

Пархоменко В.Л., к.т.н., доцент
Академія муніципального
управління, м. Київ,
Нечипоренко О.М., к.т.н., доцент
НТУУ «КПІ», м. Київ

ДИНАМІЧНІ ПРОЦЕСИ В ЦИФРОВОМУ ВИМІРЮВАЛЬНОМУ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ ЧАСТОТНОЇ САР

При порівняльному аналізі похибки і тривалості перетворення частоти методами дискретного рахування циклічної дії з частотно-імпульсним (вимірювання частоти) і часоімпульсним (вимірювання періоду) кодуванням зроблений вибір способу цифрового перетворення нестационарного вихідного частотно-модульованого сигналу вимірювальних перетворювачів будь-якої фізичної величини в цифровий код - спосіб часоімпульсного кодування. Отримана адекватна математична модель динамічних процесів в частотній системі автоматичного регулювання (САР), яка включає як аналогові (пневматичні, механічні, електричні), так і цифрові перетворення.

The analysis of error and duration of frequency transformation by the methods of discrete account of cyclic action with the pulse-frequency (measuring frequency) and pulse-time (measuring period) encoding was carried out. Method of the pulse-time encoding was chosen for a digital transformation of non-stationary frequency-modulated signal of measuring transformers of any physical value in a digital code. The adequate mathematical model of dynamic processes was obtained in the frequency system of automatic control, which includes both analog (pneumatic, mechanical, electric) and digital transformations.

При сравнительном анализе погрешности и длительности преобразования частоты методами дискретного счета циклического действия с частотно-импульсным (измерение частоты) и времяимпульсным (измерение периода) кодированием сделан выбор цифрового преобразования нестационарного выходного частотно-модулированного сигнала измерительных преобразователей любой физической величины в цифровой код - способ времяимпульсного кодирования. Получена адекватная математическая модель динамических процессов в частотной системе автоматического регулирования (САР), которая включает как аналоговые (пневматические, механические, электрические), так и цифровые преобразования.

Для обґрунтованого вибору засобу сполучення частотної системи автоматичного регулювання (САР) [1] з мікропроцесором або ЕОМ проведений аналіз відомих методів перетворення частотного сигналу в цифровий код. Простота апаратної реалізації, точність і швидкодія обумовлюють застосування в частотних САР методів дискретного підрахунку [2], що іменуються також розрахунково-імпульсними [3], електронно-розрахунковими методами зіставлення [4] та ін. Ці методи використовуються в основному для вимірювань стаціонарних частот і не враховують динамічних процесів в САР. Разом з тим частотні САР часто є системами автоматичного регулювання з програмним управлінням, в яких частотний сигнал істотно змінюється в часі та є нестаціонарною вимірюваною величиною.

Мета даної роботи – дослідження динамічних процесів у цифровому вимірювачі частотного сигналу та виведення адекватної математичної моделі цифрового перетворювача частоти з урахуванням динамічних процесів для її використання в загальному аналізі частотної САР.

Актуальність задачі пов'язана з підвищенням точності високошвидкісних динамічних вимірювань при широтно-імпульсній модуляції [5].

Для вибору методу вимірювання частотно-модульованого сигналу порівнюємо похибку і тривалість перетворення частоти методами дискретного підрахунку циклічної дії з частотно-імпульсним (вимірювання частоти) і часоімпульсним (вимірювання періоду) кодуванням (рис. 1).

Відносна похибка δ_f вимірювання частоти [4]

$$\delta_f = \pm(100 / T_{on}f_x + \delta_o),$$

де T_{on} – опорний проміжок часу, $T_{on} = n_f T_o$, T_o – період квантуючих імпульсів опорного генератора зразкової частоти f_o ; n_f – коефіцієнт ділення частоти опорного генератора; f_x – частота, що вимірюється; δ_o – нестабільність частоти f_o ; для термостатованого кварцового генератора з зразковою частотою $f_o = 10$ МГц $\delta_o = 10^{-7} \dots 10^{-9}$.

Час вимірювання частоти $t_{uf} = T_{on}$.

Відносна похибка δ_T вимірювання періоду імпульсного сигналу

$$\delta_T = \pm(100T_o / T_x n_T + \delta_o),$$

де n_T – кількість усереднювальних періодів; $T_x = 1 / f_x$ – період вимірюваного сигналу.

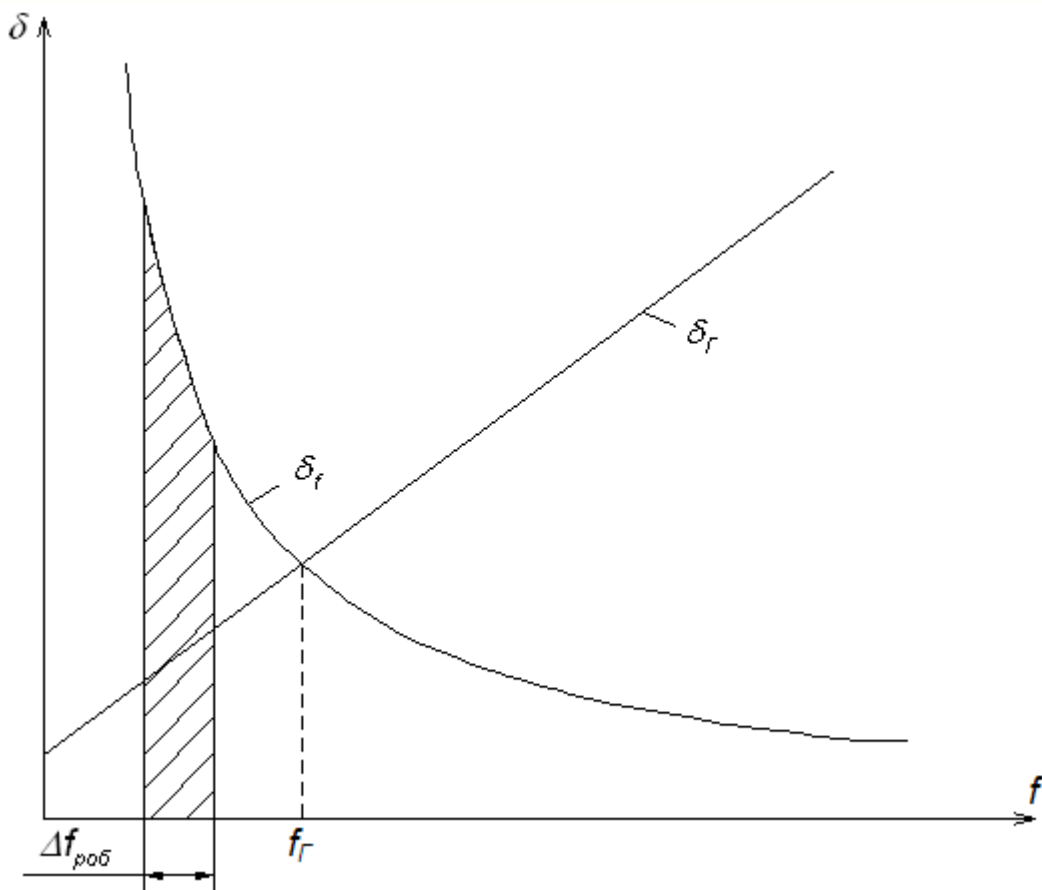


Рис. 1. Графіки залежностей відносних похибок квантування від частоти при часоімпульсному і частотно-імпульсному кодуванні частотного сигналу.

Час вимірювання періоду $t_{uT} = T_x n_T$. При $t_{uT} = t_{uf} = t_u$ порівняння δ_f і δ_T дає значення граничної частоти f_G , при якій $\delta_f = \delta_T$. Тоді $1/t_u f_G = T_o / t_u$, звідки $f_G = 1/T_o = f_o$. У частотних перетворювачів тиску з механічним резонатором (наприклад, з вібруючим циліндром) робоча девіація частотно-модульованого сигналу $\Delta f_{роб}$ (див. рис. 1) знаходиться в діапазоні звукових частот (одиниці, десятки кілогерц), тому $f_x \ll f_o$. Отже, $\delta_T \ll \delta_f$ і для перетворень нестационарних частотних сигналів в системах автоматичного управління придатний тільки метод часоімпульсного кодування (використання періодоміра).

Виведення комплексної математичної моделі

Узагальнена математична модель методу дискретного підрахунку циклічної дії, що дана в роботах [6] і [7], не зовсім підходить для часоімпульсного перетворення, оскільки час вимірювання є функцією двох змінних: поточного часу t і рівня вимірюваного сигналу T_x (змінний

параметр ланки запізнювання і нерівномірна частота дискретизації не дозволяють використовувати перетворення Лапласа). Тому вказана математична модель потребує уточнення для даного випадку.

Вимірювання періоду цифровим методом – це квантування по рівню сигналу, що дискретизований в часі із змінним кроком дискретизації T_{∂} , на якому проводиться шматкова інтеграція вхідної величини і усереднювання її за час вимірювання

$$T_{\text{сер}j} = \frac{1}{t_{uj}} \int_{t_j}^{t_j+t_{uj}} T(t)dt, \quad (1)$$

де $T(t)$ – період частотно-модульованого сигналу, що є функцією вимірювальної величини, що безперервно змінюється, (наприклад, тиск повітря в робочій порожнині частотного вимірювального перетворювача тиску в автоматичному програмному задатчику тиску [1], [8]); t_j – моменти дискретизації. Важливо відзначити, що в (1) результат усереднювання $T_{\text{сер}j}$ дорівнює часу вимірювання t_{uj} , а також дорівнює кроку дискретизації T_{∂} , тобто $T_{\text{сер}j} = t_{uj} = T_{\partial}$.

При усереднюванні декількох примикаючих один до одного періодів вихідна величина визначається виразом

$$T_{\text{сер}j} = \frac{1}{m} \left[\frac{1}{t_{u1j}} \int_{t_j}^{t_j+t_{u1j}} T(t)dt + \frac{1}{t_{u2j}} \int_{t_j+t_{u1j}}^{t_j+t_{u1j}+t_{u2j}} T(t)dt + \dots + \frac{1}{t_{uij}} \int_{t_j+\sum_{\lambda=1}^{i-1} t_{u\lambda j}}^{t_j+\sum_{\lambda=1}^i t_{u\lambda j}} T(t)dt + \frac{1}{t_{umj}} \int_{t_{j+1}-t_{umj}}^{t_{j+1}} T(t)dt \right] = \frac{1}{m} \sum_{i=1}^m T_{\text{сер}ij},$$

де $T_{\partial} = mT_{\text{сер}j} = \sum_{i=1}^m T_{\text{сер}ij}$; m – кількість усереднених періодів.

Цифрове значення вихідного сигналу періодоміру

$$N_j = f_o T_{\text{сер}j} = \sum_{v=1}^M N_v A^{v-1}$$

де N_v – показання v -го розряду лічильника; A – основа прийнятої системи числення.

Для представлення дискретних значень N як функції безперервного часу t апроксимуємо вихідний сигнал поліномом нульового порядку (ступінчаста апроксимація). Тоді

$$N(t) = \frac{1}{T_0} \sum_{j=1}^n T_{\text{cepj}} \cdot \Pi(t, t_j),$$

де $\Pi(t, t_j)$ – функція вікна; $\Pi(t, t_j) = 1(t - t_j) - 1(t - t_{j+1})$; $1(t) = \begin{cases} 1, t \geq 0, \\ 0, t < 0. \end{cases}$

При квантуванні $N(t)$ по рівню отримаємо

$$N(t) = \text{Ent}[N(t) / q_x],$$

де $\text{Ent}[\dots]$ – ціла частина числа; q_x – ступінь квантування.

При малому значенні $q_x \ll \Delta$, де Δ – абсолютна похибка вимірювання, можна вважати вихідним сигналом ступінчастий дискретизований сигнал $N(t)$. Зображення $N(t)$ по Лапласу можна визначити, використовуючи вираз для комплексної згортки

$$L[N(t)] = \frac{1}{T_0} \sum_{j=1}^n \{ L[T_{\text{cepj}} 1(t - t_j)] - L[T_{\text{cepj}} 1(t - t_{j+1})] \} =$$

$$= \begin{cases} \frac{1}{T_0} \sum_{j=1}^n \left\{ \frac{1}{2\pi i} \int_{\lambda - i\infty}^{\lambda + i\infty} [T_{\text{cep}}^*(z) [e^{-t_j(s-z)} - e^{-t_{j+1}(s-z)}] / (s-z)] dz \right\}, \lambda > \sigma_1; \\ \frac{1}{T_0} \sum_{j=1}^n \left\{ \frac{1}{2\pi i} \int_{\lambda - i\infty}^{\lambda + i\infty} [T_{\text{cep}}^*(s-z) (e^{-t_j z} - e^{-t_{j+1} z}) / z] dz \right\}, \lambda > \sigma_2; \end{cases} \quad (2)$$

де λ – параметр, що визначає експоненціальний порядок оригіналу, s, z – комплексні змінні зображень;

$$T_{\text{cep}}^*(z) = L[T_{\text{cep}}(t)].$$

Область існування зображень – напівплощини збіжності $\text{Re } z > \lambda$; $\text{Re } s > \sigma_1 + \sigma_2$, де σ_1, σ_2 – абсциси абсолютної збіжності функцій $L[T(t)]$, $L[1(t)]$.

Знайдемо $T_{\text{cep}}^*(t)$ через зображення $T^*(s) = L[T(t)]$.

При $m=1$ і $t_j=0$ (вимірювання одного періоду) вираз (1) можна замінити на

$$T_{\text{cep}}(\tau) = \frac{1}{\tau} \int_0^{\tau} T(t) dt,$$

де $\tau = 1 / t_{uj}$.

Тоді

$$T_{\text{cep}}(\tau) = \int_s^{\infty} [T^*(s) / s] ds.$$

У реальному періодомірі $t_j \neq 0$, тобто функція зсунута по осі часу на t_j :

$$T_{\text{сеп}}(\tau, t_j) = \frac{1}{\tau} \int_{t_j}^{t_j+\tau} T(t) dt = \frac{1}{\tau} \int_0^{\tau} T(t-t_j) dt..$$

Введемо нову змінну $y = t - t_j$. Тоді

$$T(y) = T(t - t_j),$$

$$dy = dt,$$

$$T_y^*(s) = e^{-t_j s} T^*(s),$$

де $T_y^*(s)$ – зображення функції $T(y)$.

Остаточно на часовому інтервалі $t \in [t_j; t_j + t_{uj}]$

$$T_{cp}^*(s) = \int_s^{\infty} [e^{-t_j s} T^*(s) / s] ds. \quad (3)$$

Складність інтегрування (3) складається з того, що $t_j \neq jT_{\partial}$, $T_{\partial} = \text{Var}$. Представимо змінний період слідування вхідних імпульсів, які формуються дискримінантом періодоміра по вхідному частотному сигналу (наприклад, при переході сигналу через нульовий рівень), як $T[j, \varepsilon] = T(0)\varphi[j, \varepsilon]$, $0 \leq \varepsilon \leq 1$, $j = 0, 1, \dots$,

де $T(0)$ – період слідування імпульсів в початковий момент часу $t_0 = 0$; $\varphi[j, \varepsilon]$ – закон зміни періоду. При фіксуванні ε , наприклад, $\varepsilon = 0$, функцію $T[j, \varepsilon]$ можна розглядати як не зміщену решітчасту функцію $T[j, 0]$. Поточний час t_j , що взятий в дискретний момент посылки імпульсів, можна представити у вигляді

$$t_j = T(0) \sum_{v=0}^j \varphi[v, 0] = T(0)\Psi[j, 0].$$

Якщо провести нормування поточного часу t у вигляді

$$\bar{t} = t_j / T(0)\Psi[j, 0],$$

то решітчасту функцію $T_{\text{сеп}}(t_j)$ можна представити як решітчасту функцію $T_{\text{сеп}}[j, 0]$ з постійним періодом слідування $\bar{t}_{\partial} = 1$. Тоді є справедливим застосування дискретного перетворювання Лапласа:

$$\tilde{T}_{\text{сеп}}^*(q) = \sum_{j=0}^{\infty} e^{-qj} T[j]. \quad (4)$$

При обчисленні $\tilde{T}_{\text{сер}}^*(q)$ по (4) необхідно враховувати, що з переходом в область нормованого часу в моменти $t = t_j$ нормований час $\bar{t} = j$.

Вираз (2) з урахуванням (3) або (4) повністю описує динамічні процеси цифрового перетворення частотного сигналу методом часоімпульсного кодування і є його уточненою комплексною математичною моделлю.

При експериментальному дослідженні такої частотної САР (практична реалізація – частотний автоматичний задатчик тиску [7]) отримано, що гіпотеза про адекватність комплексної математичної моделі (2) реальним процесам не відкидається з рівнем значущості 5 %.

Ця модель необхідна для повного аналізу динамічних процесів в частотних САР, які включають як аналогові (пневматичні, механічні, електричні), так і цифрові перетворення. Крім того, матеріали статті можуть бути використані при виборі і аналізі цифрових перетворювачів вихідного частотно-модульованого сигналу вимірювальних перетворювачів будь-якої фізичної величини.

Використані джерела інформації:

1. Нечипоренко О.М. Математична модель цифрового вимірювального перетворювача в частотній САР. // Інформаційні системи, механіка та керування. – К. – 2008. – Вип. 1. – С. 32-39.
2. Мирский Г.Я. Электронные измерения. - М.: Радио и связь, 1986. - 440с.
3. Михотин. В.Д. Методы построения цифровых частотомеров. Пемза, 1986. – 68 с.
4. Орнатский П.П. Автоматические измерения и приборы. - К.: Вища школа, 1986. - 504 с.
5. Сомов С.Е. Динамика успокоения упругого спутника при широтно-импульсной модуляции управления двигателями. // Изв. вузов. Авиационная техника, 2005. - № 4. – с. 22-28.
6. Новицкий П.В., Кнорринг В.Г., Гутников В.С. Цифровые приборы с частотными датчиками. - Л.: Энергия, 1970. - 424 с.
7. Иовлева О.В., Ларионов В.М. Математическая модель вибрационного горения в трубе с внезапным изменением поперечного сечения // Изв. вузов. Авиационная техника, 2008. - № 3. – с. 50-54.
8. “Программный задатчик давления” Нечипоренко О.М., Полишко С.П. Авторское свидетельство СССР № 1546941 от 1 февраля 1988 г.

Рецензент: д.т.н. Рижков Л.М.