

УДК 681.325(088.8)

В.І.Отенко, Л.Т.Пархуць, З.М.Стрілецький  
 Національний університет “Львівська політехніка”,  
 кафедра “Автоматика і телемеханіка”

## ЗМЕНШЕННЯ ПОХИБКИ ПЕРЕТВОРЕННЯ ЧИСЛО-ІМПУЛЬСНИХ ПОМНОЖУВАЧІВ ЧАСТОТИ

© Отенко В.І., Пархуць Л.Т., Стрілецький З.М., 2002

**Запропоновано алгоритм підвищення точності число-імпульсного помножувача частоти; також наведено структуру число-імпульсного помножувача частоти з покращаними метрологічними характеристиками, що реалізує запропонований алгоритм.**

**In this paper the algorithm of increase of accuracy of binary rate multipliers is proposed; the structure of binary rate multiplier with improved metrological characteristics based on this algorithm is also given.**

Метрологічні характеристики пристроїв первинної обробки вимірювальної інформації, представленої у число-імпульсному коді, значною мірою визначаються параметрами їх структурних елементів, зокрема похибкою перетворення число-імпульсних помножувачів частоти (ЧП). Цю похибку можна зменшити, усереднюючи вихідну імпульсну послідовність ЧП [1]. Тоді зменшується кількість імпульсів на виході ЧП, а отже, знижується інформаційна продуктивність.

Метою нашої роботи є пошук шляхів зменшення похибки перетворення ЧП при збереженні інформаційної продуктивності. Відповідно до мети поставлено такі задачі дослідження: розробка алгоритмів компенсації зменшення інформаційної продуктивності ЧП; аналіз можливості схемної реалізації таких алгоритмів.

На основі аналізу принципів побудови і роботи ЧП авторами розроблено алгоритм компенсації, що полягає у розширенні діапазону зміни коефіцієнта множення ЧП, вихідна імпульсна послідовність якого усереднюється.

Розширення діапазону зміни коефіцієнта множення  $n$ -розрядного ЧП досягається доповненням його керуючого коду у додатковим старшим розрядом  $y_n$ . Тоді справедливі такі співвідношення

$$dz_p = y_n \cdot dx + \frac{y}{2^n} dx, \quad (1)$$

$$z_p = \int y_n \cdot dx + \int \frac{y}{2^n} dx, \quad (2)$$

де  $dx$  – приріст вхідної імпульсної послідовності ЧП,  $dz_p$ ,  $z_p$  – вихідні параметри ЧП з розширеним діапазоном зміни коефіцієнта множення, представлені, відповідно, приростом імпульсної послідовності та паралельним кодом.

Реалізуючи усереднення, поділивши на два значення вихідного параметра або значення кожного з доданків у співвідношеннях (1) і (2), отримаємо для першого варіанта усереднення

$$dz_y = \frac{dz_p}{2}, \quad (3)$$

$$z_y = \frac{z_p}{2}, \quad (4)$$

а для другого

$$dz_y = \frac{y_n}{2} \cdot dx + \frac{y}{2^{n+1}} dx ; \quad (5)$$

$$z_y = \int \frac{y_n}{2} \cdot dx + \int \frac{y}{2^{n+1}} dx , \quad (6)$$

де  $dz_y$ ,  $z_y$  – усереднені значення  $dz_p$ ,  $z_p$ .

Виконавши відповідні перетворення, легко переконатися, що як для першого, так і для другого варіантів усереднення вихідний параметр ЧПП буде описуватися такими виразами

$$dz_y = \frac{y_p}{2^{n+1}} \cdot dx ; \quad (7)$$

$$z_y = \int \frac{y_p}{2^{n+1}} \cdot dx , \quad (8)$$

де

$$y_p = \sum_{i=0}^n 2^i \cdot y_i . \quad (9)$$

Ідентичність співвідношень (7),(8) і (9) аналогічним співвідношенням, якими описується робота (n+1)-розрядного класичного ЧПП [2], дає змогу стверджувати, що запропонований алгоритм компенсації повністю усуває вплив усереднення на зменшення інформативної продуктивності ЧПП.

Практична реалізація запропонованого алгоритму компенсації для виразів (3), (4) та (6) очевидна і полягає, відповідно:

– у використанні двійкового дільника кількості вихідних імпульсів ЧПП на два – для виразу (3);

– перенесенні двійкової коми на один розряд вліво – для виразу (4);

– використання двійкових дільників кількості вихідних імпульсів ЧПП на два з лічильниками на виході для формування доданків та суматора паралельних кодів для знаходження їх суми – для виразу (6).

Аналіз структури виразу (5) та існуючих функціональних елементів число-імпульсної техніки дав змогу сформулювати основну задачу практичної реалізації алгоритму компенсації зменшення інформаційної продуктивності ЧПП згідно з виразом (5) – організація часового розмежування імпульсів при підсумуванні доданків, представлених імпульсними послідовностями.

Перепишемо співвідношення (5), або, що те саме, співвідношення (7) у вигляді

$$dz_y = y_n \cdot dz + \frac{y_n \cdot (dx - dz) + \bar{y}_n \cdot dz}{2} ; \quad (10)$$

$$dz = \frac{y}{2^n} dx , \quad (11)$$

де  $\bar{y}_n$  – інверсне значення  $y_n$ .

Тотожність співвідношень (10) і (7) можна довести, виконавши підстановку  $\bar{y}_n = 1 - y_n$  і відповідні перетворення в (10), врахувавши, що  $y_n \in [0,1]$ .

Очевидно, що імпульси послідовностей, представлених доданками у (10), гарантовано розмежовані у часі, а отже, можуть бути коректно просумовані, наприклад, логічним елементом АБО.

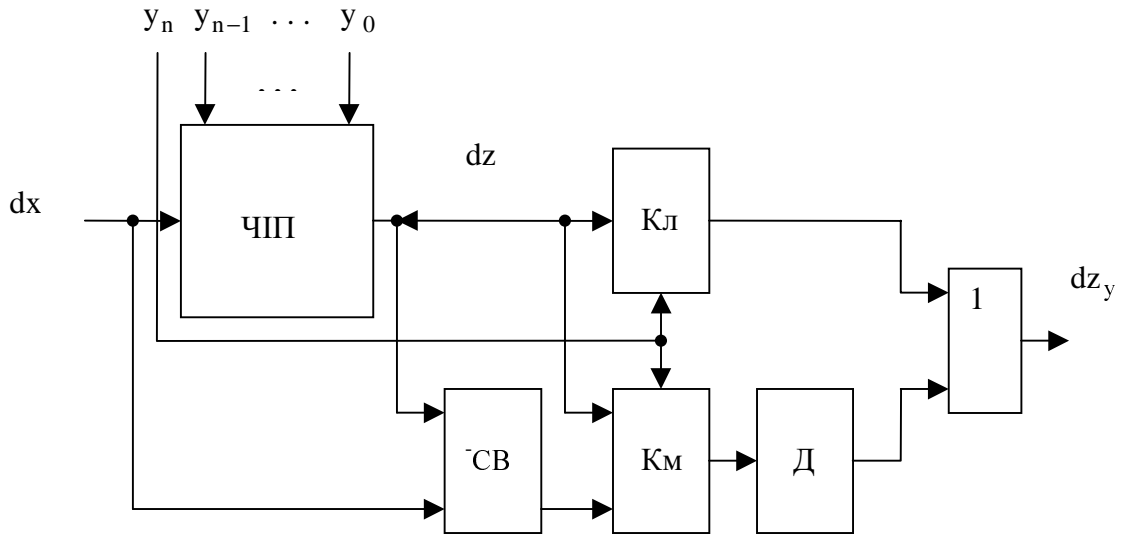


Рис. 1. Структурна схема ЧП з усередненням

Структурна схема ЧП з усередненням [3], розроблена на базі співвідношення (10), зображена на рис. 1.

До її складу входять класичний ЧП, схема віднімання імпульсних послідовностей СВ, ключ Кл, комутатор Км, дільник кількості імпульсів на два Д, логічний елемент АБО 1.

На виході ключа Кл, який відкривається при  $y_n = 1$ , формується перший доданок співвідношення (10). Чисельник другого доданка формується схемою СВ і комутатором Км. Якщо  $y_n = 0$  комутатор, підключає до дільника Д вихід ЧП, а при  $y_n = 1$  – вихід СВ.

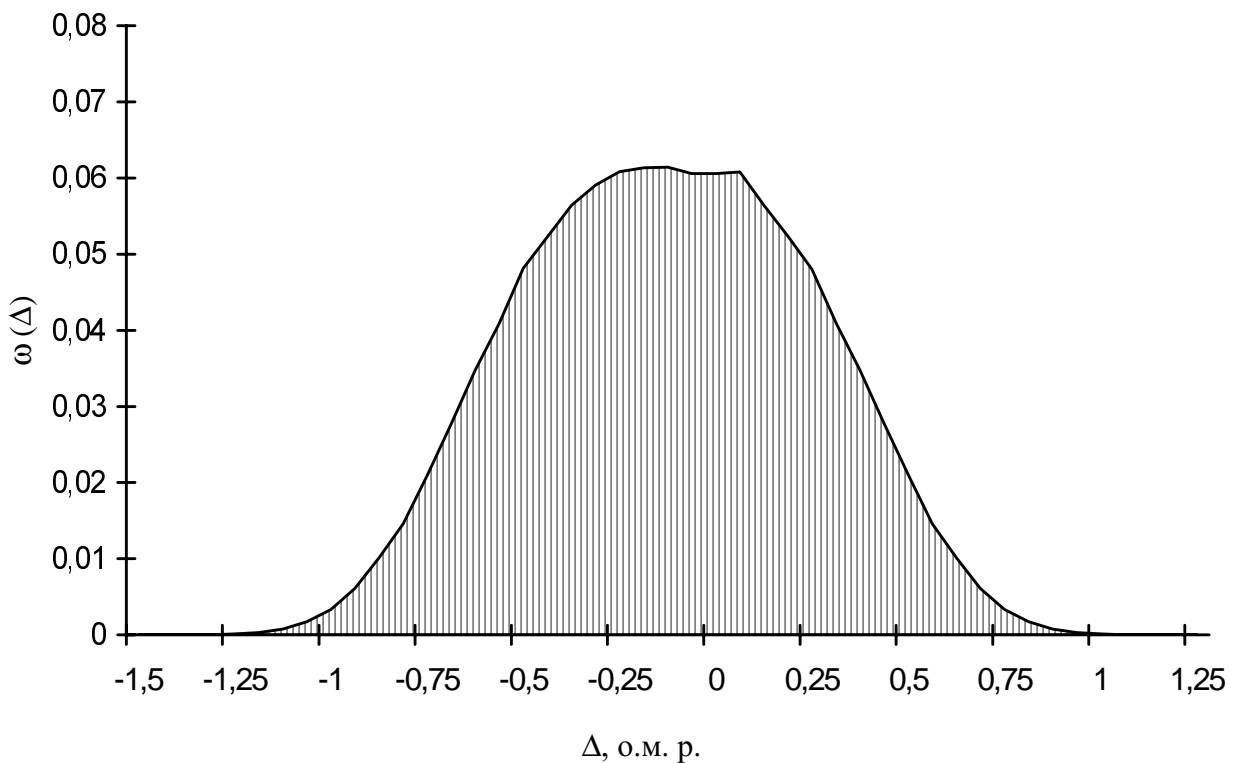


Рис. 2. Гістограма розподілу похибок ЧП з усередненням

Аналіз метрологічних характеристик низки розроблених варіантів ЧПП на основі запропонованого алгоритму компенсації, здійснений засобами імітаційного моделювання [4], показав зменшення їх похибок перетворення. Зокрема, для ЧПП, зображеного на рис.1, виявлено, що при  $n=12$  абсолютне значення зменшення зони похибки становить 1,81 одиниць молодшого розряду (о.м.р.), що відповідає відносному значенню 42,2%.

Встановлено також подібність законів розподілу похибок розроблених ЧПП та класичного ЧПП і виявлено можливість зміни знака і ступеня асиметрії законів розподілу відповідним добром початкових умов, які визначаються початковими станами структурних елементів ЧПП. Для ілюстрації на рис.2 наведено гістограму розподілу похибок ЧПП, зображеного на рис.1.

Слід зазначити, що застосування розробленого ЧПП у 12-розрядній реалізації число-імпульсного функціонального перетворювача [5] дало змогу досягти абсолютного та відносного зменшення зони похибки, відповідно, на 6,37 о.м.р. і 67,2% без зменшення динамічного діапазону зміни значення відтворюваної перетворювачем функціональної залежності.

1. Сігов Б.О. Підвищення точності роботи цифрового інтегратора, побудованого на основі дільника частоти // *Автоматика*. – 1963. – №1. – С. 39-53. 2. Пат. 2910237 США, МКИ Н 03 К 13/02 Pulse-Rate multiplier / Meyer M.A., Gordon B.M. (США). – Заявл. 05.12.52; Опубл. 27.10.59. 3. А.с. 1383348 СССР, МКИ G 06 F 7/68. Устройство для цифро-частотного умножения / В.Б.Дудыкевич, Ю.В.Опотяк, В.И.Отенко, Л.Т.Пархуць (СССР), Пастор Олива Вильяр (Куба). – №4134895/24-24; Заявл. 11.10.86; Опубл. 23.03.88, Бюл. №11. 4. Dudykevich V., Otenko V. The pulse-numerical functional generators parametrical synthesis with imitative models application // *Proc. Intern. AMSE Conf. "Applied Modelling & Simulation"*. – Lviv (Ukraine).-1993. – P. 101-105. 5. А.с. 1043645 СССР, МКИ G 06 F 7/556. Число-импульсный функциональный преобразователь / В.Б.Дудыкевич, В.И.Отенко, З.М.Стрилецкий (СССР). – № 3426129/18-24; Заявл. 19.04.82; Опубл. 23.09.83, Бюл. №9.