

СЕКЦІЯ 10
АВТОМАТИЗАЦІЯ ЕКСПЕРИМЕНТАЛЬНИХ ДОСЛІДЖЕНЬ

УДК 658.562.012.5

КОНТРОЛЬНІ КАРТИ НА ГОЛОВНИХ КОМПОНЕНТАХ

Володарський С. Т., Козир О. В.
Національний технічний університет України
«Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського», Київ, Україна
E-mail: vet-1@ukr.net, oleg.kozyr@aer.kpi.ua

Метод головних компонент в основному застосовується для зменшення числа факторів, необхідних для формування математичної моделі об'єкту дослідження. Сутність методу полягає у заміні корельованих компонентів некорельованими факторами [1]. Ця характерна ознака методу головних компонент дозволяє використовувати їх при побудові модифікації контрольних карт Шухарта. Класичні карти Шухарта застосовуються при допущенні, що показники, що характеризують технологічний процес, незалежні і тому кожний з них можна окремо контролювати та приймати рішення про хід (стан) процесу.

Покажемо обмеження застосування класичних карт Шухарта [2] при наявності кореляції між показниками.

Після проведення попередніх досліджень було встановлено, що за нормального функціонування математичні сподівання показників \bar{x}_1 та \bar{x}_2 дорівнюють $\mu_{01} = 2$ та $\mu_{02} = 12$, а їх середнє квадратичне відхилення відповідно буде 0,35 та 1,0; коефіцієнт кореляції між показниками дорівнює 0,5.

За результатами досліджень процесу у $m=10$ підгрупах, кожна з яких включає по $n=5$ вимірювань, обчислені середні значення та побудовані контрольні X-карти Шухарта для показників \bar{x}_1 а) та \bar{x}_2 б) для рівня значущості 0,005, де центральна лінія дорівнює відповідно 2,0 та 12,0.

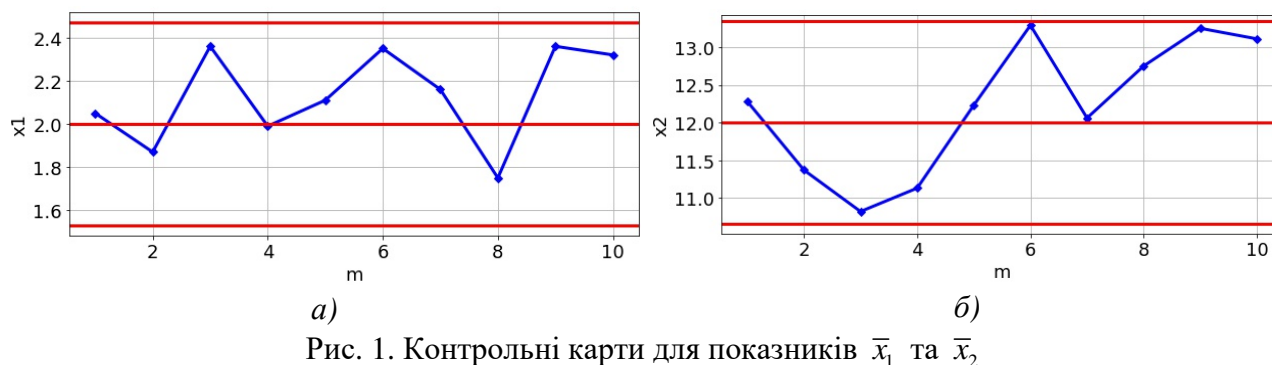


Рис. 1. Контрольні карти для показників \bar{x}_1 а) та \bar{x}_2 б)

Із рис. 1 можна зробити висновок, що процес знаходиться у статистично регульованому стані. Такий висновок зроблено у припущенні, що характерні ознаки незалежні. Але, частіше усього, це допущення не відповідає істині.

Розглянемо результати контролю в площині показників \bar{x}_1 та \bar{x}_2 . Еліпс розсіювання показників за наявності кореляції, що має місце у прикладі, що розглядається, описується рівнянням

$$\frac{1}{(1-\rho)} \left(\frac{(\bar{x}_1 - \mu_{01})^2}{\sigma_1^2} - 2\rho \frac{(\bar{x}_1 - \mu_{01})(\bar{x}_2 - \mu_{02})}{\sigma_1\sigma_2} + \frac{(\bar{x}_2 - \mu_{02})^2}{\sigma_2^2} = \frac{1}{n} \chi_{1-n}^2(2) \right). \quad (1)$$

Кут повороту осі симетрії еліпса визначається виразом

$$\operatorname{tg}(2\alpha) = 2\rho \frac{\sigma_1\sigma_2}{\sigma_1^2 - \sigma_2^2}. \quad (2)$$

На рис. 2 представлено еліпс розсіювання, на якому відображені контрольні точки за результатами досліджуваного процесу.

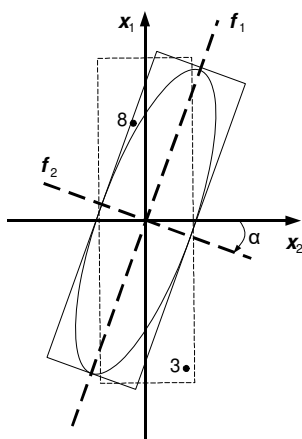


Рис. 2. Еліпс розсіювання показників

Як можна бачити із рис. 2, в контрольних точка 3 та 8 процес виходив за встановлені норми, границями яких є контури еліпса. Контрольні карти Шухарта цієї події не виявили. Для достовірного оцінювання стану процесу, необхідно відповідним образом здійснити перетворення координат, як показано на рис. 2. Встановлено, що побудова контрольних карт на головних компонентах дозволяє перейти до сукупності некорельованих показників. Сутність методу полягає в заміні корельованих компонентів некорельованими факторами. Для переходу до некорельованих показників необхідно матрицю вихідних даних $X(\bar{x}_1, \bar{x}_2)$ перетворити у матрицю головних компонент $F(f_1, f_2)$. Для цього переноситься початок координат в точку (μ_{01}, μ_{02}) , а потім осі повертаються на кут α таким чином, щоб вісь f_1 пройшла вдовж головної осі еліпса розсіювання. Чим більше коефіцієнт кореляції, тим тісніше групуються спостереження біля головної осі еліпса.

Головні компоненти будуються на центрованих змінних $\bar{x}_j - \mu_{0j}$. Використання їх найбільше ефективно в тих ситуаціях, коли всі компоненти досліджуваної матриці X мають загальну фізичну природу і вимірюються в тих самих одиницях. Якщо ж ознаки вимірюються у різних одиницях, то результати дослідження з допомогою головних компонент будуть суттєво залежати від масштабу та одиниць вимірювання. Тому переходять до допоміжних величин, здійснюючи процедуру нормування.

Головні компоненти можна визначити із матричного рівняння

$$F=XA, \quad (3)$$

де A матриця коефіцієнтів перетворення; розмірності матриць наступні: матриця F має розмірність $m \times t$; матриця X – $m \times p$; матриця A – $p \times t$, де $t \leq p$. Для виключення невизначеності, коефіцієнти нормують, допускаючи, що $A^T A = I$, де I – одинична матриця.

Перша головна компонента утворюється як власний вектор інформаційної матриці

$$\Sigma = \begin{pmatrix} \sigma_1^2 & \rho\sigma_1\sigma_2 \\ \rho\sigma_1\sigma_2 & \sigma_2^2 \end{pmatrix}. \quad (4)$$

Вона відповідає найбільшому власному числу цієї матриці, чому у свою чергу відповідає найбільша дисперсія – у напрямку головної вісі еліпса розсіювання [1]. При побудові контрольних карт у якості центральної лінії береться середнє значення μ_{0j} , а граничні відхилення, перевищення яких є свідомством розладнання процесу [2], обчислюються за виразом

$$\mu_{0j} \pm u_{1-\alpha/2} \left(\frac{\lambda_j}{n} \right)^{1/2}, \quad (5)$$

де λ_j – власне число матриці (розв’язок характеристичного рівняння); $u_{1-\alpha/2}$ – квантиль нормального розподілу порядку $1 - \alpha / 2$, α – стандартне відхилення процесу.

Таким чином, перехід у простір головних компонент надає можливість роздільно, без кореляційного зв’язку, незалежно оцінювати стан об’єкту по кожному з показників.

Ключові слова: метод головних компонент, контрольні карти Шухарта.

Література

- [1] Arian Dhini, and Isti Surjandari, "Review on Some Multivariate Statistical Process Control Methods for Process monitoring", in *Proceedings of the 2016 International Conference on Industrial Engineering and Operations Management*, Kuala Lumpur, Malaysia, 2016, pp. 754-759.
- [2] Є. Т. Володарський, М. В. Добролюбова, та М. О. Клевцова, "Аналіз чутливості контрольних карт Шухарта", *Інформаційні системи, механіка та керування*, Вип. 17, с. 51-60, 2017. Режим доступу: http://nbuv.gov.ua/UJRN/Ismk_2017_17_9

УДК 006.91(02)

ФОРМУВАННЯ ВИРІШАЛЬНОГО ПРАВИЛА ПРИ ОЦІНЮВАННІ ВІДПОВІДНОСТІ

Володарський Є. Т., Макаров Д. О.
Національний технічний університет України
«Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського», Київ, Україна
E-mail: vet-1@ukr.net, spirits7673@gmail.com

Під процесом прийняття рішення розуміють послідовність процедур, що приводять до встановлення вирішального правила, на підставі якого приймається рішення про відповідність або невідповідність об'єкта встановленим вимогам.

Про відповідність об'єкту встановленим (заданим) нормам судять за результатами зіставлення характерних ознак об'єкту з допусковими (еталонними або рекомендованими) інтервалами. До початку зіставлення результатів вимірювань з нормами і прийняття рішення доцільно заздалегідь визначити спосіб зіставлення результату вимірювань і встановлених норм.

Оскільки прийняття рішення ґрунтується на результатах вимірювання певної властивості об'єкта, то їх точність має очевидний вплив на правильність рішення щодо нього. Для оцінювання точності результату міжнародною практикою рекомендовано застосовувати такий показник, як невизначеність (непевність) – uncertainty, який, по-перше, означає сумнів по відношенню до отриманої оцінки вимірюваної величини з точки зору точності/правильності, а по-друге, є параметром, зв'язаним з результатом вимірювання й характеризує певну дисперсію значень, які можуть бути обґрунтовано приписані вимірюваній величині [1].

Оскільки при оцінюванні відповідності неточність вимірювання впливає на результат (правильність прийняття рішення) не в усьому діапазоні вхідних величин, а в певних околицях граничних значень допускового інтервалу, то простішим методом зменшення ризиків є введення захисної смуги, тобто встановлення приймального інтервалу у вигляді додаткового допуску (уставки), наприклад, x'_n в околі нижнього граничного значення x_n допускового інтервалу. При цьому, нижня границя приймального інтервалу зміщена всередину поля допуску по відношенню до границі допускового інтервалу. Додатковий допустимий інтервал w відокремлює область допустимих значень від приймальної області. При цьому вважається, що об'єкт не відповідає вимозі не тільки в разі, коли значення контрольованого параметра вийшло за границі допуску, але і коли воно потрапило у захисну смугу.

Довжина захисної смуги $w = x_n - x'_n$ задається значенням, кратним розширеній невизначеності $w = rU$. Зазвичай вибирають $r = 1$, і в цьому випадку $w = U$. За коефіцієнта охоплення $k = 2$ та рівня довіри $0,95$ $U = 2u_c$ (де u_c є сумарна стандартна невизначеність). При цьому ймовірність приймання

невідповідного результату становить щонайбільше 2,3 %, припускаючи для виміряного параметру нормальну функцію щільності ймовірності (PDF).

Недоліком такого підходу є можливі втрати виробника – хибне бракування об'єкту, параметри якого відповідають нормі. Якщо поступово зменшувати невизначеність та пов'язаний з ним захисний інтервал, то можна зменшити і втрати виробника.

Для уникнення зазначеного недоліку пропонується керування невизначеністю, на основі чого реалізується адаптивний послідовний підхід до прийняття рішення про відповідність.

Вводиться показник вимірювальних можливостей, що пов'язує невизначеність вимірювання та довжину допускового інтервалу T і характеризує ймовірність, з якою буде прийнято рішення про відповідність при певних співвідношеннях цих параметрів. Цей показник визначається як:

$$C_m = \frac{x_g - x_n}{4u_c} = \frac{T}{4u_c} = \frac{T}{2U}.$$

На рисунку 1 представлена діаграма, на якій відображено співвідношення між C_m та відносним значенням контрольованої величини \tilde{z} , за якого значення ймовірності прийняття рішення про відповідність p_g є постійним і дорівнює 95 %.

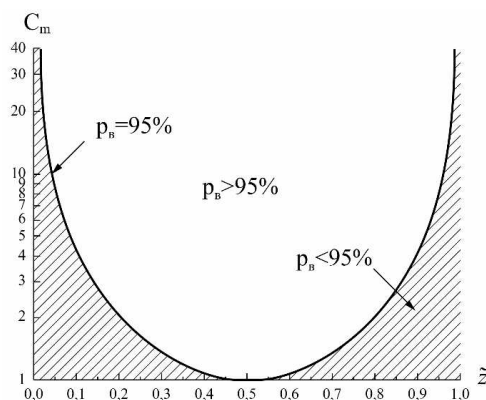


Рис. 1. Візуалізація співвідношення C_m та \tilde{z}

Крива на діаграмі розділяє області відповідності та невідповідності за 95 % рівні довіри. Наприклад, якщо потрібно, щоб рішення, що виміряні параметри відповідають нормі з, як мінімум, 95-% рівнем довіри, то прийнятна оцінка z має відповідно лежати в центральному полі, що становить приблизно 10 % від допускового інтервалу. Для забезпечення можливості прийняття надійного рішення про відповідність для більш широкого діапазону характерних величин необхідно збільшувати коефіцієнт вимірювальних можливостей. Прямим шляхом це можна здійснювати за рахунок зменшення невизначеності вимірювання. Більш перспективним є підхід, який дозволяє керувати невизначеністю, на основі чого реалізується адаптивний послідовний підхід до прийняття рішення про відповідність. На початку процедури прийняття рішення, виходячи з реального співвідношення довжини допускового інтервалу

та інтервалу невизначеності вимірювання визначають вихідні відносні контрольні границі \tilde{z}_{1n} та \tilde{z}_{1e} , які відповідають ймовірності прийняття рішення про відповідність $p_e = 95\%$. Використовуючи співвідношення, які зв'язують абсолютні та відносні значення контрольованої величини

$$\tilde{z}_{1n} = \frac{x'_{1n} - x_n}{T}; \quad \tilde{z}_{1e} = \frac{x_e - x'_{1e}}{T},$$

обчислюють приймальні границі на першому кроці оцінювання відповідності:

$$x'_{1n} = \tilde{z}_{1n} \cdot T + x_n, \quad x'_{1e} = x_e - \tilde{z}_{1e} \cdot T.$$

З цими приймальними границями порівнюється початковий результат вимірювання z_1 . Якщо він знаходиться у межах:

$$x'_{1n} \leq z_1 \leq x'_{1e},$$

то з ймовірністю p_e приймається рішення про відповідність об'єкта (параметра) заданим нормам і на цьому процедура контролю закінчується.

Якщо ж ця нерівність не виконується, то переходять до процедури адаптивного визначення контрольних границь і порівняння з ними обчисленого середнього значення отриманих результатів двох паралельних спостережень.

Метод адаптивних приймальних границь, за якого кожний послідовний крок контролю приводить до збільшення коефіцієнту вимірювальних можливостей, розширює приймальні границі, наближуючи їх до контрольних. При цьому на кожному наступному кроці контролю отримане середнє значення порівнюється з «новими» приймальними границями. При захищеному прийманні перевіряються тільки ті об'єкти, результати вимірювання яких потрапляють у захисну смугу.

На рисунку 2 відображено реалізацію адаптивного послідовного алгоритму покрокового зменшення захисної смуги, а отже – збільшення приймального інтервалу від значень (x_{1n}, x_{1e}) до (x_{2n}, x_{2e}) .

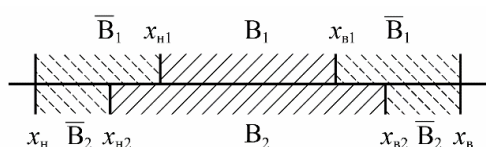


Рис. 2. Реалізація алгоритму

Використання методу адаптивних приймальних границь дозволяє зменшити ширину захисної смуги, а отже, й ризик прийняття помилкового рішення за несуттєвого збільшення обсягу контроль-вимірювальних операцій. Це запобігає втратам виробника.

Ключові слова: оцінка відповідності, невизначеність вимірювання, адаптивний метод, послідовний алгоритм, вірогідність, прийняття рішення.

Література

- [1] JCGM 106:2012. *Evaluation of measurement data – The role of measurement uncertainty in conformity assessment.* [Online]. Available: https://www.bipm.org/documents/20126/50065304/JCGM_106_2012_E.pdf/fe9537d2-e7d7-e146-5abb-2649c3450b25

УДК 628.1

АВТОМАТИЗАЦІЯ ЗНЯТТЯ І ПЕРЕДАЧІ ПОКАЗНИКІВ СПОЖИТОЇ ВОДИ

¹⁾Добролюбова М. В., ²⁾Коваленко М. П.

¹⁾Національний технічний університет України

«Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського», Київ, Україна

²⁾ТОВ «Екстракод», Київ, Україна

E-mail: m.dobroliubova@kpi.ua, norbe3t@gmail.com

Останнім часом у всіх країнах світу став набирати обертів розвиток програм, спрямованих на раціональне використання природних ресурсів та їх економію. Так, питання щодо збереження водних ресурсів тісно пов'язані з розумним використанням сучасних водопровідних систем, а саме із встановленням власниками квартир і приватних будинків приладів обліку споживання холодної та гарячої води. Враховуючи постійне підвищення тарифів на комунальні послуги, зокрема, на холодну і гарячу воду, більшість споживачів вже гідно змогли оцінити економію від використання лічильників. Слід зазначити, що і компанії-постачальники комунальних послуг, також зацікавлені в контролі витрат певних ресурсів та їх відповідної оплати.

Показники лічильників холодної та/або гарячої води щомісяця надаються споживачами і фіксуються виробниками з метою формування рахунків [1], а також для перевірки вимірювального пристрою, який кожні чотири роки у відповідності до Закону України «Про метрологію та метрологічну діяльність» підлягає процедурі перевірки [2]. Процес зняття та передачі показників полягає в тому, що необхідно дістатися до вимірювального пристрою і передати його покази компанії, яка надає послуги. Але інколи це може супроводжуватись деякими складнощами: лічильник може бути встановлений в незручному місці, людина довгий час знаходиться поза межами помешкання або просто забула про необхідність передачі показів тощо. Отже, автоматизація процесу зняття показників лічильників дозволить споживачам послуг вчасно їх надавати, а постачальникам – завчасно виявляти неправильну передачу показників та/або втручання користувачів в роботу облікових пристроїв.

Проведений аналіз спектру наявних лічильників для обліку спожитої холодної та гарячої води показав, що переважна їх більшість не має можливості автоматичної передачі показників. В свою чергу, аналіз технічних рішень щодо модулів, які окремо встановлюються на лічильники для автоматичної передачі показників, виявив той факт, що подібні модулі можуть бути використані тільки з лічильниками, які підтримують встановлення даного обладнання. Лічильники, до складу яких вже входить модуль з автоматичною передачею показників, мають високу вартість і надлишковий функціонал.

З метою автоматизації процесу зняття показників лічильників гарячої та холодної води авторами запропонована власна розробка [3]. Система

складається з апаратної і програмної частин, схема взаємодії яких зображена на рисунку 1.

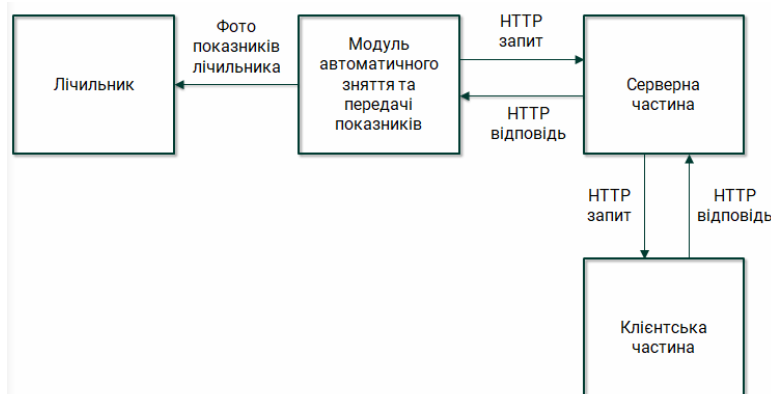


Рис. 1. Взаємодія частин системи

Апаратна частина – модуль автоматичного зняття та передачі показників – ґрунтується на використанні плати ESP32-CAM, що дозволяє здійснювати фотофіксацію показників лічильника. До складу плати ESP32-CAM входить камера OV2640, Wi-Fi/Bluetooth модуль ESP32-S, потужний білий світлодіод, керування яким здійснюється через GPIO, та роз’єм для microSD карт пам’яті. Також для апаратної частини системи розроблене програмне забезпечення, яке дозволяє взаємодіяти з модулем через веб-сторінку, роблячи процес налаштування та роботу з ним інтуїтивно зрозумілими користувачеві (рис. 2).

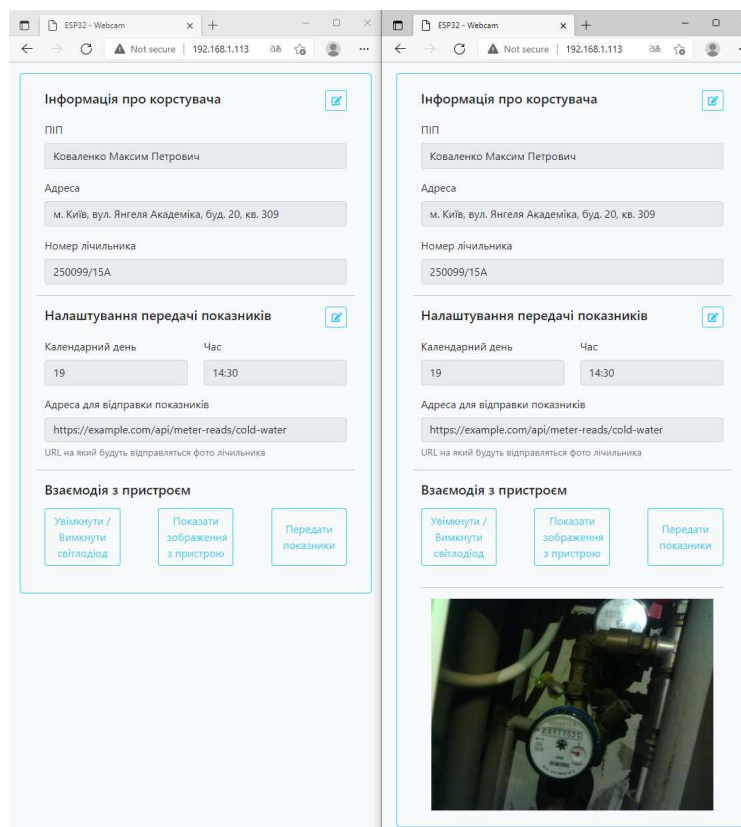


Рис. 2. Налаштування роботи

Програмна частина складається з серверного і клієнтського програмного забезпечення. Серверне програмне забезпечення реалізоване на базі фреймворку ASP.NET Core та нереляційної бази даних MongoDB. Це дозволяє передавати показники та додаткову інформацію про споживача за допомогою HTTP запитів на розроблений API-інтерфейс (рис. 3, а). Використання об'єктно-орієнтованої бази даних в складі системи сприяє її розширенню через збереження показників інших лічильників, наприклад, електроенергії із зазначенням їх зональності. Клієнтське програмне забезпечення реалізоване на базі технології Razor Pages, що дозволяє швидко та зручно адаптувати розроблену систему до нових умов використання (рис. 3, б).

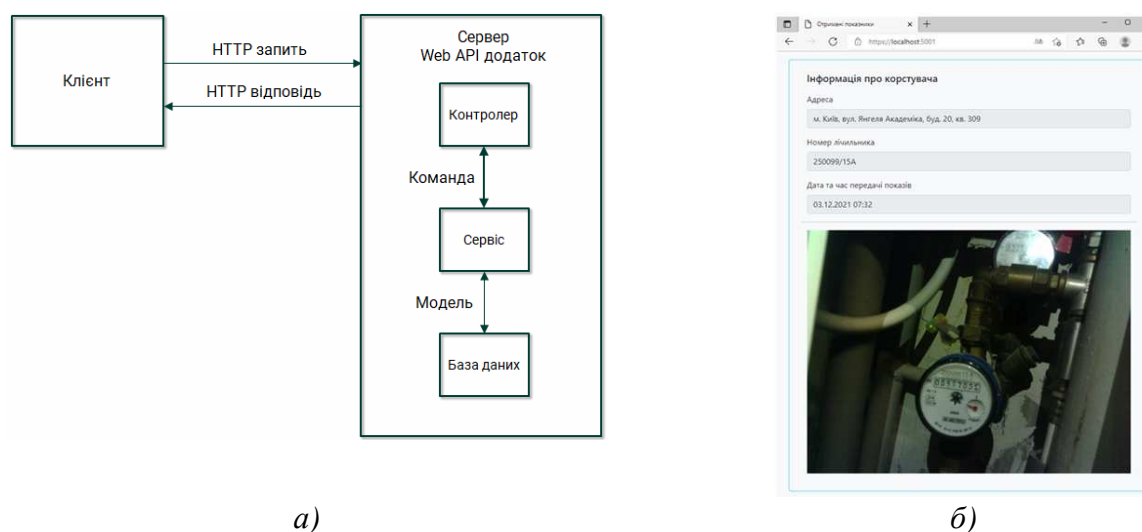


Рис. 3. Серверна та клієнтська частини програмного забезпечення системи

Отже, запропонована система надає можливість спростити процедуру знання та передачі показників холодної і гарячої води (з боку споживача), а також здійснювати контроль за технічним станом облікового пристрою, оптимізувати процес повірки і виявляти випадки втручання сторонніх осіб в його роботу (з боку компаній-постачальників комунальних послуг), тим самим забезпечуючи правильність розрахунків.

Ключові слова: лічильник, вода, зняття та передача показників, віддалений доступ, автоматизація.

Література

- [1] Верховна Рада України. (01.05.2021). Закон України "Про комерційний облік теплової енергії та водопостачання". [Електронний ресурс]. Режим доступу: <https://zakon.rada.gov.ua/laws/show/2119-19#Text>
- [2] Верховна Рада України. (01.01.2022). Закон України "Про метрологію та метрологічну діяльність". [Електронний ресурс]. Режим доступу: <https://zakon.rada.gov.ua/laws/show/1314-18#Text>
- [3] М.П. Коваленко, та М.В. Добролюбова "Зняття та передача показників спожитої холодної та гарячої води з використанням WI-FI модуля", на XVII Всеукр. наук.-прак. конф. студентів, аспірантів та молодих вчених "Ефективність та автоматизація інженерних рішень у приладобудуванні", Київ, 2021, с.198-201.

УДК 534.08

ВИКОРИСТАННЯ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ СЕРЕДНЬОКВАДРАТИЧНОГО ЗНАЧЕННЯ СИГНАЛУ ПРИ АКУСТИЧНОМУ НЕРУЙНІВНОМУ КОНТРОЛІ

Здоренко В. Г., Барилко С. В., Лісовець С. М., Гайдай В. А.

Національний технічний університет України

«Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського», Київ, Україна

E-mail: alzd123@meta.ua, poo4ta1217@gmail.com, ser.lis.290171@gmail.com,
gaydayva271@gmail.com

Акустичний неруйнівний контроль знайшов широке застосування в різних галузях промисловості для діагностики стану різноманітних матеріалів і виробів, зокрема, при контролі композитів і текстилю. При такому контролі часто використовується взаємодія з об'єктом контролю «на проходження» і «на відбиття»: в сторону матеріалу або виробу випромінюють акустичні хвилі, що взаємодіють з ним, і приймають хвилі, які відповідно пройшли об'єкт контролю або відбилися від нього. Звичайно такий контроль ведуть в імпульсному режимі, причому імпульс часто представляє гармонічні коливання, модульовані по амплітуді. Наприклад, найпростішим видом амплітудної модуляції є амплітудна маніпуляція, яка дозволяє формувати пакети гармонічних коливань з практично прямокутною обвідною [1].

Після взаємодії з об'єктом контролю форма таких імпульсів суттєво змінюється, і для їх подальшого аналізу часто необхідно визначити їх обвідні. Чим точніше це можна зробити, тим точніше, в загальному випадку, можна буде здійснити відповідні амплітудні, фазові, часові та інші вимірювання. Максимально точне визначення обвідних прийнятих пакетів електричних коливань є однією з актуальних задач акустичного неруйнівного контролю матеріалів і виробів.

Для відновлення обвідної існують різні методи: безпосереднім оцифруванням, детектуванням, застосуванням перетворення Гілберта тощо. В [2] показано, що «найбільш точно описує сигнал складної форми середньоквадратичне значення (СКЗ) напруги, яке дозволяє строго порівнювати дію сигналів різної форми: постійних, періодичних, комутуємих періодичних, випадкових тощо». Загалом, для отримання середньоквадратичного значення сигналу $u_{СКЗ}$ використовується загальновідома формула:

$$u_{СКЗ} = \sqrt{\frac{1}{t_K - t_{\Pi}} \int_{t_{\Pi}}^{t_K} u^2(t) dt}, \quad (1)$$

де $u(t)$ – сигнал; t_{Π} – початковий час спостереження сигналу $u(t)$; t_K – кінцевий час спостереження сигналу $u(t)$.

Для різних значень t_{Π} і t_K , при однаковому сигналі $u(t)$, середньоквадратичне значення сигналу $u_{СКЗ}$ може бути різним. Звичайно в якості перетворювачів змінної напруги в постійну за рівнем

середньоквадратичного значення цієї змінної напруги використовуються перетворювачі з експоненціально-логіфімічним зворотним зв'язком, перетворювачі на аналогових помножувачах напруги і термоелектричні перетворювачі. В низькочастотному діапазоні контролю (приблизно до 1 МГц) найбільшу точність забезпечуються саме перетворювачі з експоненціально-логіфімічним зворотним зв'язком [2, 3, 4].

Сучасні перетворювачі середньоквадратичного значення сигналу випускаються різними виробниками. Наприклад, до них можна віднести (станом на початок 2022 р.) мікросхеми AD636, AD637, AD736, AD737, AD536A, AD8436, LTC1966, LTC1967, LTC1968. Мікросхеми AD636, AD637 відносяться до високоточних, причому мікросхема AD637 вважається більш точною. Зокрема, в мікросхемі AD637, яка має експоненціально-логіфімічний зворотний зв'язок, $u_{СКЗ}$ формується наступним чином [5]:

$$u_{СКЗ} = \frac{1}{t_K - t_{II}} \int_{t_K}^{t_{II}} e^{2\ln(u(t)) - \ln(u_{СКЗ})} dt. \quad (2)$$

Смуга пропускання такої мікросхеми при $u_{СКЗ} = 0,1$ В становить 600 кГц, а при $u_{СКЗ} = 2$ В – вже 8 МГц. До її складу входить буферний підсилювач, перетворювач абсолютного значення напруги в струм, одноквADRантний квадратор/дільний і фільтр/підсилювач.

Чисельне моделювання роботи мікросхеми AD637 (модель була отримана з сайту виробника analog.com) в PSpice A/D при різних формах пакетів електричних коливань показало достатню ефективність роботи такої мікросхеми та її відповідність заявленим технічним характеристикам.

Ключові слова: акустичний неруїнівний контроль, зворотний зв'язок, пакет коливань, середньоквадратичне значення.

Література

- [1] В. Т. Гринченко, И. В. Вовк, и В. Т. Мацьпура, *Основы акустики*. К.: Наукова думка, 2007.
- [2] О. В. Дворников, "Микроэлектронные преобразователи переменного напряжения в постоянное по уровню среднеквадратического значения. Часть 1. Преобразователи с экспоненциально-логарифмической обратной связью", *Компоненты и технологии*, №9, с. 62–69, 2004.
- [3] О. В. Дворников, "Микроэлектронные преобразователи переменного напряжения в постоянное по уровню среднеквадратического значения. Часть 2. Преобразователи на аналоговых умножителях напряжения", *Компоненты и технологии*, №1. с. 34–39, 2005.
- [4] О. В. Дворников, "Микроэлектронные преобразователи переменного напряжения в постоянное по уровню среднеквадратического значения. Часть 3. Применение термоэлектрических преобразователей", *Компоненты и технологии*, №2, с. 84–93, 2005.
- [5] Л. И. Волгин, *Измерительные преобразователи переменного напряжения в постоянное*. М.: Советское радио, 1977.

УДК 621.3.087.44

ВИКОРИСТАННЯ АСИНХРОННИХ JAVA-ТЕХНОЛОГІЙ В СИСТЕМІ ІНТЕРНЕТУ РЕЧЕЙ

Мальцев Д. В., Богомазов С. А.

Національний технічний університет України

«Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського», Київ, Україна

E-mail: malcevdimitriy@gmail.com

В сучасному світі швидкими темпами набирають популярність системи Інтернету речей (Internet of Things, IoT). Вони використовуються у багатьох сферах нашого життя: від вже звичних нам побутових пристроїв до систем моніторингу параметрів на високоточному виробництві. Інтернет речей – це мережа фізичних об'єктів, які можуть збирати інформацію про навколишній світ за допомогою різноманітних датчиків і сенсорів і обмінюватись отриманими даними без втручання людини. Важливу роль у таких системах відіграє здатність серверного програмного забезпечення до швидкої обробки і виведення отриманих даних в умовах великої кількості запитів [1].

Більшість сучасних мов програмування підтримують паралельне виконання програм, але підтримка і синхронізація великої кількості потоків – досить складне завдання, і тому для забезпечення паралелізму було обрано фреймворк Spring WebFlux.

Spring WebFlux – це мікрофреймворк для мови програмування Java, який забезпечує підтримку повністю асинхронного і неблокуючого веб-стеку, що дозволяє обробляти більшу кількість одночасно виконаних запитів порівняно зі стандартним Spring MVC [2]. Було проведено дослідження і розроблено демонстраційну модель системи для збору метеорологічних даних. Система побудована на мікросервісній архітектурі і складається з наступних частин: модуля збору даних Electric Imp, хмарного середовища imp Cloud і мікросервісу WeatherService.

Electric Imp – це платформа, яка складається з двох основних частин: модулю IMP001 і платформи Imp Explorer, яка дозволяє підключати датчики до модулю imp з використанням інтерфейсу I2C. Отримані від модуля дані потрапляють до хмарного середовища Imp Cloud.

Electric Imp Cloud – хмарне середовище, яке є кінцевою точкою для всіх пристроїв зв'язку і надає всі необхідні для управління послуги, включаючи аутентифікацію пристрою; управління пристроєм; OTA оновлення (Firmware Over The Air); підтримку безпеки; виконання операцій; масштабованість [3]. Electric Imp Cloud підтримує віртуальне представлення пристрою в хмарі та виконує логіку додатку і інтеграції від імені пристрою. Це забезпечує максимальну гнучкість, хмарову функціональність і інтеграцію з розробленим IoT рішенням [4]. Після попередньої обробки отримана інформація відправляється на WeatherService для подальшої обробки і зберігання.

WeatherService – мікросервіс, розроблений мовою програмування Java з використанням фреймворку WebFlux. Основною перевагою WebFlux над Spring MVC є використання неблокуючих викликів. В якості веб-серверу в Spring MVC використовується Tomcat, який базується на блокуючих викликах. Коли такий сервіс виконує запит до бази даних, активний потік призупиняє свою роботу, доки не отримає відповіді. В Spring WebFlux за замовчуванням використовується асинхронний веб-сервер Netty. На вході в Netty в нескінченному циклі (event loop) виконується один потік. Він делегує запит асинхронному пулу потоків і реєструє функцію зворотного виклику (callback), яка буде викликана, коли потік завершить своє виконання. Функція зворотного виклику використовується для відправки відповіді на запит. Перевагою такого підходу є обробка більшої кількості інформації з використанням мінімальної кількості потоків.

Важливою частиною систем збору вимірювальної інформації є бази даних. В якості сховища інформації було використано NoSQL базу даних MongoDB. MongoDB – документоорієнтована база даних, яка зберігає інформацію не у вигляді таблиць, а у вигляді колекцій документів у форматі JSON. До основних переваг таких баз даних можна віднести: масштабованість, швидкість роботи, ефективність використання пам'яті і вбудована підтримка асинхронних запитів. Якщо для підключення бази даних використовувати блокуючий драйвер, то при великому навантаженні системи усі потоки асинхронного пулу будуть зайняті, більшість із яких – очікуванням відповіді від бази даних. Тому було використано реактивний драйвер MongoDB для виконання асинхронних запитів до бази даних.

Таким чином, було проведено аналіз і розроблена система IoT на базі платформи Electric Imp з використанням асинхронних Java технологій. Для асинхронної обробки великої кількості запитів було використано мікрофреймворк Spring WebFlux, а для зберігання інформації – NoSQL базу даних MongoDB, з використанням реактивного стеку. Така архітектура дозволила обробляти велику кількість запитів від різних пристроїв в асинхронному режимі, що дозволило значно збільшити продуктивність системи.

Ключові слова: Інтернет речей, обробка даних, веб-додаток, electric Imp, WebFlux, Spring, Java, MongoDB, асинхронні технології.

Література

- [1] Д.В. Мальцев, та С.А. Богомазов, "Система віддаленого збору сенсорних даних на основі асинхронних програмних технологій", на XVII Всеукр. наук.-практ. конф. *Ефективність та автоматизація інженерних рішень у приладобудуванні*, Київ, 2021, с. 222-224.
- [2] Web on Reactive Stack [Online]. Available: <https://docs.spring.io/spring-framework/docs/current/reference/html/web-reactive.html>. Accessed on: April 20, 2022.
- [3] Д.В. Мальцев, та С.А. Богомазов, "Організація системи Інтернету речей на базі платформи ElectricImp", на XVI Всеукр. наук.-практ. конф. *Ефективність та автоматизація інженерних рішень у приладобудуванні*, Київ, 2020, с. 419-421.
- [4] Electric Imp Cloud [Online]. Available: <https://www.electricimp.com/platform/cloud/>.

УДК 621.317

АНАЛІЗ ПОХИБКИ ВИЗНАЧЕННЯ ПАРАМЕТРІВ СКЛАДНИХ ЕЛЕКТРИЧНИХ КІЛ ЗА МЕТОДОМ НУЛІВ І ПОЛЮСІВ

Туз Ю. М., Шумков Ю. С., Козир О. В.

Національний технічний університет України

«Київський політехнічний інститут ім. Ігоря Сікорського», Київ, Україна

E-mail: tuz@aer.kpi.ua, yu.shumkov@gmail.com, olegkozyr86@gmail.com

При контролі елементів вузлів РЕА номінальна модель виділених багатоелементних R, L, C – двополюсників (ДП), параметри заздалегідь відомі. Головне під час контролю – це визначення відхилень реальної моделі кола від номінальної. Тому важливою є оцінка відхилення реального відгуку на заданий сигнал від номінального. За методом нулів і полюсів використовують випробувальні сигнали (ВС) спеціальної форми, які складаються з суми окремих експонент [1, 2]. Таки ВС відтворюють інверсну модель функції імітансу багатоелементного ДП. Нулі і полюси ВС компенсують полюси і нулі функції імітансу – операторний опір $Z_x(s)$ послідовного ДП або операторна провідність $Y_x(s)$ паралельного ДП. Якщо параметри кола дорівнюють заданим – відгук у вигляді одиничної ступінчастої функції (номінальний відгук). Якщо параметри кола відмінні – некомпенсовані нулі і полюси дають відхилення відгуку від ступінчастого (номінального), що вже легко оцінити. Такий відгук можна використовувати як «узагальнений параметр», зручний для контролю.

Розглянемо похибку перетворення імітансу в напругу у вигляді ступінчастої функції через кінцевого у смузі частот коефіцієнта підсилення операційних підсилювачів (ОП). Схема включення (рис. 1, а) паралельного R, C – двополюсника у складі трьохполюсного кола до перетворювача «імітанс-напруга» забезпечує режим заданої напруги на його полюсах. Але через кінцевий коефіцієнт підсилення напруга на інвертуючому вході ОП $U_a \neq 0$, не забезпечується нульовий вхідний опір схеми перетворення струму у напругу, порушується режим заданої напруги на полюсах ДП.

Синтез випробувального сигналу: $U_{B0}(s) \cdot Y_{X0}(s) = s^{-1} \times I_0$ – завдання струму у двополюснику $Y_x(s)$ у вигляді одиничної ступінчастої функції, де $Y_{X0}(s)$ – номінальна функція імітансу. Якщо $K_{OP}(s) \rightarrow \infty$, уніфікований відгук, який формується на виході перетворювача «імітанс-напруга», дорівнює:

$$U_{Out}(s) = -I_x(s) \times R_0 = -U_{B0}(s) Y_x(s) \times R_0 = -\frac{C_x(s + 1/R_x C_x)}{C_{X0} \cdot s(s + 1/R_{X0} C_{X0})} I_0 \times R_0$$

$$U_{Out}(t) = -\frac{C_x}{C_{X0}} e^{-\beta_{B0} t} U_0 - \frac{R_{X0}}{R_x} (1 - e^{-\beta_{B0} t}) U_0, \quad t \geq 0.$$

Для двохелементних ДП метод нулів та полюсів забезпечує інваріантне визначення окремих R, L, C – параметрів у окремі моменти часу (на початку та наприкінці перехідного процесу). Припустимо, що резистор R_x та ємність C_x

одержали якийсь дефект під час складання електронної схеми, їх значення відмінні від номінальних (рис. 1, б).

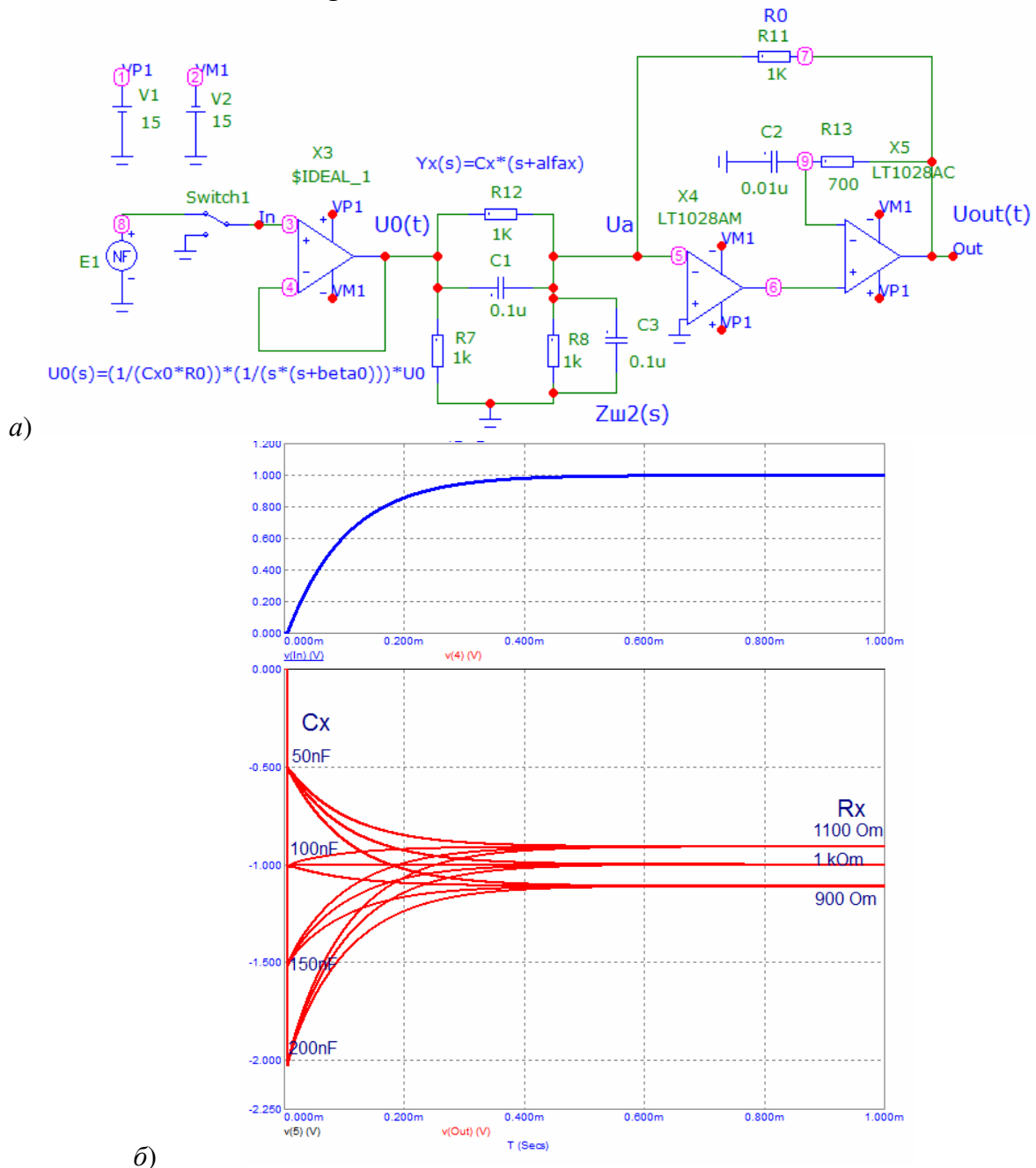


Рис. 1. Визначення параметрів паралельного R, C – двополюсника: а – моделювання схеми перетворення «імітанс-напруга»; б – уніфікований відгук, якщо $R_x = 1 \text{ кОм} \pm 100 \text{ Ом}$; $C_x \in [50 \text{ нФ}; 200 \text{ нФ}]$ – змінюється з кроком $\Delta C = 50 \text{ нФ}$

Розглянемо вплив $K_{OP}(s)$ на похибку перетворення.

$$Y_X(s) [U_{B0}(s) - U_a(s)] + \frac{1}{R_0} [U_{Out}(s) - U_a(s)] - \frac{U_a(s)}{Z_{In}(s)} - \frac{U_a(s)}{Z_{ш2}(s)} = 0,$$

де $U_a(s) = -U_{\text{out}}(s)/K_{\text{op}}(s)$ – напруга на інвертуючому вході підсилювача, $Z_{\text{ш2}}(s)$ – шунтуючий опір інших елементів РЕА. Вважаймо, що $Z_{\text{in}}(s) \rightarrow \infty$

$$U_{\text{out}}(s) = \frac{-U_{\text{в0}}(s)Y_x(s)}{Y_0 + [Y_x(s) + Y_{\text{ш2}}(s) + Y_0]K_{\text{op}}(s)^{-1}},$$

$$\Delta U_{\text{out}}(s) = U_{\text{в0}}(s)Y_x(s)R_0 \left(1 - \frac{1}{1 + R_0[Y_x(s) + Y_{\text{ш2}}(s) + Y_0]K_{\text{op}}(s)^{-1}}\right).$$

Якщо враховувати динамічну модель частотно-скоригованого ОП у робочій смузі частот $K_{\text{op}}(s) = \frac{K_0}{1 + s\tau_{\text{op}}}$, де K_0 – коефіцієнт підсилення ОП на постійному струмі; $\tau_{\text{op}} \approx K_0/2\pi f_1$; f_1 – частота одиничного підсилення, одержимо схему, яка буде нестійкою. За рахунок впливу $Z_{\text{ш2}}(s)$, який має ємнісний характер, виникають значні коливання $U_{\text{out}}(t)$ підчас стрибка напруги на $Y_x(s)$. Для забезпечення стійкості схеми введена додатка ланка у пряме коло підсилювача, яке охопачене загальним від’ємним зворотним зв’язком, що забезпечує додатковий нуль у передатну функцію у робочій смузі частот

$$K_{\text{op}}(s) = \frac{\omega_1 \left(s + \frac{\omega_1 \cdot 100}{K_0}\right)}{\left(s + \frac{\omega_1}{K_0}\right)} = \frac{\omega_1 (s + \beta_z)}{\left[s + \alpha_p\right]}, \quad \beta_z = 100 \cdot \alpha_p.$$

Динамічна похибка дорівнює:

$$\Delta U_{\text{out}}(s) \approx \frac{1}{s} \frac{C_x(s + 1/R_x C_x)}{C_{x0}(s + 1/R_{x0} C_{x0})} U_0 R_0 \left[C_x \left(s + \frac{1}{R_x C_x}\right) + Y_{\text{ш2}}(s) + Y_0 \right] \frac{\left(s + \frac{\omega_1}{K_0}\right)}{\omega_1 \left(s + \frac{\omega_1 \cdot 100}{K_0}\right)}.$$

Розглянуто випадок, коли використовуються прецизійні ОП на польових транзисторах з високим входним опором типу AD845 з частотою одиничного підсилення $f_1 = 16 \cdot 10^6$ Гц, $K_0 = 200000$ і типу HA5160, у якого частота одиничного підсилення $f_1 = 100 \cdot 10^6$ Гц, $K_0 = 80000$.

Ключові слова: багатоелементне двополюсне електричне коло, метод нулів і полюсів, випробувальний сигнал спеціальної форми.

Література

- [1] В.І. Губар, Ю.С. Шумков, та Б.П. Хімиченко, "Вимірювання параметрів електричних кіл із застосуванням випробувальних сигналів спеціальної форми", *Наукові вісті НТУУ "КПІ"*, №5, с. 133-140, 2010.
- [2] Yu. Shumkov, "Exponential splines in electric circuits' parameters measuring", in *Proc. of the International Conf. Actual problems of Measuring Technique "Measurement-98"*, Kyiv, 1998, pp. 250-253.

УДК 621.317

ПОБУДОВА СПЛАЙНОВОЙ МОДЕЛІ ВИПРОБУВАЛЬНИХ СИГНАЛІВ ШЛЯХОМ ІНТЕРПОЛЯЦІЇ НОМІНАЛЬНОГО ВІДГУКУ

Туз Ю. М., Шумков Ю. С., Козир О. В.

Національний технічний університет України

«Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського», Київ, Україна

E-mail: tuz@aer.kpi.ua, yu.shumkov@gmail.com, olegkozyr86@gmail.com

Для контролю багатоеlementних електричних дво полюсних кіл за методом нулів та полюсів використовують випробувальні сигнали (ВС), які відтворюють інверсну функцію імітансу кола [1]. ВС складаються з експонент. Сигнали, що формуються, потребують перестройки моделі, значень параметрів відповідно до моделі кола, що контролюється. Для одержання неперервних залежностей під час дискретного синтезу використовується аналогова фільтрація. При невеликій кількості ділянок апроксимації, коли вимоги теореми Котельникова не виконуються, це призводить до апроксимації кусковими функціями, які описуються експоненціальними сплайнами. Оптимальними є сплайни, що подібні до моделі ВС [2].

Розглянемо приклад контролю послідовного R, C – кола, імпеданс якого $Z_X(s) = R_X(1/s)(s + \alpha_{X_T})$, де $\alpha_{X_T} = 1/R_X C_X$ (реальний масштаб часу). Ідеальний за формою ВС (режим заданого струму через дво полюсник) має бути $i_{B0}(t) = (U_0/R_{X0}) \cdot \exp(-\beta_{B0_T} t) \cdot 1(t)$, де $\beta_{B0_T} = 1/R_{X0} C_{X0}$, $\beta_{B0_T} = \alpha_{X0_T}$. Тоді уніфікований за формою відгук (напруга), відтворює $\Delta R_X, \Delta C_X$ – відхилення параметрів $R_X = R_{X0} + \Delta R_X$, $C_X = C_{X0} + \Delta C_X$ від номінальних

$$U_{\text{вих}}(t) \cong 1 \cdot U_0 + \frac{\Delta R_X}{R_{X0}} e^{-\beta_{B0_T} t} U_0 - \frac{\Delta C_X}{C_{X0}} (1 - e^{-\beta_{B0_T} t}) \cdot U_0, \quad t \geq 0.$$

За відхиленням відгуку від номінального $1 \cdot U_0, t \geq 0$ здійснюється контроль R_X, C_X – кола цілком або контроль окремих елементів кола в окремі моменти перехідного процесу – на початку та наприкінці.

Реальна модель сформованого ВС – кускова експоненціальна сплайн-функція (ЕСФ) $sf_{G_{2,1}}(\bar{t})$, яка дорівнює сумі (зі своїми ваговими коефіцієнтами) зміщених у часі на крок дискретизації фінітних сплайнів $G_{2,1}(\bar{t})$ [2], які на кожній ділянці наближення (рівномірний інтервал дискретизації h) подібний ідеальному ВС (теж експонента)

$$sf_{G_{2,1}}(\bar{t}) = \frac{1}{(1 - e^{-\alpha_G})} \{ f[n+1](1 - e^{-\alpha_G \varepsilon}) + f[n](e^{-\alpha_G \varepsilon} - e^{-\alpha_G}) \},$$

де $\alpha_G = \alpha_{G_T} h$ – вільний параметр моделі фінітного сплайна у відносному масштабі часу; $f[n], n = 0, 1, 2, \dots$ – коефіцієнти сплайн-функції; $\bar{t} = t/h = n + \varepsilon$, $0 \leq \varepsilon \leq 1$ – відносний час.

Очевидні способи побудови ЕСФ-моделі ВС: а) інтерполяція ідеального ВС сплайнами; б) наближення ідеального ВС з мінімальною абсолютною похибкою на кожній ділянці апроксимації. Оскільки $\alpha_G \neq \beta_{\text{вот}} h$ – існує методична складова похибки формування уніфікованого відгуку (УВ) через неідеальність кускових функцій, що апроксимують ВС (рис. 1, а). Якщо кількість ділянок дискретизації N_a обмежена, складова похибки визначення параметрів кола через форму кускових функцій є головною. Оскільки ідеальний номінальний відгук завжди однаковий $U_{z0}(\bar{t}) = 1(\bar{t}) \cdot U_0$, то існує інший спосіб побудови моделі ВС – визначення коефіцієнтів ЕСФ, що описує ВС, здійснюється шляхом інтерполяції ідеального відгуку, що значно мінімізує методичну складову похибки через неідеальність моделі ВС при $\alpha_G \neq \beta_{\text{вот}} h$.

Якщо вхідний сигнал – кускова ЕСФ, то відгук $U_{zG}(\bar{t})$ – теж деяка кускова функція. Тобто цією кусковою функцією (реальним відгуком) здійснюється інтерполяція ідеального неперервного відгуку, який може бути отриманий на виході перетворювача «імітанс-напруга» при ідеальному неперервному вхідному ВС, якщо параметри кола рівні номінальним $C_x = C_{x0}$, $R_x = R_{x0}$ (рис. 1, б).

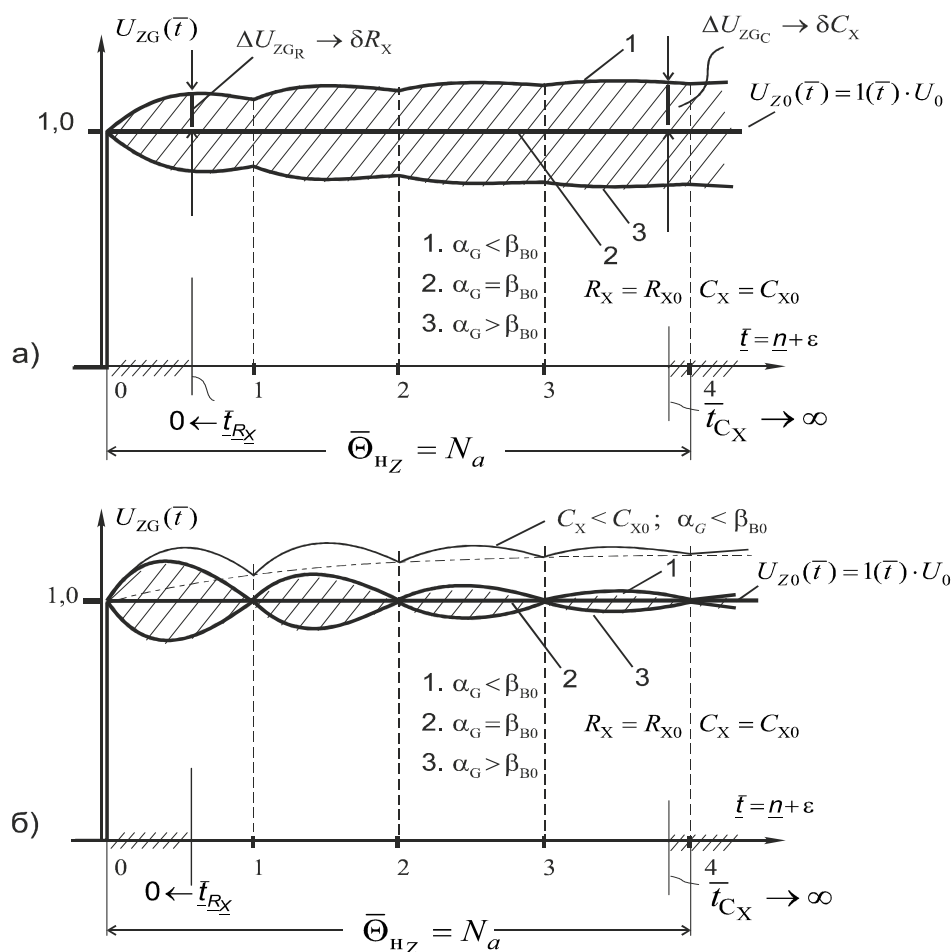


Рис. 1. Уніфікований відгук: а – інтерполяція за формою ідеального ВС; б – побудова сплайнової моделі ВС шляхом інтерполяції за номінальним відгуком

Під час формування ВС сплайнами $G_{2,1}(\bar{t})$, коли $\alpha_G \neq \beta_{B0}$, $C_X = C_{X0}$, $R_X = R_{X0}$ похибка відтворення відгуку у вузлах дорівнюватиме нулю. Тобто задача синтезу ВС (за суттю є апроксимація) розв’язується шляхом мінімізації методичної похибки визначення параметрів C_X і R_X у вузлах інтерполяції.

Умови інтерполяції:

$$U_{ZG}[n, \varepsilon]_{/\varepsilon=0} = 1[n] \cdot U_0; \quad n = 0, 1, 2, \dots, N_a.$$

Уніфікований відгук (УВ):

$$U_{ZG}[n, \varepsilon] = \frac{R_X U_0}{R_{X0}} \cdot \left\{ \frac{\alpha_X}{\alpha_G} + \alpha_X \cdot \frac{d_{B0} - e^{-\alpha_G}}{(1 - e^{-\alpha_G})(1 - d_{B0})} + \right. \\ \left. + \left[\left(1 - \frac{\alpha_X}{\alpha_G}\right) \cdot \frac{d_{B0} - e^{-\alpha_G}}{(1 - e^{-\alpha_G})} - \alpha_X \cdot \frac{d_{B0} - e^{-\alpha_G}}{(1 - e^{-\alpha_G})(1 - d_{B0})} \right] \cdot e^{-\vartheta_{B0} \cdot n} + \right. \\ \left. + \alpha_X \cdot \frac{d_{B0} - e^{-\alpha_G}}{(1 - e^{-\alpha_G})} \cdot e^{-\vartheta_{B0} \cdot n} \varepsilon + \left(1 - \frac{\alpha_X}{\alpha_G}\right) \cdot \frac{1 - d_{B0}}{(1 - e^{-\alpha_G})} \cdot e^{-\vartheta_{B0} \cdot n} e^{-\alpha_G \varepsilon} \right\}; \quad \alpha_X = \frac{1}{R_X C_X} h,$$

де $\vartheta_{B0} = -\ln d_{B0}$; $d_{B0} = \frac{\alpha_G \alpha_{X0} e^{-\alpha_G} + (\alpha_G - \alpha_{X0})(1 - e^{-\alpha_G})}{\alpha_G \alpha_{X0} + (\alpha_G - \alpha_{X0})(1 - e^{-\alpha_G})}$.

Зворотним розв’язком задачі перетворення «вхід-вихід» відносно миттєвих відліків у вузлових точках ВС буде:

$$X_{20}[n] = \frac{U_0}{R_{X0}} e^{-\vartheta_{B0} \cdot n} = \frac{U_0}{R_{X0}} (1 - sf_{21}[n, \varepsilon]_{/\varepsilon=0}); \\ sf_{21}[n, \varepsilon]_{/\varepsilon=0} = \frac{U_0}{R_{X0}} (1 - e^{-\vartheta_{B0} \cdot n}); \quad n = 0, 1, 2, \dots, N_a.$$

Тобто модель вхідного ВС буде: $i_{B0}(\bar{t}) = \frac{U_0}{R_{X0}} e^{-\vartheta_{B0} \bar{t}}$.

Так для даного прикладу модель ВС буде являти собою теж експоненту, але матиме вже інший коефіцієнт загасання. Це відповідає введенню поправки в модель вхідного ВС, що мінімізує похибку через зсув ординат вузлових точок відгуку $U_{ZG}[n, \varepsilon]$ через $\alpha_G \neq \beta_{B0}$. Вигляд УВ наведено на рис. 1, б. Якщо $\alpha_G \neq \beta_{B0}$, похибка відтворення відгуку у вузлах за умови $C_X = C_{X0}$, $R_X = R_{X0}$ дорівнює нулю.

Ключові слова: метод нулів і полюсів, випробувальний сигнал спеціальної форми, дискретний синтез, апроксимація.

Література

- [1] Yu. Shumkov, "Exponential splines in electric circuits' parameters measuring", in *Proc. of the International Conf. Actual problems of Measuring Technique "Measurement-98"*, Kyiv, 1998, pp. 250-253.
- [2] Ю. С. Шумков, М. В. Грашенко, та В. С. Дараган, "Формування випробувальних сигналів спеціальної форми на основі експоненціальних сплайнів", *Механіка гіроскопічних систем*, Вип. 35, с. 30-40, 2018.