

ПІДВИЩЕННЯ ТОЧНОСТІ ПРЕДСТАВЛЕННЯ ВИХІДНИХ СИГНАЛІВ У ЦИФРО-АНАЛОГОВОМУ КАЛІБРАТОРІ ПОЛІГАРМОНІЧНИХ СТРУМІВ ТА НАПРУГ

© Дороніна О.М., Ткаченко В.Ф., Хомич С.В., 2006

Розглянуто питання підвищення точності цифрового представлення вихідних сигналів цифро-аналогового калібратора полігармонічних струмів та напруг через уведення піддіапазонів задавання кодових масивів. Досліджено особливості цифрових перетворень під час введення до схеми калібратора аналого-цифрового зворотного зв'язку.

In paper there is surveyed the question of output signals digital representation accuracy raise in digital-analog three-phase calibrator of polyharmonic voltages and currents by introduction of the code arrays assigning sub-bands. There are investigated digital transformation habits at an analog-digital feedback introduction in the calibrator scheme.

Вступ

На сучасному етапі розвитку енергетики гостро стоїть питання автоматизації процесу повірення та атестації комп'ютеризованих інформаційно-вимірювальних систем моніторингу енергооб'єктів, яке не можна вирішити без правильного вибору методів метрологічних випробувань та повірочної апаратури.

Огляд літературних джерел

З огляду на [1, 2], багатоканальність та багатфункціональність ІМС моніторингу енергооб'єктів значно ускладнюють процедури метрологічних випробувань систем, особливо під час випробувань за традиційним методом звірення [3], який потребує багаторазового вимірювання досліджуваних параметрів із використанням при цьому стабільного трифазного генератора для генерації дослідних сигналів [4, 5] та високоточного зразкового вимірювального комплексу [6, 7].

Значно спростити та здешевити процес метрологічних досліджень ІМС моніторингу енергооб'єктів можна, як видно з [3], завдяки використанню методу калібраторів, який передбачає надходження каліброваних дослідних сигналів до вимірювальних каналів, системи, яку повіряють, і порівняння результатів вимірювання параметрів електроенергії з наперед обчисленими значеннями, що відповідають заданим параметрам дослідних сигналів. Причому, з використанням програмно-керованого калібратора напруг та струмів, імітуючих сигнали промислової електромережі [8], у якому програми задавання каліброваних сигналів, управління калібратором та обробки результатів випробувань можуть виконуватися одним і тим самим процесором, процес повірення за методом калібраторів може бути повністю автоматизований. Проте, при цьому, згідно з [9], підвищуються вимоги як до точності генерації дослідних сигналів, так і до стабільності їхніх параметрів, особливо з огляду на достатньо великі часові інтервали контролю електроенергії.

Постановка задачі

Невідповідність реальних параметрів вихідних сигналів заданим масивам даних у цифро-аналоговому програмно-керованому калібраторі може виникнути через обмеженість розрядності процесора і ЦАП, неідеальність характеристик ЦАП і підсилювальних каскадів калібратора, а

також змінювання опору зовнішнього навантаження [9]. При цьому для мінімізації нестабільності та підвищення точності калібратора можна запропонувати методи, які ґрунтуються на уточненні (зміні діапазонів представлення) і корекції початкових даних на основі аналізу апріорної та поточної інформації про очікувані параметри вихідних сигналів та їхні реальні значення. Задачею статті є дослідження цих методів.

Основні матеріали дослідження

Підвищення точності цифрового представлення вихідних сигналів калібратора через уведення піддіапазонів задавання кодових масивів. Можливим варіантом зниження похибки формування вихідних сигналів $x_k(t)$ калібратора через обмеженість розрядної сітки процесора і ЦАП є введення піддіапазонів представлення цифрових масивів $\{N_{kj}\}_{j=0}^{n-1}$, що задають $x_k(t)$ у n точках дискретизації за період відповідно до вхідних даних. Піддіапазони можуть визначатися значенням коефіцієнтів K_{Mk} передавання опорного сигналу на відповідні входи основного цифро-аналогового перетворювача [5]. Під час встановлення K_{Mk} за допомогою d -розрядних допоміжних масштабуючих ЦАП із дискретністю, як правило, 2:1 – від $(2^d-1)/2^d$ до $1/2^d$, K_{Mk} і відповідні їм піддіапазони для будь-якого з вихідних сигналів можна представити як:

$$K_{Mk} = \frac{N_{Mk}}{2^d}, \quad 2^{e-2} K_{Mk} \leq \left| N_{kj} = \frac{S_{gj}}{2^{R_j} K_{da}} \right|_{\max} < 2^{e-1} K_{Mk}, \quad (1)$$

де N_{Mk} – керівний код масштабуючого ЦАП; S_{gj} – сума кодів гармонік $x_k(t)$ для j -ї точки дискретизації за період $k(t)$; 2^{R_j} – коефіцієнт приведення N_{kj} до спільного порядку у межах періоду; K_{da} – коефіцієнт приведення розрядності N_{kj} до розрядності e основного ЦАП.

Необхідно зазначити, що насправді вказаний діапазон K_{Mk} використовується не повністю через збільшення за малих значень опорного сигналу частки сплесків у вихідному сигналі основного ЦАП під час його перемикань.

У разі знаходження $|N_{kj}|_{\max}$ у границях $[2^{e-2} N_{Mk}/2^d, 2^{e-1} N_{Mk}/2^d]$ завжди можна підвищити точність задавання відповідного аналогового сигналу за рахунок зниження 2^{R_j} у $2^d/N_{Mk}$ разів з одночасним помноженням опорного сигналу на $N_{Mk}/2^d$. При цьому вихідні сигнали калібратора можна задавати масивами e -розрядних чисел N'_{kj} і кодами N_{Mk} . Тобто:

$$\{N_{kj}\}_{j=0}^{n-1} \rightarrow \{N'_{kj}\}_{j=0}^{n-1}, N_{Mk}, \quad (2)$$

де $N'_{kj} = N_{kj} (2^d/N_{Mk})$.

Процес формування масиву $\{N'_{kj}\}_{j=0}^{n-1}$ має передбачати процедури:

- знаходження у границях масиву $\{N_{kj}\}_{j=0}^{n-1}$ максимальної за абсолютним значенням величини N_{kj} :

$$S_{j \max} = |S_{g0}|, R_{Sj} = R_0 \rightarrow \text{Для } j = 1, \dots, n-1: \\ \Delta R_j = R_j - R_{Sj} \rightarrow \text{Якщо } \Delta R_j \leq 0, \text{ тт } \Delta S_j = |S_{gj}| - S_{j \max} \rightarrow \quad (3)$$

$$\text{Якщо } \Delta S_j > 0, \text{ тт } S_{j \max} = |S_{gj}|, R_{Sj} = R_j; \\ N_{kj \max} = S_{j \max} : 2^{R_{Sj}} : K_{da}, \quad (4)$$

- визначення за знайденою величиною $N_{kj \max}$ піддіапазону представлення масиву і обчислення відповідно піддіапазону значень N'_{kj} :

$$\eta_{\max} = d + 2 - \varepsilon, \eta = 2, N_{Mk} = 2^d - 1 \rightarrow \Delta N_{kj} = |N_{kj \max}| - 2^{e-\eta} \rightarrow \\ \left\{ \begin{array}{l} \text{якщо } \Delta N_{kj} < 0 \text{ і } \eta \neq \eta_{\max}, \text{ тт } \eta = \eta + 1, N_{Mk} = 2^{d-\eta+2} \uparrow; \\ \text{інакше, для } j = 0, \dots, n-1: N'_{kj} = S_{gj} \cdot 2^d : N_{Mk} : 2^{R_j} : K_{da}, \end{array} \right. \quad (5)$$

де ε – припустиме мінімальне значення степеня N_{Mk} .

Особливості цифрових перетворень у випадку введення до схеми калібратора аналого-цифрового зворотного зв'язку. Функціями каналу аналого-цифрового зворотного зв'язку є перетворення вибірок миттєвих значень сигналів із виходів калібратора, приведених до рівня входів АЦП, у цифрові коди і цифрове оброблення кодів із метою визначення контрольних параметрів вихідних сигналів і корекції, за відхиленнями значень цих параметрів від очікуваних, масивів, моделюючих вихідні сигнали [8]. Під час задавання сигналів діючими значеннями доцільно використовувати діючі значення і як їхні контрольні параметри.

Змінювання в r разів діючого значення D_k полігармонічного сигналу $x_k(t)$ приводить до ідентичного змінювання і миттєвих значень x_{ij} складових гармонік $x_i(t)$:

$$rD_k \underset{n \rightarrow \infty}{=} \sqrt{\frac{1}{n} \sum_{j=0}^{n-1} \left(\sum_{i=1}^L r x_{ij} \right)^2}. \quad (6)$$

Це робить можливим, за заданого діючого значення D_k сигналу $x_k(t)$ і відхилення його реального значення до rD_k , уведення коефіцієнта корекції складових N'_{kj} , пропорційних $\sum_{i=1}^L x_{ij}$, масиву, моделюючого $x_k(t)$ як $1/r$.

Для підтримання точності обчислення показів N_{Dz} діючих значень приведених вихідних сигналів $x_z(t)$ на одному рівні для всього діапазону задавання D_k за фіксованої розрядності АЦП доцільним є доповнення постійних коефіцієнтів K_z приведення змінним із рядом значень $\{K_{zl}\}_{l=1}^L$ [9], для яких:

$$\frac{1}{\delta_z} \leq 2^{m_1} \leq |N_{zj}|_{\max} = |x_j|_{\max} K_z K_{zl} K_{ADC} < 2^{m-1}. \quad (7)$$

де $|x_j|_{\max}$ та $|N_{zj}|_{\max}$ – максимальна за абсолютним значенням вибірка поточного сигналу $x_k(t)$ за період його колювання та відповідний їй код на виході АЦП; K_{ADC} – коефіцієнт передачі АЦП; m – розрядність АЦП; δ_z – граничне припустиме значення похибки представлення $|N_{zj}|_{\max}$.

У разі корекції N'_{kj} до $N''_{kj} = N'_{kj}/r$ можливим є вихід $|N''_{kj}|_{\max}$ за діапазон $[2^{e-2}; 2^{e-1}-1]$, що при $|N''_{kj}|_{\max} < 2^{e-2}$ приведе до збільшення похибки представлення $x_k(t)$, а при $|N''_{kj}|_{\max} > (2^{e-1}-1)$ – взагалі до викривлення заданої кривої $x_k(t)$ через неправильне сприйняття ЦАП коду N''_{kj} . У разі $N_{Mk\min} < N_{Mk} < N_{Mk\max}$ цю ситуацію можна легко виправити через зворотно пропорційні зміни N'_{kj} та N_{Mk} . Щодо ситуації виходу N''_{kj} за розрядну сітку ЦАП, то тут необхідно ввести обмеження позитивних та негативних значень N''_{kj} відповідно до $(2^{e-1}-1)$ та 2^{e-1} .

З огляду на вищесказане, процесорне обслуговування каналу зворотного зв'язку має передбачати процедури:

- обчислення показів N_{Dz} діючих значень приведених вихідних сигналів за вибірками N_{zj} їхніх миттєвих значень за період із паралельним визначенням $|N_{zj}|_{\max}$ і вибору за ним значення K_{zl} :

$$N'_{Dz} = \sum_{j=0}^{n-1} (N_{zj} \cdot N_{zj}) \rightarrow N''_{Dz} = N'_{Dz} : n \rightarrow N_{Dz} = \sqrt{N''_{Dz}}; \quad (8)$$

$$|N_{zj}|_{\max} = |N_{z0}| \rightarrow \text{для } j = 1, \dots, n-1: \quad (9)$$

$$\Delta N_{zj} = |N_{zj}| - |N_{zj}|_{\max} \rightarrow |N_{zj}|_{\max} = |N_{zj}|, \quad \text{якщо } \Delta N_{zj} > 0;$$

$$\Delta N_z = |N_{zj}|_{\max} - 2^{m-1} \rightarrow$$

$$\text{якщо } \Delta N_z \geq 0 \text{ і } l \neq 1, \text{ тт } K_{zl} \rightarrow K_{z(l+1)} \text{ при } K_{zl} > K_{z(l+1)};$$

$$\text{якщо } \Delta N_z < 0, \text{ тт } \Delta N_z = |N_{zj}|_{\max} - 2^{m-1} \rightarrow$$

$$\text{якщо } \Delta N_z < 0 \text{ і } l \neq L, \text{ тт } K_{zl} \rightarrow K_{z(l-1)} \text{ при } K_{zl} < K_{z(l-1)}; \quad (10)$$

- обчислення відношення D_k до D_z і корекції за ним N'_{kj} та, за необхідності, N_{Mk} :

$$\begin{aligned} N_{cz} &= 2^{m_z} \Delta D \cdot K_{ADC} \cdot K_z \rightarrow N'_z = N_{cz} \cdot K_{zl} \cdot N_{Dk} \rightarrow \\ N_{cr} &= N'_z : N_{Dz} \rightarrow N''_{j \max} = \left| N'_{kj} \right|_{\max} \cdot N_{cr} : 2^{m_z}, \end{aligned} \quad (11)$$

де N_{cz} – константа, яка визначається та заноситься в пам'ять процесора заздалегідь; ΔD – крок задавання D_k ; m_z – обирається з умови $N_{cz} K_{zl \max} < 2^m$;

$$\begin{aligned} \Delta N''_{kj} &= N''_{kj \max} - 2^{e-1} \rightarrow \\ \left\{ \begin{array}{l} \text{якщо } \Delta N''_{kj} \geq 0 \text{ і } N_{Mk} \neq N_{Mk \max}, \text{ тт } N'_{Mk} = N_{Mk} \cdot 2, N'_{cr} = N_{cr} : 2; \\ \text{якщо } \Delta N''_{kj} < 0 \text{ чи } N_{Mk} = N_{Mk \max}, \text{ тт } \Delta N''_{kj} = N''_{kj \max} - 2^{e-2} \rightarrow \end{array} \right. \end{aligned} \quad (12)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \text{якщо } \Delta N''_{kj} < 0 \text{ і } N_{Mk} \neq N_{Mk \min}, \text{ тт } N'_{Mk} = N_{Mk} : 2, N'_{cr} = N_{cr} \cdot 2; \\ \text{якщо } \Delta N''_{kj} \geq 0 \text{ чи } N_{Mk} = N_{Mk \min}, \text{ тт } N'_{Mk} = N_{Mk}, N'_{cr} = N_{cr}; \end{array} \right.$$

$$\text{Для } j = 0, \dots, n-1 : N''_{kj} = N'_{kj} \cdot N'_{cr} : 2^{m_z}, \rightarrow \Delta N''_{kj} = \left| N''_{kj} \right| - 2^{e-1} \rightarrow$$

$$\text{Якщо } \Delta N''_{kj} \geq 0, \text{ т } \begin{cases} N''_{kj} = (2^{e-1} - 1) \text{ при } N''_{kj} > 0; \\ N''_{kj} = 2^{e-1} \text{ при } N''_{kj} < 0. \end{cases} \quad (13)$$

Під час побудови калібратора на основі сигнального процесора з усіх цифрових процедур обслуговування каналу зворотного зв'язку (8÷13) проблематичним є тільки добування кореня квадратного. За великого діапазону визначення N''_{Dz} доцільно виконувати цю процедуру на базі стандартної операції примітивна ділення DIVQ [10].

Висновки

Підвищення точності цифрового представлення вихідних сигналів калібратора полігармонічних струмів та напруг можливе через введення піддіапазонів задавання моделюючих масивів, визначених рядом можливих значень коефіцієнтів передавання опорного сигналу до цифро-аналогового перетворювача, і переведення масивів до піддіапазону з мінімальною похибкою представлення за рахунок помноження складових масивів на величини, зворотні до відповідних коефіцієнтів передачі.

Із введенням до схеми калібратора, для підвищення точності представлення напруг та струмів і стабільності їхніх параметрів, кола аналого-цифрового зворотного зв'язку додатковими функціями процесора стає періодична корекція кодів заданих сигналів за результатами їх порівняння із реальними вихідними сигналами і контроль виходу скоректованих масивів за межі діючих піддіапазонів їх представлення.

1. Doronina O., Lavrov G., Khomych S. Program Technical Complex for Automated Supervisory Control Systems of the electric mains and substations // *Advanced Computer Systems and Networks: Design and Application*. – Lviv: Lviv national polytechnic university, 2003. – P. 27–28. 2. Дороніна О., Лавров Г., Хомич С. Многоканальная многофункциональная двухуровневая система контроля параметров электроэнергии // *Системы контроля окружающей среды* // Сб. науч. тр. – Севастополь: МГИ НАНУ, 2002. – С. 96–98. 3. Журавин Л.Г., Мариненко М.А., Семёнов Е.И. и др. Методы электрических измерений. – Л.: Энергоатомиздат, 1990. – 288. – С. 4. Пат. 31545 А Україна. Цифровий трифазний генератор полігармонічних сигналів / О.М. Дороніна, Г.М. Лавров, Р.С. Паньків, С.В. Хомич. – Опубл. в Бюл., 2000. – № 7–II. 5. Дороніна О., Лавров Г., Ткаченко В. та ін. Трифазний генератор полігармонічних струмів та напруг // *Проблеми економії енергії*. – Львів: Вид-во Нац. ун-ту "Львівська політехніка", 2001. – С. 146–147. 6. Макаренко В. Универсальные измерительные системы компании METEX // *Электронные компоненты и системы*. – 2003. – № 5. – С. 38–39. 7. Макаренко В. Модульная измерительная система фирмы HAMEG // *Электронные компоненты и системы*. – 2002. – № 8. – С. 32–37. 8. Пат. 54769 А Україна. Цифровий трифазний

генератор полігармонічних сигналів / О.М. Дороніна, Г.М. Лавров, С.В. Хомич, М.І. Юрченко. – Опубл. в Бюл., 2003. – № 3. 9. Дороніна О.М., Лавров Г.М., Хомич С.В. Аналіз та шляхи зменшення похибок генераторів полігармонічних струмів та напруг // Вісн. Нац. ун-ту “Львівська політехніка”. – 2001. – № 437. – С. 54–59. 10. Doronina O., Tkachenko V., Khomych S. Features of digital data processing in power objects monitoring devices // Modern problems of radio engineering, telecommunications and computer science. – Lviv-Slavsko: Lviv national polytechnic university, 2006. – P. 324–326.

УДК 621.398

О.М. Дороніна*, С.В. Хомич

Національний університет “Львівська політехніка”,
кафедра електронних обчислювальних машин,
*НДКІ ЕЛВІТ

ОСОБЛИВОСТІ ФОРМУВАННЯ ТА ОБРОБЛЕННЯ ЦИФРОВИХ МАСИВІВ У КАЛІБРАТОРАХ ПОЛІГАРМОНІЧНИХ СТРУМІВ ТА НАПРУГ

© Дороніна О.М., Хомич С.В., 2006

Розглянуто принципи обчислення й формування масивів цифрових кодів для задавання вихідних напруг та струмів у цифро-аналогових трифазних калібраторах полігармонічних сигналів. Досліджено особливості розрахунку базової синусоїди й формування за нею послідовностей кодів вибірок миттєвих значень складових гармонік.

This paper presents the digital code arrays computation and formation principles for output voltages and currents specifying in digital-analog three-phase calibrators of polyharmonic signals. Habits of a base sinusoid calculation and formation on it of harmonic components instantaneous value codes are investigated.

Вступ

Успішне вирішення проблеми метрологічного забезпечення сучасних систем контролю та діагностики енергооб'єктів неможливе без створення трифазних генераторів-калібраторів полігармонічних сигналів, що імітують напруги та струми промислової електромережі. Швидкий розвиток мікроелектроніки та мікропроцесорної техніки робить доцільним побудову калібраторів полігармонічних сигналів на основі обчислення й задавання послідовностей миттєвих значень струмів і напруг у цифровій формі з подальшим їх цифро-аналоговим перетворенням і посиленням.

Огляд літературних джерел

Принципи синтезу та функціонування трифазних генераторів-калібраторів полігармонічних струмів та напруг розглянуто в [1–3]. Особливості структури цифро-аналогових калібраторів показано у [4–6]. Як видно з [6], сьогодні існують дві тенденції побудови таких калібраторів – на основі персонального комп'ютера та цифрового сигнального процесора, функціями яких є обчислення й формування масивів цифрових кодів миттєвих значень вихідних струмів і напруг у визначеній кількості точок їхньої дискретизації за заданий період колювання й управління їхнім цифро-аналоговим перетворенням.

Згідно з [7], під час проектування цифро-аналогових калібраторів важливим є питання раціонального вибору процесорного засобу, яке, як правило, виливається у пошук компромісу між вартістю процесора, його габаритами, об'ємом системного програмного забезпечення, довжиною