

УДК 621.317.76

О.М. Дороніна*, Г.М. Лавров, С.В. Хомич
 Національний університет “Львівська політехніка”,
 кафедра “Електронні обчислювальні машини”,
 НДКІ ЕЛВІТ*

ОСОБЛИВОСТІ КОНТРОЛЮ ЧАСТОТИ В АСДУ ЕНЕРГООБ’ЄКТАМИ

© Дороніна О.М., Лавров Г.М., Хомич С.В., 2002

Розглянуто особливості вимірювання частоти в АСДУ енергооб’єктами способами безпосередньої оцінки частоти та звернення періоду. Проаналізовано інтерполяційні способи зниження похибки визначення частоти та періоду.

This paper presents the features of the frequency measuring by the methods of the frequency direct valuation and period conversion in the Dispatcher Control Automated Systems. There are analysed the methods of the frequency and period measuring error decrease.

Удосконалення сучасних автоматизованих систем диспетчерського управління енергооб’єктами привело до необхідності підвищення вимог до контролю за електричними величинами, що характеризують роботу енергооб’єктів, зокрема частоти коливання контрольованих струмів та напруг. Похибка вимірювання частоти в сучасних АСДУ не повинна перевищувати сотих-тисячних відсотка при часі оновлення показів до однієї секунди.

На практиці для вимірювання частоти промислової електромережі знайдено два різновиди способів:

– способи, за якими частота f_x оцінюється як середнє значення кількості синфазних переходів досліджуваного сигналу через нуль за одиницю часу:

$$\hat{f}_x = \frac{1}{T} \int_0^T \sum_{i=0}^{\infty} \delta(t - t_{x,i}) dt, \quad (1)$$

де T – інтервал часу вимірювання; $\sum_{i=0}^{\infty} \delta(t - t_{x,i})$ – потік дельта-функцій, що позначають

синфазні переходи сигналу через нуль; $t_{x,i} = \Delta T_x + \sum_{j=1}^i T_{xj}$, причому ΔT_x і T_{xj} – відповідно початкове зміщення сигналу та його поточний період.

– способи, за якими частота f_x оцінюється як величина, зворотня до значення періоду, що визначається як величина, пропорційна кількості синфазних переходів опорного сигналу через нуль за поточний період T_{xj} :

$$\hat{T}_{xj} = T_0 \int_0^{T_{xj}} \sum_{i=0}^{\infty} \delta(t - t_{0,i}) dt, \quad (2)$$

де T_0 – період опорного сигналу; $\sum_{i=0}^{\infty} \delta(t - t_{0,i})$ – потік дельта-функцій, що позначають

синфазні переходи опорного сигналу через нуль; $t_{0,i} = \Delta T_0 + iT_0$, причому ΔT_0 – початкове зміщення опорного сигналу.

Очевидно, що у випадку промислової електромережі безпосередня оцінка частоти за виразом (1) не є прийнятною через мале значення відношення часу вимірювання (≤ 1 сек) до середньої тривалості періоду (порядку 0,02 сек) контрольованого сигналу протягом цього відрізка часу, а отже велику відносну похибку квантування, граничне значення якої визначається за виразом (3):

$$\delta_{f_x} = \frac{\sum_{j=i_n}^{i_k} T_{xj}}{(i_k - i_n + 1)T}; \text{ при } t_{x,i_n}, \dots, t_{x,i_k} \in T \quad (3)$$

і може сягати значення до 2%.

Можливі інтерполяційні способи зниження похибки квантування безпосередньої оцінки частоти через додаткове вимірювання відрізків часу, що примикають до першого (момент t_{i_n}) та останнього (момент t_{i_k}) синфазним переходам досліджуваного сигналу через нуль на протязі інтервалу вимірювання T_m , наприклад, шляхом заповнення цих відрізків імпульсами частотою слідування f_{0x} , прямо пропорційною показу вимірюваної частоти за попередній інтервал вимірювання T_{m-1} [1]. При цьому граничне значення відносної похибки квантування знижується в $f_{0x}/2f_x$ разів, однак через нерівність середніх значень вимірюваної частоти на сусідніх інтервалах вимірювання виникає додаткова динамічна похибка, граничне значення якої визначається за виразом (4):

$$\delta'_{f_x} = \pm \frac{2V_{f_x}}{f_x^2}, \quad (4)$$

де V_{f_x} – швидкість змінювання вимірюваної частоти, і у випадку частоти промислової мережі не перевищує 0,002%. Отже, інтерполяційні способи зниження похибки квантування дозволяють підвищити точність безпосередньої оцінки частоти, але потребують при цьому додаткових виконуваних апаратно операцій формування часових інтервалів інтерполяції та імпульсних послідовностей їх заповнення, а отже і додаткових апаратних витрат.

Мала відносна похибка квантування з граничним значенням T_0/T_{xj} забезпечується при визначенні частоти за способом звернення періоду, який визначається згідно з виразом (2), при $T_0 \gg T_{xj}$. Традиційно виділення поточного періоду T_{xj} виконується аналоговим способом за синфазними переходами контрольованого аналогового сигналу через нуль чи інший певний рівень. Це прийнятно для АСДУ, які працюють за принципом визначення параметрів електроенергії за часові інтервали, прямо пропорційні поточним періодам коливання струмів та напруг контрольованої електромережі. В сучасних АСДУ такого типу з аналого-цифровим перетворенням миттєвих значень вхідних сигналів [2] часові інтервали визначення поточних значень параметрів електроенергії реально прив'язуються до відрізків часу T'_x :

$$T'_x = \left(E \left[\frac{\sum_{j=1}^k T_{xj}}{T_M} \right] + m \right) \cdot T_M, \quad (5)$$

де $E[\cdot]$ – ціла частина $[\cdot]$; m – ціле число, що може набувати значення $-1, 0, 1$; k – коефіцієнт пропорційності, що може набувати значення $1, 2, \dots$ $E[T_d/T_{x\max}]$, причому T_d – часовий

інтервал між моментами оновлення даних за контрольованим енергооб'єктом, $T_{x\max}$ – максимально можливе значення T_{xj} ; T_M – такт роботи вимірювальних каналів АСДУ.

З огляду на зменшення апаратних та програмних витрат доцільним здається використання такту T_M , який може задаватися програмно і як опорний період T_0 для визначення середнього значення T_x періоду коливань сигналів контрольованої електромережі на відрізку часу $\sum_{j=1}^k T_{xj}$ як T'_x/k . Як показують дослідження, похибка оцінки

T_x в цьому випадку визначається в основному відношенням $T_M / \sum_{j=1}^k T_{xj}$. Тривалість же T_M

визначається, як правило, часом однієї вибірки і аналого-цифрового перетворення миттєвих значень контрольованих сигналів за одним чи декількома трифазними приєднаннями і дорівнює як мінімум (обслуговування одного трифазного приєднання з використанням АЦП послідовних наближень), $15 \div 20$ мксек. Тому доцільним є визначення T_x як T'_x/k тільки при великих значеннях k , наприклад, у випадку визначення періоду коливань сигналів контрольованого енергооб'єкта за періодом одного з цих сигналів, поточне значення якого безперервно вимірюється на часовому інтервалі T_d . Тоді при $T_d=1$ сек k сягає значення порядку 50, і при $T_M=20$ мксек граничне значення δ_{T_x} відносної похибки оцінки T_x як T'_x/k є величиною порядку 0,002%. Зменшення ж значення k до 1 (2), наприклад, при необхідності послідовного виділення і обчислення періодів коливання сигналів за кожним трифазним приєднанням, навіть при $T_M=15 \div 20$ мксек, приводить до збільшення δ_{T_x} до величини порядку 0,1%. У такому випадку необхідним є формування (задавання програмно) значно меншого за T_M опорного періоду, що само по собі не є проблемою, але приводить до незбігу інтервалів визначення частоти і параметрів електроенергії, а отже, до деяких апаратних (програмних) ускладнень.

Необхідність підвищення точності визначення параметрів електроенергії при великих діапазонах можливих кутових зсувів між контрольованими сигналами трифазної електромережі вимагає обов'язкового виділення поточних періодів коливання цих сигналів за переходами через нуль кожного з них, наслідком чого є значне ускладнення вимірювальних каналів АСДУ при виділенні T_{xj} аналоговим способом. Сьогодні з'явилась тенденція виділяти періоди коливання контрольованих струмів і напруг за синфазними переходами через нуль цифрових кодів їх миттєвих значень, які відслідковуються протягом опорних часових інтервалів T_{x0} , що обмежуються нерівністю (6):

$$(1,5 \div 2)T_{x\max} \leq T_{x0} \leq \frac{(T_d - T_{od}) \cdot T_{x\min}}{N \cdot t_{ad} \cdot n_{\min}}, \quad (6)$$

де $T_{x\max}$ і $T_{x\min}$ – відповідно максимально і мінімально можливі значення T_{xj} ; T_{od} – сумарний час цифрової обробки інформації; N – максимальна кількість трифазних приєднань, що обслуговуються одним АЦП; t_{ad} – час обслуговування АЦП одного трифазного приєднання; n_{\min} – мінімальна можлива кількість вибірок миттєвих значень вхідних сигналів за період для забезпечення певної точності вимірювання параметрів електроенергії.

З огляду на те, що реальні енергооб'єкти містять, як правило, до 40 трифазних приєднань, а для обмеження похибки вимірювання параметрів електроенергії промислової електромережі десятою відсотка n_{\min} має бути величиною, не меншою за 200, при $T_{od}=0,5T_d$, $T_d=1$ сек і $t_{ad}=20$ мксек, T_{x0} обмежується зверху величиною порядку 60 мсек при величині

$T_M = T_{x\min}/n_{\min}$ порядку 100 мксек. Отже, цифровий підхід до виділення T_{xj} у АСДУ, що розглядаються, приводить до єдиного можливого способу обчислення частоти – за зверненням періоду, який в найпростішому варіанті оцінюється числом цілих тактів T_M між моментами фіксації зміни знаку в одному напрямку кодів миттєвих значень контрольованого сигналу, тобто як T'_x/k згідно з виразом (5) при $m=1, k=1(2)$. На точність вимірювання періоду в даному випадку в основному впливає похибка виділення періоду, відносно значення якої визначається як:

$$\delta_{T_x} = \frac{t' - t''}{\sum_{j=1}^k T_{xj}}, \quad (7)$$

де t', t'' – відрізки часу між моментами відповідно реального початку та кінця інтервалу з k поточних періодів контрольованого сигналу і моментами відповідних виборок миттєвих значень цього сигналу, в яких фіксується зміна знаку, і може сягати значення до 0,5%(0,25%).

Можливе зменшення похибки δ_{T_x} за рахунок додаткового визначення відрізків часу t' і t'' як:

$$\hat{t}' = \frac{|N'_n| \cdot T_M}{|N'_n| + |N'_{n-1}|}, \quad \hat{t}'' = \frac{|N''_n| \cdot T_M}{|N''_n| + |N''_{n-1}|}, \quad (8)$$

де N'_n, N'_{n-1} – коди миттєвих значень контрольованого сигналу відповідно в точці фіксації зміни знаку на початку поточного періоду і попередньої від неї точки вибірки сигналу; N''_n, N''_{n-1} – коди миттєвих значень контрольованого сигналу відповідно в точці фіксації зміни знаку по закінченні поточного періоду і попередній від неї точки вибірки сигналу.

При цьому в основному впливає на точність вимірювання періоду сумарна похибка оцінки відрізків часу t' і t'' , відносно значення якої визначається з виразу:

$$\delta'_{T_x} = \frac{T_M \cdot \left[\frac{\pm |N'_n| \cdot \Delta'_{n-1} \mp |N'_{n-1}| \cdot \Delta'_n}{(|N'_n| + |N'_{n-1}|)^2} - \frac{\pm |N''_n| \cdot \Delta''_{n-1} \mp |N''_{n-1}| \cdot \Delta''_n}{(|N''_n| + |N''_{n-1}|)^2} \right]}{\sum_{j=1}^k T_{xj}}, \quad (9)$$

де $\Delta'_{n-1}, \Delta'_n, \Delta''_{n-1}, \Delta''_n$ – абсолютні значення похибок формування кодів відповідно $N'_{n-1}, N'_n, N''_{n-1}, N''_n$.

При $T_M=100$ мксек, $k=1(2)$, діапазоні змінювання контрольованих сигналів $0,8 \div 1,2$ від номінального значення, обмеженні $\Delta'_{n-1}, \Delta'_n, \Delta''_{n-1}, \Delta''_n$ похибкою квантування сигналів, що не перевищує одиниці молодшого розряду, граничне значення δ'_{T_x} є величиною порядку 0,01%(0,005%), 0,003%(0,0015%) і 0,001%(0,0005%) при використанні відповідно 12-, 14- та 16-розрядних АЦП.

1. Доронина О.М., Петух А.М. Интерполяционный метод повышения точности измерения низкой частоты. Автометрия. М.: Наука, 1980. №5. – С.89–91. 2. Пат. 33298А України. Аналого-цифровий перетворювач інтегральних характеристик електричних величин / О.М. Доронина, Г.М. Лавров, Ю.Е. Косотуров, С.В. Хомич.