

УДК 621.317

О. М. Заславський;

В. В. Кухарчук, д. т. н., проф.

ЦИФРОВА КОРЕКЦІЯ НЕЛІНІЙНОСТЕЙ ТРАНСФОРМАТОРІВ СТРУМУ В МІКРОПРОЦЕСОРНИХ ЛІЧІЛЬНИКАХ ЕЛЕКТРИЧНОЇ ЕНЕРГІЇ

Досліджено методи цифрового коригування нелінійностей масштабних перетворювачів струму в цифрових лічильниках електричної енергії. Розроблено новий метод отримання коригувальної функції, методуку її статистичного оброблення та евристичний алгоритм кусково-лінійної інтерполяції з вільними межами розподілення області визначення.

Вступ та постановка задачі

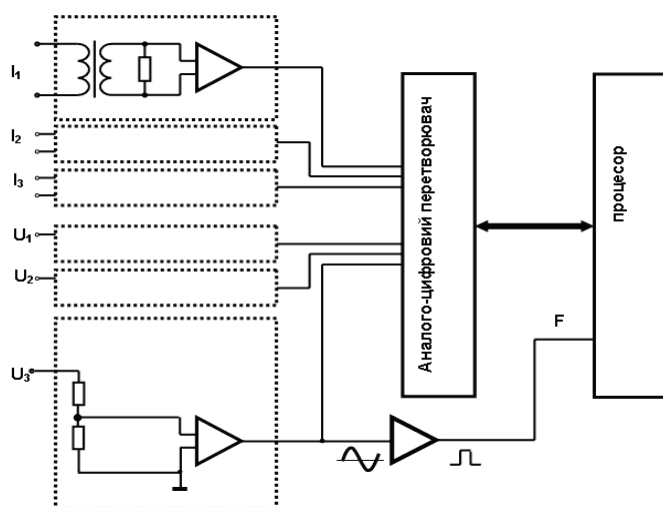


Рис. 1. Структурна схема цифрового лічильника електричної енергії

Вимірювані цифровим лічильником струми та напруги потребують масштабного перетворення до рівнів, які сприймаються аналого-цифровим перетворювачем, що входить до складу даного засобу вимірювання (рис. 1).

Масштабування напруги $u_2 = k_u u_1$ здійснюється резистивним подільником (рис. 1), який тільки зменшує значення вхідного сигналу, не вносячи помітних нелінійних спотворень амплітуди та фази вимірюваної напруги. Тому, не знижуючи рівня узагальнення, будемо вважати $u_2 = u_1 = u$.

Перетворення струму в трифазних лічильниках непрямого включення, як правило, здійснюється за допомогою трансформаторів струму (ТС), що зумовлено необхідністю

гальванічного розмежування вторинних кіл напруги та струму від первинних (рис. 1). Це перетворення у загальному випадку нелінійне і вносить спотворення амплітуди та фази вимірюваного струму. Стандартна модель ТС з феромагнітним осердям задається двома рівняннями

$$\frac{d\Phi}{dt} = i_2 R_2 + L \frac{di_2}{dt}; \quad (1)$$

$$i_0 = i_1 - i_2 = F(\Phi), \quad (2)$$

де Φ — потік магнітної індукції, i_1 — приведений первинний струм ТС (у подальшому — первинний струм), i_2 — вторинний струм ТС, R_2 — активний опір вторинного кола, L — приведена індуктивність вторинного кола, i_0 — струм намагнічування ТС, функція $F(\Phi)$ має суто нелінійний характер.

Математична модель електромагнітних процесів в ТС детально аналізується в [1, 2]. За даними, що наведено в [2], розроблено програму моделювання передатних характеристик ТС. Результати моделювання показують, що кутова похибка в залежності від струму навантаження змінюється від 1,1 до 1,72 ел. град, а амплітудна похибка змінюється в межах від +0,15 % до -0,15 %. В результаті цього виникає додаткова похибка вимірювання електроенергії, яка перевищує 1 %.

В [1] запропоновано коригувати нелінійність передавальної функції ТС цифровим методом, зберігаючи в пам'яті числового перетворювача (мікропроцесора) таблиці поправок та використо-

вуючи їх для обчислення дійсних значень вимірюваних величин у реальному часі. Даний підхід також розглядається і в [3], де справедливо вказано на погіршення при такому методі корекції частотної характеристики перетворювача. Але для більшості практичних задач, пов'язаних з обліком електричної енергії, таке погіршення частотної характеристики вхідного перетворювача струму припустиме і одночасно з'являється можливість компенсувати майже з нульовою похибкою значні нелінійності практично у всьому діапазоні зміни вхідної величини. Завдяки цьому можна значно зменшити і габаритні розміри, вимоги до матеріалу осердя та вартість ТС у складі цифрових лічильників. Стає також можливим об'єднання вимірювальних трансформаторів струму і лічильника електроенергії (в пам'яті якого зберігаються таблиці необхідних поправок) в єдиний програмно апаратний комплекс з нормованими метрологічними характеристиками.

Метою роботи є підвищення точності обліку електричної енергії шляхом удосконалення методів цифрової корекції нелінійностей вимірювальних трансформаторів струму при синусоїдальних струмах та напругах у контрольованій мережі.

Для досягнення поставленої мети необхідно розглянути такі задачі:

- аналіз основних принципів цифрового коригування передатних характеристик трансформаторів струму;
- дослідження особливостей методів статистичної обробки результатів вимірювань активної та реактивної енергії;
- аналіз та вдосконалення методів інтерполяції коригувальної функції.

Основні принципи цифрової корекції передавальної функції ТС цифрового лічильника електроенергії

Суть корекції, про яку йде мова, полягає в тому, щоб на основі одержаних в результаті вимірювань миттєвих значень активної \tilde{E}_a і реактивної \tilde{E}_r енергії та записаної в пам'яті мікропроцесорного лічильника коригувальної функції $f(I_2)$ отримати із заданою точністю значення вимірюваного струму I_1 , вимірюваної активної E_a та реактивної E_r енергії на інтервалі часу Δt . Із аналізу моделі витікає два основних методи корекції — адитивний та мультиплікативний.

Згідно з адитивним методом вектор вимірюваного струму визначається як сума

$$I_{1A} = I_2 + I_0. \quad (3)$$

При цьому коригувальна функція приймає значення струму намагнічування $I_0 = f(I_2)$.

Згідно з мультиплікативним методом корекції вектор вимірюваного струму визначається як добуток

$$I_{1M} = K_i(I_2) I_2, \quad (4)$$

де $K_i(I_2) = f(I_2)$ — коригувальна функція.

Для реалізації адитивної корекції необхідно мати спеціальне обладнання [1] та досить складну технологію одержання значень коригувальної функції. Застосування для цього виду корекції непрямих методів спрощує технологію але ускладнює досягнення необхідної точності.

За мультиплікативною корекцією вимірювані активна та реактивна енергія синусоїдальних струмів подаються у вигляді

$$E_a = \operatorname{Re} \left(\dot{K}_i e^{j\alpha} (\tilde{E}_a + j\tilde{E}_r) \right); \quad (5)$$

$$E_r = \operatorname{Im} \left(\dot{K}_i e^{j\alpha} (\tilde{E}_a + j\tilde{E}_r) \right). \quad (6)$$

де α — кут між векторами струмів I_1 та I_2 .

Розкривши (5) і (6), отримаємо:

$$E_a = \tilde{E}_a \operatorname{Re}(\dot{K}_i) - \tilde{E}_r \operatorname{Im}(\dot{K}_i); \quad (7)$$

$$E_r = \tilde{E}_r \operatorname{Re}(\dot{K}_i) + \tilde{E}_a \operatorname{Im}(\dot{K}_i), \quad (8)$$

З цієї системи рівнянь знаходимо комплексне значення коригувальної функції відповідно до зна-

чення вторинного струму

$$\dot{K}_i(I_2) = \frac{E_a \tilde{E}_a + E_r \tilde{E}_r}{\tilde{E}_a^2 + \tilde{E}_r^2} + j \frac{E_a \tilde{E}_a - E_r \tilde{E}_r}{\tilde{E}_a^2 + \tilde{E}_r^2}. \quad (9)$$

Таким чином, технологія мультиплікативної корекції включає: вимірювання активної E_a та реактивної E_r енергії зразковим лічильником і знаходження співвідношень між цими видами енергії та активною \tilde{E}_a і реактивною \tilde{E}_r енергією, що отримані в результаті коригування показів лічильника. Даний алгоритм відносно простий, не потребує спеціального обладнання за винятком того, яке необхідне для стандартної повірки лічильників. Алгоритм коригування зводиться до множення на комплексний коригувальний коефіцієнт вектору вторинного струму. Структурна схема системи калібрування електронного лічильника за методом мультиплікативної корекції показана на рис. 2.

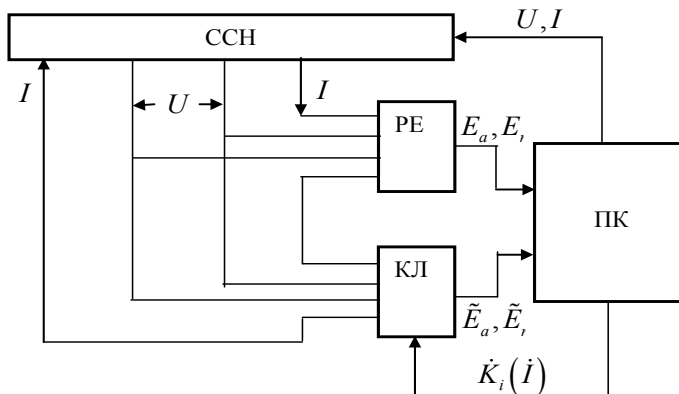


Рис 2. Структурна схема калібрування цифрового лічильника електроенергії

Керує роботою системи калібрування персональний комп'ютер ПК. За його командами синтезатор синусоїдальних струмів та напруг ССН генерує систему струмів та напруг із заданим співвідношенням амплітуд та фаз. Робочий еталон РЕ та лічильник КЛ, що калібрується, підключені до виходу ССН таким чином, щоб їхні покази відрізнялись лише на значення похибки. З виходів лічильників в комп'ютер цифровими інтерфейсами передаються двійкові коди вимірюваних активної та реактивної енергії. Комп'ютер обчислює значення коригувальної функції для заданого значення струму і записує його в оперативну

пам'ять лічильника КЛ.

Статистична обробка результатів вимірювань активної та реактивної енергії

Зважаючи на особливості конструкції мікропроцесорних лічильників та, насамперед, на обмеження оперативної пам'яті, спожиту енергію вимірюють вибірками, на інтервалах усереднення. Як правило це одна, чи дві секунди. В подальшому ці вибірки енергії підсумовуються. Коригувальна функція \dot{K}_i умовно відноситься саме до інтервалу усереднення. Очевидно, що точність коригування вимірюваного струму тим вище, чим менше цей інтервал. Отримані в результаті експерименту значення енергії на інтервалі усереднення розподілені з якоюсь ймовірністю. Кожне таке значення є випадковим. Для отримання необхідної точності експеримент проводиться на кінцевому відрізку часу. При цьому одержують кінцеві незалежні випадкові вибірки об'єму l кожного значення енергії. Традиційний шлях оцінки (за максимумом правдоподібності) значень енергії на інтервалі усереднення пов'язаний з заміною математичного очікування середнім арифметичним

$$M(E) = \bar{E} = \frac{1}{l} \sum_{i=1}^l E_i. \quad (10)$$

Але ця оцінка дає достатньо точне наближення лише за умови великих обсягів вибірки. Для практичних задач з суттєво обмеженим обсягом вибірок такий метод недостатньо точний. Тому краще скористатись іншим наближенням, що базується на байєсовім методі оцінки параметрів функції розподілення ймовірності випадкової величини на інтервалі усереднення [4]. За цим методом оцінка функції розподілення вірогідності, знайдена за результатами випадкової вибірки має вигляд

$$p_k^* = \frac{n_k + 1}{l + \tau}, \quad (11)$$

де n_k — кількість умовно однакових елементів вибірки, які в даному випадку належать діапазону

значень, обумовленому похибкою робочого еталону, $k = \overline{1, \tau}$; τ — кількість значень, яких набуває вимірювана величина у вибірці.

Такий алгоритм отримання функції розподілення ймовірності, згідно з результатом отриманим В. Н. Вапником [5], забезпечує мінімальне середнє квадратичне значення квадрату її відхилення від шуканої функції.

У нашому випадку вибірка квантується за рівнем E_k таким чином, що у межах, зумовлених похибкою робочого еталону, значення енергії вважаються однаковими

$$E_k = \inf \{E_i\} + 2k|\delta|\overline{E}_i, \quad (12)$$

де δ — відносна похибка робочого еталону в діапазоні значень вибірки, \overline{E}_i — середнє значення енергії за об'ємом вибірки.

Звідси отримуємо значення τ

$$\tau = \frac{\sup \{E_i\} - \inf \{E_i\}}{2|\delta|\overline{E}_i}. \quad (13)$$

Кількість значень енергії, які попадають у діапазон $E_k \pm |\delta|\overline{E}_i$ підсумовуються і порівнюються з n_k .

Врахувавши (11), (12) та (13), отримуємо математичне очікування вимірних значень енергії на інтервалі усереднення

$$M(E) = \sum_{k=1}^{\tau} \frac{n_k + 1}{l + \tau} E_k. \quad (14)$$

Для достатньо великих вибірок l байєсова оцінка мало відрізняється від оцінки максимуму правдоподібності, але в тих випадках, коли l мале, або τ велике, різниця може бути значною.

Методи інтерполяції коригувальної функції $\check{K}_i(I_2)$

Одним з найпростіших методів інтерполяції є поліноміальний. В цьому випадку коригувальна функція подається поліномами Чебишева. Зважаючи на випадковий характер значень коригувальної функції, коефіцієнти її розкладення по поліномах Чебишева та показник степеня полінома оптимізуються за критерієм емпіричного ризику. Але в [6] вказують на те, що існують такі функції, які за методом найменших квадратів, рівномірно не наближаються ані за якого співвідношення кількості експериментальних даних, ані за будь-яким ступенем поліному. В роботах [6, 7] показано, що за відсутності достатньо повної апріорної інформації про вигляд відновлюваної функції краще використовувати кусково-поліноміальні наближення, (сплайн-наближення) ніж класичні поліноміальні. В [7] теоретично доведено, що для будь-якої безперервної початкової функції регресії осереднені сплайни зі сполученнями в рівновіддалених вузлах рівномірно її наближують. Загальним питанням теорії сплайнів присвячена велика кількість публікацій, наприклад, [8—10]. Але, хоча сплайни зі сполученнями в рівновіддалених вузлах рівномірно наближують початкову функцію регресії при спрямуванні кількості вузлів до нескінченності, все ж таки, в реальних мікропроцесорних пристроях внаслідок обмеженого обсягу пам'яті кількість вузлів завжди обмежена. При кусково-поліноміальній інтерполяції зі сполученнями в рівновіддалених вузлах, кількість яких обмежена, можуть виникати значні локальні похибки навіть при мінімальному середньоквадратичному відхиленні. Це неприпустимо для вимірювання електричної енергії. Значно кращі результати можуть бути отримані при розподілу області визначення корегувальної функції на ділянки з вільними (не заданими) межами. На рис. 3 наведено ідею методу інтерполяції з вільними межами.

Як видно з цього рисунку, розподіл області визначення $f(x)$ на відрізок $[a, b]$ на 8 областей з однаковою мірою (рис. 3а) із заданими межами дає значну похибку інтерполяції. З розподілом області визначення $f(x)$ на відрізок $[a, b]$ на 8 областей з вільними межами (рис. 3б) досягається значно вища точність. Можна очікувати, навіть при лінійній інтерполяції за даним методом з достатньою кількістю вузлів, забезпечення нормованого значення похибки.

В функціональному аналізі прийняті різні методи метризації (введення поняття відстані між функціями). Skorистаємося двома такими поняттями (метриками): середньоквадратичне відхилення (метрика L^2) та рівномірне відхилення (метрика C). Цим метрикам співвідносяться функціонали, що мінімізуються параметрами інтерполяційних функцій. Метод кусково-лінійної інтерполяції з вільними межами в метриці L^2 розглянуто в [11].

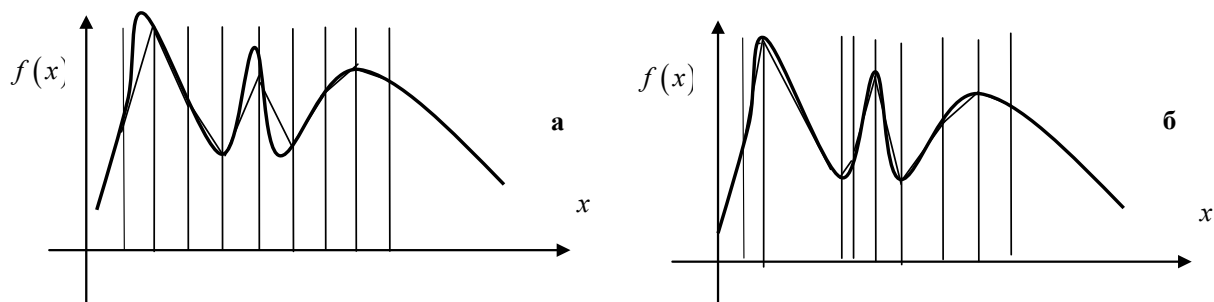


Рис. 3. Порівняльна характеристика класичного та модифікованого методів кусково-лінійної інтерполяції:
а — результат кусково-лінійної інтерполяції із заданими межами розподілу областей інтерполяції,
б — результат кусково-лінійної інтерполяції із вільними межами розподілу областей інтерполяції

Згідно з теоремою, що доведена в [7] для загальної задачі кусково-поліноміальної інтерполяції, при необмеженому зростанні кількості вузлів інтерполяції цей метод рівномірно (за метрикою C) наближає коригувальну функцію $K_i(I_2)$. Але, по-перше, в реальному мікропроцесорному пристрої не можна не обмежувати кількість вузлів, а, по-друге, при обмеженій їхній кількості, внаслідок нелінійності та неопуклості задачі мінімізації L^2 з вільними межами, що розглянута в [11], отримане наближення може бути не найкращим і приводити до значних локальних похибок інтерполяції. До того ж вимога рівномірної близькості сильніша ніж середньоквадратичної. Якщо функції близькі за метрикою C , то з цього впливає також близькість їх у метриці L^2 . Зворотне ствердження в загальному випадку невірне.

У зв'язку з цим розглянемо евристичний метод кусково-лінійної інтерполяції з вільними межами в метриці C . Відстань між функціями $f(x)$ та $F(x)$ за змістом рівномірного відхилення [4] визначається функціоналом

$$\rho_C(f, F) = \sup_x |f(x) - F(x)|. \quad (15)$$

Будемо шукати таке розподілення області визначення функції $f(x)$ на відрізок $[a, b]$, при якому виконуються обмеження щодо кусково-лінійної інтерполюючої функції $F(x)$

$$\forall x (x \in [a, b]) \frac{\sup_x |f(x) - F(x)|}{f(x)} \leq \delta(x), \quad (16)$$

де $\delta(x)$ — допустима відносна похибка інтерполяції в точці x .

Крок 1. Визначимо функцію $F_0^0(x)$ (нульове наближення) як пряму, що проходить через дві точки $(a, f(a))$ та $(b, f(b))$

$$\frac{F_0^0(x) - f(a)}{f(b) - f(a)} = \frac{x - a}{b - a}. \quad (17)$$

Знайдемо $x = t_0^1$ як

$$t_0^1 = \arg \left(\frac{\sup_x |f(x) - F_0^0(x)|}{f(x)} \right). \quad (18)$$

Якщо

$$\frac{\sup_x |f(x) - F_0^0(x)|}{f(x)} \leq \delta(x), \quad (19)$$

тоді $f(x)$ інтерполюється за допомогою $F_0^0(x)$. В протилежному випадку за перше наближення функції $f(x)$ будемо вважати кусково-лінійну функцію

$$F(x) = \begin{cases} F_1^1(x), & \text{якщо } a \leq x \leq t_0^1; \\ F_1^2(x), & \text{якщо } t_0^1 \leq x \leq b; \end{cases} \quad (20)$$

$$\frac{F_1^1(x) - f(a)}{f(t_0^1) - f(a)} = \frac{x - a}{t_0^1 - a}, \quad (21)$$

$$\frac{f(b) - F_1^2(x)}{f(b) - f(t_0^1)} = \frac{b - x}{b - t_0^1}. \quad (22)$$

Крок 2. Знайдемо $x = t_1^1$ та $x = t_1^2$ як

$$t_1^1 = \arg \left(\frac{\sup_x |f(x) - F_1^1(x)|}{f(x)} \right); \quad t_1^2 = \arg \left(\frac{\sup_x |f(x) - F_1^2(x)|}{f(x)} \right). \quad (23)$$

Якщо

$$\frac{\sup_x |f(x) - F_1^2(x)|}{f(x)} \leq \delta(x), \quad (24)$$

тоді $f(x)$ на відрізку $[a, t_0^1]$ інтерполюється за допомогою $F_1^1(x)$. В протилежному випадку другим наближенням функції $f(x)$ на відрізку $[a, t_0^1]$ будемо вважати кусково-лінійну функцію

$$F(x) = \begin{cases} F_2^1(x), & \text{якщо } a \leq x \leq t_1^1; \\ F_2^2(x), & \text{якщо } t_1^1 \leq x \leq t_0^1, \end{cases} \quad (25)$$

$$\frac{F_2^1(x) - f(a)}{f(t_1^1) - f(a)} = \frac{x - a}{t_1^1 - a}, \quad (26)$$

$$\frac{f(t_0^1) - F_2^2(x)}{f(t_0^1) - f(t_1^1)} = \frac{t_0^1 - x}{t_0^1 - t_1^1}. \quad (27)$$

Якщо

$$\frac{\sup_x |f(x) - F_2^2(x)|}{f(x)} \leq \delta(x), \quad (28)$$

тоді $f(x)$ на відрізку $[t_0^1, b]$ інтерполюється за допомогою $F_1^2(x)$. В протилежному випадку за друге наближення функції $f(x)$ на відрізку $[t_0^1, b]$ будемо вважати кусково-лінійну функцію

$$F(x) = \begin{cases} F_2^3(x), & \text{якщо } t_0^1 \leq x \leq t_1^2; \\ F_2^4(x), & \text{якщо } t_1^2 \leq x \leq b; \end{cases} \quad (29)$$

$$\frac{F_2^3(x) - f(t_0^1)}{f(t_1^2) - f(t_0^1)} = \frac{x - t_0^1}{t_1^2 - t_0^1}, \quad (30)$$

$$\frac{f(b) - F_2^4(x)}{f(b) - f(t_1^2)} = \frac{b - x}{b - t_1^2}. \quad (31)$$

Подальші кроки алгоритму інтерполяції будуються аналогічними. Схему побудови і нумерації вузлів інтерполяції та інтерполюючих функцій пояснює рис. 4.

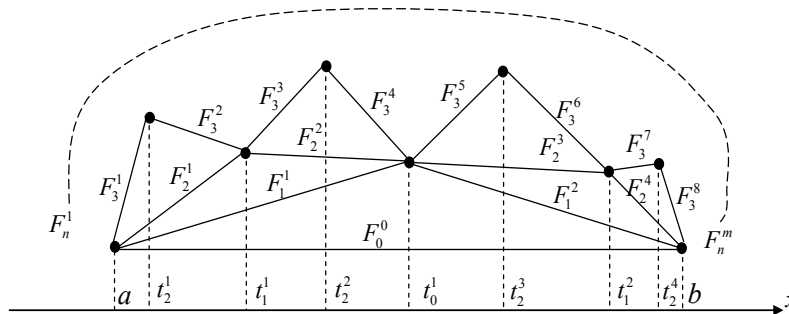


Рис. 4. Схема побудови вузлів і функцій інтерполяції

Робота алгоритму завершується тоді, коли в жодній точці похибка інтерполяції не перевершує допустиме значення (16). Хоча не можна з достатньою строгістю стверджувати, що даний алгоритм мінімізує кількість вузлів інтерполяції, але на кожному його кроці наступне наближення вибирається таким чином, щоб ліквідувати найбільше відхилення від функції, яка інтерполюється. Таким чином створюються умови найшвидшого виконання обмеження (16). Зважаючи на те, що алгоритм незворотний, а кількість вузлів інтерполяції тим менша, чим менше кроків необхідно на виконання обмеження (16), з великою вірогідністю можна очікувати, що інтерполяція буде виконана з найменшою можливою кількістю вузлів.

Ефективність розробленого алгоритму перевірялась експериментально в процесі метрологічних досліджень мікропроцесорних лічильників «Облік». Результати похибок вимірювань активної енергії наведені у таблиці.

Відносні похибки лічильників при вимірюванні активної енергії

№ випробувань	Напруга $U/U_{ном}$	Сила струму $I/I_{ном}$	Cos φ	Допустима похибка (для класу 0,5S)	Значення основної відносної похибки, % для лічильників №		
					№ 1777	№ 1779	№ 1778
1	1	0,01	1	± 1,0	0,23	-0,13	0,25
2	1	0,05	0,8C	± 1,0	0,1	-0,23	0,12
3	1	0,1	1	± 0,5	0,25	0,18	0,21
4	1	0,5	1	± 0,5	-0,13	-0,15	-0,18
5	1	1,0	0,5L	± 0,6	-0,04	-0,23	0,1

Висновки

1. Нелінійна передавальна функція вимірювальних трансформаторів струму, які входять до складу цифрових лічильників електроенергії, потребує корекції. Ця корекція може бути досягнута мультиплікативним, або адитивним методами. Адитивний метод потребує для реалізації спеціального обладнання. При мультиплікативному методі комплексний коефіцієнт для коригування вторинного струму вимірювального ТС обчислюється за показаннями двох лічильників — робочого еталону і того, покази якого коригуються. Для виконання цієї процедури достатньо обладнання, яке використовується при стандартній повірці електронних лічильників.

2. Для одержання необхідної точності корекції у статистичному обробленні результатів експе-

рименту, за якими обчислюється коригувальна функція, необхідно орієнтуватись на байесовський принцип оцінки функції розподілення вірогідності випадкових значень енергії на інтервалі усереднення.

3. Для досягнення потрібної точності кускової інтерполяції при обмеженому обсязі пам'яті необхідно розподіляти область визначення коригувальної функції на ділянки з вільними (не заданими) межами. Розподілення області визначення комплексної коригувальної функції на ділянки з вільними межами, у разі використання метрики рівномірного відхилення, досягається за допомогою досить простого евристичного алгоритму поліноміального ступеня складності. Цей алгоритм, на відмінну від інших, забезпечує безумовне виконання вимог до точності інтерполяції передавальної функції ТС не в середньому по діапазону, а для кожного значення вимірюваного струму.

СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. Стогний Б. С., Селехман Н. А., Танкевич Е. Н., Синякова А. М. Математическая модель электромагнитных процессов в измерительных преобразователях тока и определение её характеристик // Техническая электродинамика. — № 2. — 1993.
2. Мороз Ю. И., Зирка С. Е., Заславский А. М., Стогний Б. С. Моделирование трансформаторов тока в переходных и установившихся режимах // Технічна електродинаміка. — 2003. — № 6.
3. Варський Г. М., Танкевич Е. М. Вхідні перетворювачі струму статичних лічильників електроенергії // Пр. Ін-ту електродинаміки НАН України: Зб. наук. пр. — К.: ІЕД НАНУ — 2006. — № 2 (14). — С. 142—145.
4. Алгоритмы и программы восстановления зависимостей / Под редакцией В. Н. Вапника. — М.: Наука, 1984.
5. Вапник В. Н. Восстановление зависимостей по эмпирическим данным. — М.: Наука, 1979.
6. Михальский А. И. Метод осреднённых сплайнов в задаче приближения зависимостей по эмпирическим данным. Автоматика и телемеханика. — 1974. — № 3. — С. 45—50.
7. Михальский А. И. Восстановление статистических зависимостей осреднёнными сплайнами // ЖВМ. — 1979. — 19. — № 5. — 1107—1117.
8. Алберг Дж., Нильсон Э., Уолш Дж. Теория сплайнов и её применение. — М.: Мир, 1972.
9. Стечкин С. Б., Субботин Ю. Н. Сплайны в вычислительной математике. — М.: Наука, 1976.
10. De Boor, C. A practical guide to splines. — Springer, 1978.
11. Zaslavsky A. M., Voytseshko Y. V. The digital correction method of the non-linearity of measuring channels in an intellectual measuring gear. Actual Problems of Measuring Technique «Measurement — 98». Proceeding of the International Conference. — Kyiv: NTUU «KPI», AUS DAAD, 1998. — P. 96

Рекомендована кафедрою теоретичної електротехніки та електричних вимірювань

Надійшла до редакції 18.04.08
Рекомендована до друку 20.04.08

Заславський Олександр Михайлович — головний конструктор.

Корпорація «Облік», м. Дніпропетровськ;

Кухарчук Василь Васильович — завідувач кафедри.

Кафедра теоретичної електротехніки та електричних вимірювань, Вінницький національний технічний університет