

4. Лубяний В.З, Голощапов С.С., Бойко В.О. Визначення параметрів вимірювального коливального контура//Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах. - 2000. - №1.

5. А.С.1443582 СРСР, М. Кл. G01R 27/26. Вимірювач добротності. В.С.Тверезовський, С.С.Голощапов, С.В.Сидорович (СССР), № 4006834/24-21; опубл. 14.01.86, Бюл. № 1.

Надійшла до редакції

27.02. 2001 року.

УДК 621.3

В.Ю. Марущак, П.І. Кулаков, Р.В. Біляга, О.А. Біленький, А.В. Поджаренко

Вінницький державний технічний університет

МІНІМІЗАЦІЯ ПОХИБКИ ДИСКРЕТНОГО ДИФЕРЕНЦІЮВАННЯ ПРИ ВИМІРЮВАННІ ШВИДКОСТІ ПЕРЕМІЩЕННЯ

Вступ

В теперішній час дискретне диференціювання широко використовується для визначення швидкості різноманітних процесів. Відповідно існує велика кількість алгоритмів проведення дискретного диференціювання, які розглянуто у [1 - 2].

При вимірюванні швидкості переміщення (лінійного та кутового) найчастіше використовуються дискретні перетворювачі переміщень (найбільш розповсюджені - фотоелектричні), вихідним сигналом яких є послідовність імпульсів, частота якої прямо пропорційна середній швидкості переміщення, а період - зворотно пропорційний миттєвій швидкості переміщення.

В залежності від того, який параметр послідовності імпульсів вимірюється, можливі два алгоритми роботи вимірювача переміщень :

- проводиться підрахунок кількості вихідних імпульсів перетворювача за фіксований зразковий часовий інтервал. При використанні даного алгоритму здійснюється усереднення швидкості на зразковому часовому інтервалі. Диференціювання у цьому випадку здійснюється з постійним часом диференціювання, який дорівнює зразковому часовому інтервалу. Шукана швидкість знаходиться з виразу

$$v = \frac{k_{\Pi} N_{\Pi}}{T_{зр}} , \quad (1)$$

де v - швидкість переміщення; $T_{зр}$ - зразковий часовий інтервал; N_{Π} - кількість підрахованих за інтервал $T_{зр}$ вихідних імпульсів дискретного перетворювача переміщень; k_{Π} - коефіцієнт пропорційності між кількістю імпульсів, та переміщенням (параметр перетворювача);

- проводиться вимірювання часового інтервалу між двома сусідніми імпульсами шляхом заповнення його імпульсами зразкової високої частоти з подальшим їх підрахунком. У цьому випадку час диференціювання змінний, і дорівнює часу між двома сусідніми імпульсами. Миттєва швидкість переміщення знаходиться з виразу

$$v = \frac{hf_{зр}}{N_0} , \quad (2)$$

де N_0 -кількість імпульсів зразкового генератора, які підраховано за час між двома сусідніми імпульсами; $f_{зр}$ -частота зразкового генератора; h -розрізнявальна здатність дискретного перетворювача переміщень.

Вимірювання швидкості за першим алгоритмом зводиться до вимірювання частоти, за другим алгоритмом - до вимірювання періоду. Внаслідок того, що відносна похибка первинного перетворення сучасних дискретних перетворювачів переміщень мала і не перевищує $10^{-5} - 10^{-6}$, домінуючою складовою загальної похибки вимірювання швидкості є похибка вимірювання частоти або періоду (при умові рівномірного переміщення).

Вимірювання швидкості можна розглядати як визначення постійної складової (середнього значення) на інтервалі T_x за допомогою П-подібної вагової функції (ВФ) чи, теж саме, за допомогою усереднюючого вікна Діріхле. Як правило тривалість імпульсів, що поступають на вхід лічильника вимірювача, набагато менша періоду T_x і тому розглядатимуться як δ -імпульси

$$\varphi_0(t) = \sum_{-\infty}^{\infty} \delta(t - nT_0), \quad (3)$$

де $T_0 = \frac{1}{f_0}$ - період δ -імпульсів.

Ці імпульси приходять на вхід лічильника протягом часу, обмеженого моментами t_0 , та

$t_0 + T_{xi}$. Тоді результат вимірювання знаходиться за співвідношенням

$$y = \int_{t_0}^{t_0 + T_{xi}} \varphi_0(t) dt. \quad (4)$$

Представимо послідовність δ -імпульсів (3) у вигляді зворотнього перетворення Фур'є

$$\varphi_0(t) = f_0 \sum_{-\infty}^{\infty} e^{j2\pi k f_0 t} = f_0 + 2f_0 \sum_{k=1}^{\infty} \cos(2\pi k f_0 t). \quad (5)$$

Підставивши (5) в (4) одержимо

$$y = \int_{t_0}^{t_0 + T_x} f_0 \sum_{-\infty}^{\infty} e^{j2\pi k f_0 t} dt = f_0 T_x + \frac{2}{\pi} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{1}{k} \sin(\pi k f_0 T_x) \cdot \cos[2\pi k f_0 (t_0 + 0.5 T_x)] \quad (6)$$

У цьому виразі міститься, як бажана, інформація $f_0 T_x$, так і похибка квантування - друга складова виразу (6).

Для зменшення похибки квантування доречно застосувати вагові методи підвищення точності [4, 5]. Фізичний аспект можливості зменшення сумарної похибки цифрового тахометра полягає у наступному. Аналізуючи роботу класичних вимірювачів швидкості, можна побачити, що їх особливістю є використання інформації про фазу досліджуваного сигналу лише в моменти початку та закінчення вимірювання. Інформація про фазу сигналу у проміжних точках не використовується. Це вказує на принципову можливість подальшого підвищення точності вимірювання швидкості шляхом використання інформації про фазу інформативного сигналу протягом всього інтервалу вимірювання. Таку можливість мають вимірювачі, у яких інформативний сигнал додатково квантується за рівнем з метою підвищення розрізняювальної здатності, а також управління нею за розробленим алгоритмом. А це, в свою чергу, дає можливість одержувати додаткову інформацію про фазу сигналу, тобто використовувати ступеневі осереднюючі вікна.

Алгоритм мінімізації похибки дискретного диференціювання

У роботах [4, 5] розглянуто алгоритм мінімізації середньоквадратичного відхилення похибки вимірювання частоти за допомогою ступеневих осереднюючих вікон при реалізації першого алгоритму дискретного диференціювання.

Розглянемо алгоритм роботи цифрового вимірювача швидкості при реалізації другого алгоритму диференціювання. Нехай протягом інтервалу T_x здійснюється $k+1$ відліків фази сигналу через інтервали

часу $\tau = \frac{T_x}{k} : \varphi_1, \varphi_2 \dots \varphi_k, \varphi_{k+1}$. Результат вимірювання будемо знаходити у вигляді зваженої суми

$$\omega = \frac{1}{\tau} \sum_{i=1}^k a_i (\varphi_{i+1} - \varphi_i) = \frac{1}{\tau} \left[-a_1 \varphi_1 + \sum_{i=2}^k (a_{i-1} - a_i) \varphi_i + a_k \varphi_{k+1} \right] \quad (7)$$

де a_i - вагові коефіцієнти (ВК), що задовільняють умові незсуненості оцінки.

Для забезпечення мінімальної похибки вимірювання кутової швидкості необхідно вирішити задачу визначення оптимальних коефіцієнтів ваги a_i , що мінімізують дисперсію σ_ω^2 . Значення оптимальних ВК залежить від кореляційних зв'язків між різними відліками фази. Для некорельованих відліків фази дисперсія визначається

$$\sigma_\omega^2 = \frac{\sigma_\varphi^2}{\tau^2} \left[a_1^2 + \sum_{i=2}^k (a_{i-1} - a_i)^2 + a_k^2 \right], \quad (8)$$

де σ_φ^2 - дисперсія відліку фази в i -тій точці

$$\sigma_\varphi^2 = \frac{1}{2a^2} + \frac{4\pi^2}{12} \quad (9)$$

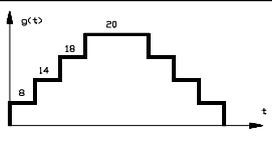
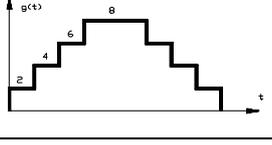
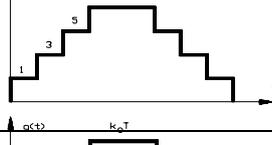
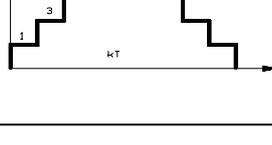
Для мінімізації σ_ω^2 застосуємо метод неоднозначних співмножників Лагранжа, у відповідності з яким необхідно визначити екстремум функції

$$\Phi(a_i) = \sigma_\omega^2 + \lambda \left(\sum_{i=1}^k a_i - 1 \right) \quad (10)$$

Диференціювання (10) по a_i з урахуванням умови незсуненості призводить до наступної системи рівнянь

Порівняння вагових функцій

Таблиця 1

Вагова функція	Вагові коефіцієнти	$V = \frac{\sigma_{II}}{\sigma_{BP}}$
<p>Опти-мальна</p> 	$a_i = (i + 1) \cdot (k - 1)$	$U_{opt} \approx \sqrt{\frac{k}{6}}$
<p>Трикутна парна</p> 	$a_i = k + 1 - k - 1 - 2i $	$U_{\Delta} \approx \sqrt{\frac{k}{6}}$
<p>Трикутна непарна</p> 	$a_i = k - k - 1 - 2i $	$U_{\Delta} = \sqrt{\frac{k}{8}}$
<p>Трапеці-дальна</p> 	$a_i = k + 1 - k - 1 - 2i $ $a_i = k - k - 1 - 2i $ $k / k_0 \approx 3$	$U_{mp} \approx \sqrt{\frac{k}{6.75}}$

Література

1. Левидов В.А., Тихонов О.Н., Цивирко Г.П. Измерение скоростей. (Измерительное дифференцирование). – М.: Изд-во стандартов, 1972. – 258 с.
2. А.А.Горлач, М.Я.Минц, В.Н.Чинков. Цифровая обработка сигналов в измерительной технике. – К.: Техніка, 1985. – 151 с.
3. Поджаренко В.О., Кулаков П.І., Поджаренко А.В., Шаргородський С.А., Почверук Є.В. Пристрій для вимірювання і контролю кутової швидкості та кута повороту//Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах. – 1998. – №2. – С. 45-50.
4. Чмых М.К. Весовой метод повышения точности и помехоустойчивости цифровых измерителей частоты//Автометрия. – 1979. – №4. – С.135-137.
5. Патюков В.Г., Чмых М.К. Оптимальный алгоритм измерения частоты//Изв. высш. учеб. заведений. Приборостроение. – 1976. – №3. –С. 21-24.

Надійшла до редакції
01.03. 2001 року.

УДК 621.314.214

І.Ю. Львов

Вінницький державний технічний університет

МОДЕЛЮВАННЯ ДВОРІВНЕВОЇ СИСТЕМИ РЕГУЛЮВАННЯ НАПРУГИ В ЕЛЕКТРИЧНИХ МЕРЕЖАХ

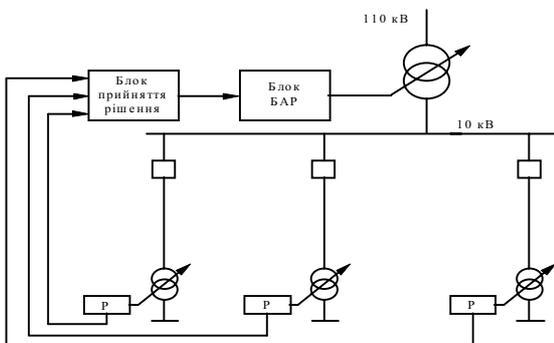


Рис. 1. Структурна схема дворівневої системи регулювання напруги: T_p -трансформатор з пристроєм РПН районної підстанції; $T_1 - T_n$ -трансформатори нижнього рівня; $Q_1 - Q_n$ -вимикачі; $R_1 - R_n$ -регулятори напруги нижнього рівня

В [1] запропоновано метод регулювання напруги в електричних мережах, який дозволяє підвищити якість напруги на споживачах електричної енергії, а також зменшити кількість перемикачів механічного пристрою РПН районної підстанції. Згідно з цим методом система регулювання напруги має два рівні: регулятор напруги районної підстанції з механічним пристроєм РПН та регулятори напруги на кінцевих підстанціях з тиристорними пристроями РПН, з'єднані з регулятором районної підстанції каналами зв'язку.

Запропонована система регулювання дає дозвіл на перемикачання пристрою РПН лише тоді, коли більшість регуляторів кінцевих підстанцій вичерпали свій діапазон регулювання. Структурна