів керування [17]. Теоретичні дослідження структур такого калібратора опору показали можливість отримання нескоригованого значення адитивних зміщень, не більших від +1 мкВ. Таке мале значення нескоригованого значення АСП не перевищуватиме 0,001 Ом навіть для найменших значень вимірювальних струмів (≤ 1 мА) для термоперетворювачів опору із номінальною статичною характеристикою перетворення 100П.

Однією із основних проблем побудови прецизійних широкодіапазонних багатозначних мір-імітаторів електричного опору є необхідність у реконфігуруванні структури під час зміни піддіапазонів відтворення, яку традиційно можна вирішити, використавши окремі структури для низько-, середньо- та високоомного піддіапазонів відтворення електричного опору.

Повністю автоматизувати відтворення електричного АСП видається дуже складним через значну зміну значень електричних сигналів під час імітації опору. В низькоомному піддіапазоні можна використовувати структуру коригування, подібну до структури корекції похибок у калібраторах постійного струму [25]. У середньоомному піддіапазоні для коригування АСП можна також використовувати усереднювальні методи з використанням фільтрів низької частоти, або методи періодичного коригування дрейфів [26]. Питання коригування АСП у високоомному піддіапазоні необхідно ретельніше проаналізувати.

Отже, наявність різних кіберфізичних систем потребує розроблення як апаратури, так і алгоритмів

функціонування для оперативного метрологічного контролювання, оскільки для забезпечення високої достовірності отримуваної вимірювальної інформації зазвичай необхідно опрацювати значну, переважно надлишкову, кількість даних, особливо під час відтворення пасивних електричних величин.

Висновки

Метрологічно надійна робота каналів вимірювання електричного опору кіберфізичних систем ґрунтується на коректній організації оперативного контролювання вимірювальних каналів за допомогою кодокерованих мір-імітаторів опору. Під час оперативного контролювання встановлюється дійсне значення коефіцієнта перетворення вторинного приладу в конкретних умовах налагодження та в конкретний момент часу. За умови відтворення опору переносними прецизійними мірами-імітаторами в місцях встановлення первинних перетворювачів можуть бути скориговані похибки усього вимірювального каналу кіберфізичних систем.

Подяки

Автори висловлюють вдячність колективу кафедри інформаційно-вимірювальних технологій Національного університету «Львівська політехніка» за надану допомогу та всебічне сприяння у підготовці статті.

Список літератури

[1] D. Placko. *Metrology in Industry. The Key for Quality*. John Wiley & Sons Inc., 2013.

[2] П. Орнатский, *Теоретические основы информационно-измерительной техники*, Киев, Украина: Вища школа, 1983.

[3] ISO 10012:2003 *Measurement management systems – Requirements for measurement processes and measuring equipment*.

[4] *Data-Acquisition-Handbook. A Reference For DAQ and Analog & Digital Signal Conditioning*, 2012 [Online]. Available: <http://www.mccdaq.com/pdfs/anpdf/Data-Acquisition-Handbook.pdf>

[5] *Cyber-Physical Systems. Metrological Issues*. Ed. S. Yatsyshyn, B. Stadnyk. IFSA Publ., 2016.

[6] Yu. Yatsuk, M. Mykyjchuk, V. Zdeb, R. Yanovych, “Metrological Array of Cyber-Physical Systems. Part 11. Remote Error Correction of Measuring Channel”, *Sensors & Transducers*, vol. 192, iss. 9, p. 22–29, 2015.

[7] A. Bakker, K. Thiele, J.H Huijsing. “A CMOS nested-chopper instrumentation amplifier with 100 nV offset”, *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 35, p. 1877–1883, 2000.

[8] В. Яцук, П. Малачівський, *Методи підвищення точності вимірювань*, Львів, Україна: Бескид-Біт, 2008.

[9] Р. Огірко, “Бездемонтажний контроль метрологічних характеристик промислових засобів вимірювання”, *Вимірювальна техніка та метрологія*, вип. 60, с. 73–86, 2002.

[10] R. Yanovych, Yu. Yatsuk, V. Zdeb, V. Yatsuk, “Possibilities of Precision Ohmmeter Calibration in the Exploitation Condition”, in *Proc. of the 7th Intern. Conf. on Intelligent Data Acquisition and Advanced Comp. Systems*, Berlin, Germany, vol. 1, p. 86–89, 2013.

[11] С. Полищук, М. Дорожовець, В. Яцук та ін. *Метрологія та вимірювальна техніка*, Львів, Україна: Вид-во Львівської політехніки, 2012.

[12] *Linear Circuit Design Handbook, Analog Devices Inc.*, Engineering News, 2011.

[13] James H. Bentley, Karen M. Hess, *A Programmed Review for Electrical Engineering*, Springer Science & Business Media, 2012.

[14] 9820 *Programmable Low Ohm Resistance, Time Electronics Calibration, Test & Measurement*. [Online]. Available: http://www.hispacontrol.com/recursos/pdf/time_9819_9820.pdf

[15] В. Яцук, “Принципи побудови кодокерованих мір опору”, *Вимірювальна техніка та метрологія*, вип. 55, с. 35–43, 1999.

[16] М. Mykyjchuk, O. Ivakhiv, V. Yatsuk, “Measurement Resistance Calibrators for Verification of Instruments Destined for Industrial Applications”. *Measurement. Automation. Monitoring*, vol. 1, no. 08, p. 90–394, 2015.

[17] В. Яцук. *Розвиток теорії та методів підвищення якості засобів вимірювальної техніки з використанням кодокерованих мір*, автореф. дис. д-ра техн. наук, Львів, Україна: Нац. ун-т «Львівська політехніка», 2004.

[18] CY8CKIT-059 PSoC® 5LP *Prototyping Kit with Onboard Programmer and Debugger*, Apr. 02, 2018. [Online]. Available: <http://www.cypress.com/documentation/development-kitsboards/cy8ckit-059-psoc-5lp-prototyping-kit-onboard-programmer-and>.

[19] AD8551/AD8552/AD8554, *Zero-Drift, Single-Supply, Rail-to-Rail, Input/Output Operational Amplifiers*, Data Sheets, 2015, Analog Devices, Inc. [Online]. Available: <http://www.analog.com>

[20] В. Яцук, Р. Матвіїв, Ю. Яцук, “Переносні імітатори опору з чотирипровідним підключенням”, у *Мат. 25-ї Міжнар. конф. з автоматичного управління “Автоматика-2018”*, 18–19 вересня 2018 р., Львів, Україна: вид-во Львівської політехніки, 2018, с. 115–116.

[21] B. Schweber, *How to Select the Right Galvanic Isolation Technology for IoT Sensors*, Contributed By Digi-Key's North American Editors, Jul. 12, 2017. [Online]. Available: <https://www.digikey.com/en/articles/techzone/2017/dec/how-select-galvanic-isolation-technology-for-iot-sensors>

[22] М. Микійчук, Я. Пацарнюк, В. Яцук, *Імітатор великих значень опорів*. Пат. України 94250597, МКІ G01R27/00. Опубл. 28.12.94, Бюл. № 7, 1994.

[23] V. Yatsuk, T. Bubela, Ye. Pokhodylo, Yu. Yatsuk, R. Kochan, “Improvement of data acquisition system of objects physic-chemical properties”, in *Proc. 9th IEEE Intern. Conf. on Intel. Data Acq. and Adv. Comp. Systems: Technology and Applications*. Bucharest, Romania, 2017, p. 41–46.

[24] T. Bubela, V. Yatsuk, Y. Pokhodylo, M. Mykyjchuk, V. Dmytriv, “Admittance Research and Simulation of Nonelectrical Nature Object Properties”, in *Proc. 14th Int. Conf. on Adv. Trends in Radioelectronics, Telecom. and Comp. Eng., TCSET-2018*, 2018, p. 238–242.

[25] В. О. Яцук, Р. О. Матвіїв, Ю. В. Яцук, “Аналіз метрологічних властивостей переносних калібраторів з коригуванням похибок”, *Метрологія та прилади*, вип. 4 (72), с. 33–40, 2018.

[26] R. Palmer. *DC Parameters: Input Offset Voltage, Application Report SLOA059 – March 2001*. Texas Instr. Inc. [Online]. Available: <http://www.ti.com/lit/an/sloa059/sloa059.pdf>

References

[1] D. Placko. *Metrology in Industry. The Key for Quality*. John Wiley & Sons Inc., 2013.

[2] P. Ornatskiy, *Theoretical basis of information and measurement technology*. Kyiv, Ukraine: Vyscha shkola, 1983.

[3] ISO 10012:2003 *Measurement management systems – Requirements for measurement processes and measuring equipment*.

[4] *Data-Acquisition-Handbook. A Reference For DAQ and Analog & Digital Signal Conditioning*, 2012 [Online]. Available: <http://www.mccdaq.com/pdfs/anpdf/Data-Acquisition-Handbook.pdf>

[5] *Cyber-Physical Systems. Metrological Issues*. Ed. S. Yatsyshyn, B. Stadnyk. IFSA Publ., 2016.

[6] Yu. Yatsuk, M. Mykyjchuk, V. Zdeb, R. Yanovych, “Metrological Array of Cyber-Physical Systems. Part 11. Remote Error Correction of Measuring Channel”, *Sensors & Transducers*, vol. 192, iss. 9, p. 22–29, 2015.

[7] A. Bakker, K. Thiele, J.H. Huijsing. “A CMOS nested-chopper instrumentation amplifier with 100 nV offset”, *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 35, p. 1877–1883, 2000.

[8] V. Yatsuk, P. Malachivskiy. *Methods to improve measurement accuracy*. Lviv, Ukraine: Beskyd-Bit, 2008.

[9] R.M. Ogirko, “Non-montage control of metrological characteristics of industrial measuring instruments”, “*Measuring equipment and metrology*”, no. 60, p. 73–86, 2002.

[10] R. Yanovych, Yu. Yatsuk, V. Zdeb, V. Yatsuk, “Possibilities of Precision Ohmmeter Calibration in the Exploitation Condition”, in *Proc. of the 7th Intern. Conf. on Intelligent Data Acquisition and Advanced Comp. Systems*, Berlin, Germany, vol. 1, p. 86–89, 2013.

[11] Ye. Polischuk, M. Doroghovets, V. Yatsuk, V. Vanko, T. Bojko, *Metrology and measuring equipment*. Lviv, Ukraine: Lviv Politech. Publ. House, 2012.

[12] *Linear Circuit Design Handbook*, Analog Devices Inc., Engineering News, 2011.

[13] James H. Bentley, Karen M. Hess, *A Programmed Review for Electrical Engineering*, Springer Science & Business Media, 2012.

[14] 9820 *Programmable Low Ohm Resistance, Time Electronics Calibration, Test & Measurement*. [Online]. Available: http://www.hispacontrol.com/recursos/pdf/time_9819_9820.pdf

[15] V. Yatsuk, “Development Principles of Resistance Code-controlled Measures”, *Measuring equipment and metrology*, no. 55, p. 35–43, 1999.

[16] M. Mykyjchuk, O. Ivakhiv, V. Yatsuk, “Measurement. Resistance Calibrators for Verification of Instruments Destined for Industrial Applications”. *Measurement. Automation. Monitoring*, vol. 61, no. 08, p. 390–394, 2015.

[17] V. Yatsuk, *Development of the theory and methods for improving the quality of measuring equipment using code-controlled measures*, Dr.Sc.Thesis, Lviv Polytech. Nat. Un., 2004.

[18] CY8CKIT-059 PSoC® 5LP Prototyping Kit with Onboard Programmer and Debugger, Apr. 02, 2018. [Online]. Available: <http://www.cypress.com/documentation/development-kitsboards/cy8ckit-059-psoc-5lp-prototyping-kit-onboard-programmer-and>.

[19] AD8551/AD8552/AD8554, *Zero-Drift, Single-Supply, Rail-to-Rail, Input/Output Operational Amplifiers*, Data Sheets, 2015, Analog Devices, Inc. [Online]. Available: <http://www.analog.com>

[20] Yatsuk V.O., Matviiv R.O., Yatsuk Y.V. “Portable resistance imitators with four-wire connection”, in *Proc. XXV Intern. Conf. for automatic control, automatics – 2018*, Lviv, Ukraine, 2018, pp. 115–116.

[21] B. Schweber, *How to Select the Right Galvanic Isolation Technology for IoT Sensors*, Contributed By Digi-Key's North American Editors, Jul.12, 2017. [Online]. Available: <https://www.digikey.com/en/articles/techzone/2017/dec/how-select-galvanic-isolation-technology-for-iot-sensors>

[22] M. Mykyychuk, Ye. Pacarnuik, V. Yatsuk. *Simulator of large values resistance*. Pat. 5411 UA, IPC G01R27/00.; Bul. No. 7–1. 1994.

[23] V. Yatsuk, T. Bubela, Ye. Pokhodylo, Yu. Yatsuk, R. Kochan, “Improvement of data acquisition system of objects physico-chemical properties”, in *Proc. 9th IEEE Intern. Conf. on Intel. Data Acq. and Adv. Comp. Systems: Technology and Applications*. Bucharest, Romania, 2017, pp. 41–46.

[24] T. Bubela, V. Yatsuk, Y. Pokhodylo, M. Mykyychuk, V. Dmytriv, “Admittance Research and Simulation of Nonelectrical Nature Object Properties”, in *Proc. 14th Int. Conf. on Adv. Trends in Radioelectronics, Telecom. and Comp. Eng., TCSET-2018*, 2018, pp. 238–242.

[25] V. Yatsuk, R. Matviyiv, Y. Yatsuk, “Analysis of Metrological Properties of Portable Calibrators with Errors Correction”, *Metrology and Devices*, no. 4 (72), p. 33–40, 2018.

[26] R. Palmer. *DC Parameters: Input Offset Voltage, Application Report SLOA059 – March 2001*. Texas Instr. Inc. [Online]. Available: <http://www.ti.com/lit/an/sloa059/sloa059.pdf>