

УДК.620.172.15

Б.Клим, канд. техн. наук; Є.Почапський, канд. техн. наук

Тернопільський державний технічний університет

ФОТОМЕТРИЧНІ МЕТОДИ НЕРУЙНІВНОГО КОНТРОЛЮ В УМОВАХ НЕСТАБІЛЬНОСТІ ЗОНДУВАЛЬНОГО ДЖЕРЕЛА СВІТЛА

Запропоновано спосіб оцінювання параметрів оптичного сигналу в умовах нестабільності зондувального джерела світла при фотометричному методі неруйнівного контролю якості матеріалів.

Умовні позначення

η - контрольований параметр об'єкта;

β - коефіцієнт пропорційності;

n - інтенсивність інформаційного сигналу;

n_0 - інтенсивність опорного сигналу;

$\left(\frac{\hat{n}}{n_0}\right)$ - оцінка відношення інтенсивностей;

$D\left(\frac{\hat{n}}{n_0}\right)$ - дисперсія оцінки;

$\delta\left(\frac{\hat{n}}{n_0}\right)$ - задана відносна середньоквадратична похибка;

N - кількість нагромаджених імпульсів інформаційного сигналу;

M - кількість нагромаджених імпульсів опорного сигналу;

T - час нагромадження імпульсного сигналу;

ΔT - інтервал часу між двома суміжними циклами нагромадження;

K - кількість циклів нагромадження;

K_0, K_1, K_2 - коефіцієнт поділу частоти.

При фотометричних методах контролю оптичний сигнал, у параметрах якого закладені відомості про параметри контрольованого об'єкта, реєструється фотоелектричним перетворювачем. На його виході утворюється потік коротких імпульсів струму, статистичні властивості якого для широкого кола задач можна розглядати в рамках моделі Пуасона [1-2].

В умовах нестабільності зондувального джерела світла з метою уникнення мультиплікативної складової похибки оцінки інформаційних параметрів сигналу переходять до відносних вимірювань, використовуючи опорний канал [3], який утворюють просторовим відокремленням частини збуджувального випромінювання. Контрольований параметр об'єкта у цій ситуації буде зв'язаний з відношенням інтенсивностей інформаційного та опорного сигналів.

1. Оцінка відношення інтенсивностей інформаційного та опорного сигналів при фотометричних методах контролю

Для лінійних ефектів взаємодії зондувального оптичного випромінювання із фізичних міркувань для контрольованого параметра об'єкта впливає співвідношення

$$\eta = \beta \frac{n}{n_0}. \quad (1)$$

Щоб оцінити у цій ситуації контрольований параметр об'єкта із заданою похибкою, слід оцінити з тією ж похибкою відношення інтенсивностей інформаційного n і опорного n_0 каналів.

У літературі [4-5] відомий алгоритм оцінки відношення інтенсивностей двох імпульсних потоків, суть якого полягає у нагромадженні протягом часу T імпульсів цих сигналів. Для оцінки відношення інтенсивностей одержують вираз

$$\left(\frac{\hat{n}}{n}\right) = \frac{N}{M}. \quad (2)$$

Відносна середньоквадратична похибка оцінки відношення інтенсивності за алгоритмом (2) дорівнює

$$\delta\left(\frac{\hat{n}}{n_0}\right) = \frac{1}{\sqrt{nT}} \sqrt{1 + \frac{n}{n_0}}. \quad (3)$$

Із виразу (3) бачимо, що $\delta(n/n_0)$ залежить від співвідношення між інтенсивностями інформаційного і опорного сигналів, а отже апріорі невідомо, який час нагромадження вибрати, щоб забезпечити оцінку відношення інтенсивностей з постійною, наперед заданою похибкою.

Знайдемо оцінку максимальної правдоподібності, на основі зображення сигналів у вигляді послідовностей випадкових інтервалів між суміжними імпульсами $\{\theta_i\}$ і $\{\xi_j\}$, де $i, j=1, 2, \dots$.

Під час експерименту можемо зареєструвати N значень інтервалу θ між суміжними імпульсами інформаційного потоку і M значень інтервалу ξ між суміжними імпульсами опорного потоку. Склавши з урахуванням експоненційного закону розподілу інтервалів функцію правдоподібності

$$L(\theta_1, \theta_2, \dots, \theta_N; \xi_1, \xi_2, \dots, \xi_M | n, n_0) = n^N n_0^M \exp\left(-n \sum_{i=1}^N \theta_i - n_0 \sum_{j=1}^M \xi_j\right), \quad (4)$$

оцінимо відношення інтенсивностей методом максимуму правдоподібності [3]

$$\left(\frac{\hat{n}}{n_0}\right) = N \sum_{j=1}^M \xi_j \left(M \sum_{i=1}^N \theta_i\right)^{-1}. \quad (5)$$

Математичне сподівання є асимптотично незміщене $[n\hat{n}/n_0] = (n/n_0)N(N-1)^{-1}$. У випадку великих значень N і M дисперсія $D(n\hat{n}/n_0) = n^2 n_0^{-2} (N^{-1} + M^{-1})$, а відносна середньоквадратична похибка

$$\delta(n\hat{n}/n_0) = (N^{-1} + M^{-1})^{1/2}. \quad (6)$$

Коли вважати $N=M$, то $\delta(\cdot) = \sqrt{2/N}$.

Практично завжди інтенсивність опорного сигналу є набагато більшою від інтенсивності інформаційного сигналу $n_0 \gg n$. Це значить, що за час $\sum_{i=1}^N \theta_i$ можна нагромадити кількість імпульсів опорного сигналу $M \gg N$. Тоді

$$\delta(n\hat{n}/n_0) \approx \sqrt{\frac{1}{N}}. \quad (7)$$

Отже, використавши оцінку (5), на основі співвідношення (7) апріорі передбачимо, що, коли визначати контрольований параметр з похибкою $\delta_3 = const$, то необхідно зареєструвати $N = 2\delta_3^{-2}$ значень інтервалу інформаційного потоку.

2. Пристрій оцінювання відношення інтенсивностей інформаційного і опорного сигналів

Відомі пристрої оцінки відношення інтенсивностей [6,7] характеризуються недостатньою точністю, залежністю її від співвідношення між інтенсивностями інформаційного і опорного сигналів.

На рис.1 подана функціональна схема пристрою обчислення оцінки відношення інтенсивностей, позбавленого недоліків відомих пристроїв.

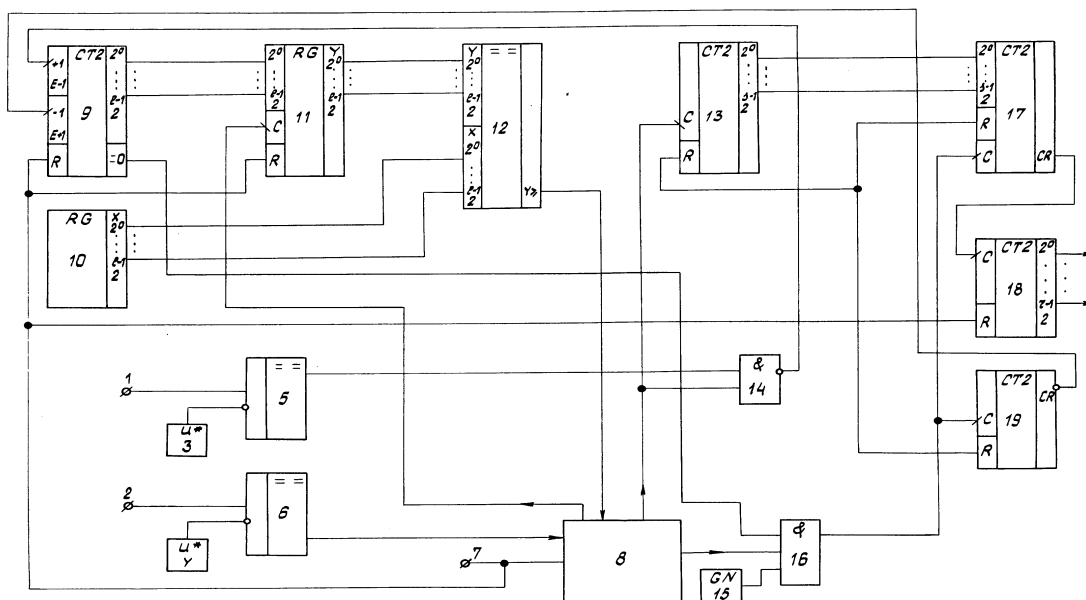


Рисунок 1 Функціональна схема пристрою обчислення оцінки відношення інтенсивностей.

Пристрій має схеми порівняння 5 і 6 з джерелами опорних напруг 3 і 4 відповідно, реверсивний лічильник 9, реєстри 10 і 11, схему порівняння кодів 12, лічильник циклів 13, логічні елементи “Г” 16 та “І-НЕ” 14, блок формування керівних сигналів 8 та блок обчислення, реалізований з використанням керованого подільника частоти 17, основного лічильника 18, подільника частоти 19, генератора імпульсів 15.

Призначення елементів функціональної схеми таке. Схеми порівняння 5, 6 порівнюють амплітуди імпульсів, що надходять на входи 1, 2 з виходів фотоелектричних перетворювачів, відповідно інформаційного та опорного каналів з порогоми, величина яких задається джерелами опорних напруг 3, 4. Пороги вибираються так, щоб вилучити шуми діодної системи фотоелектричних перетворювачів. З появою імпульсу з амплітудою, що перевищує порогове значення, на виході схеми порівняння сформується імпульс з тривалістю, що дорівнює тривалості вхідного імпульса.

Блок формування керівних сигналів 8 формує сигнали керування роботою пристрою. Виконання блоку 8 таке ж, як і в пристрої обчислення оцінки інтенсивностей з заданою відносною середньоквадратичною похибкою [8-10], за винятком генератора імпульсів. Пропонується впровадити керований генератор імпульсів, приклад реалізації якого поданий на рис.2.

До нього належать: генератор тактових імпульсів 1, логічні елементи “Г” 2 та 3, подільники частоти 4 та 5, тригер 6.

Вхід генератора є одним із входів блоку 8 і з’єднаний із виходом схеми порівняння 6.

Діаграми імпульсів в окремих точках керованого генератора імпульсів подані на рис.3.

Нехай після включення схеми тригер 6 перебуває в одиничному стані (нульовий початковий стан не впливає на дальшу роботу генератора). У цьому випадку на

першому вході елемента “Г” 2 з’явиться потенціал, що дозволяє проходження імпульсів додатньої полярності рис.3а з виходу тактового генератора 1 на вхід синхронізації подільника частоти 4 з коефіцієнтом ділення k_1 . З приходом k_1 імпульсів на його виході з’явиться імпульс додатньої полярності з тривалістю вхідного імпульса, внаслідок чого тригер 6 перекидається у нульовий стан. Тривалість імпульса додатньої полярності сформованого на першому виході тригера 6

$$\Delta T = \frac{k_1}{f} \quad , \quad (8)$$

де f - частота імпульсів генератора 1.

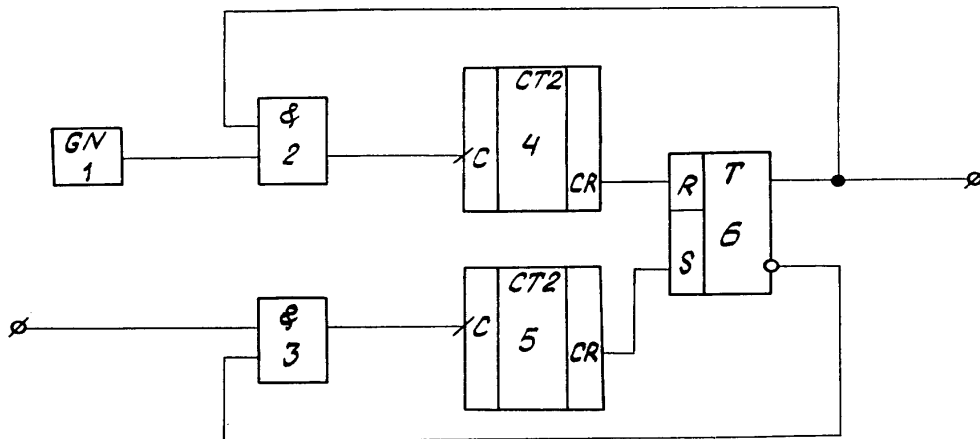


Рисунок 2. Приклад реалізації керованого генератора імпульсів блоку формування керуючих сигналів.

На рис.3в як приклад вибрано $k_1=7$. З переходом тригера до нульового стану на вході другого елемента “Г” 3 з’явиться дозволяючий потенціал для проходження імпульсів з виходу схеми порівняння опорного каналу 6 на вхід синхронізації другого подільника частоти 5 рис. 3б з коефіцієнтом ділення k_2 . З приходом на вхід подільника k_2 імпульсів на його виході з’явиться імпульс додатньої полярності, що встановить тригер 6 в одиничному стані (рис.3в). Математичне сподівання паузи між імпульсами на виході тригера

$$T = \frac{k_2}{n_0} \quad , \quad (9)$$

тобто величина конструктивно визначається коефіцієнтом k_2 . Оскільки практично k_2 і n_0 достатньо великі, то інтервал T мало відрізнятиметься від його математичного сподівання.

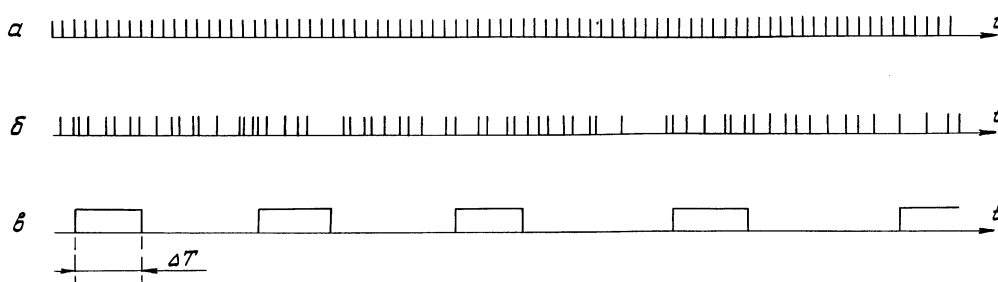


Рисунок 3. Діаграми імпульсів в окремих точках керованого генератора імпульсів пристрою обчислення оцінки відношення інтенсивностей.

Очевидно, що із зміною інтенсивності n_0 імпульсного потоку з виходу схеми порівняння, прямо пропорційно зв'язаної з інтенсивністю збуджувального джерела світла, тривалість паузи змінюватиметься обернено пропорційно. Надалі інтервал T буде задавати величину циклу нагромадження.

У l -розрядний реєстр 10 попередньо записується число N_3 , що визначає надалі відносну середньоквадратичну похибку вимірювань.

Схема порівняння кодів 12 порівнює величини двох l -розрядних чисел X і Y . При цьому на її виході з'являється потенціал логічної одиниці тільки при виконанні умови $X \leq Y$.

Керований подільник частоти 17 має коефіцієнт ділення, що визначається s -розрядним кодом на його групі входів $(2^0, \dots, 2^{s-1})$ і може досягти максимального значення $(2^s - 1)$. s -розрядний двійковий лічильник 13 підраховує кількість циклів нагромадження, а в реверсивному лічильнику 9 є результат нагромадження. Виконання і функціональне призначення інших блоків пристрою очевидне і детальних пояснень не потребує.

Пристрій загалом функціонує так. При надходженні на вхідну шину управління 7 пускового імпульса додатньої полярності попередньо обнулюються реверсивний лічильник 9, лічильник циклів 13, керований подільник частоти 17, основний лічильник 18, подільник частоти 19, реєстр 11. При цьому блок формування керівних сигналів 8 встановлюється у початковий стан, а заднім фронтом пускового імпульса він запускається.

Під дією керівного сигналу додатньої полярності тривалістю T з першого виходу блоку 8 відкривається елемент "І-НЕ" 14. Нормовані за амплітудою імпульси з виходу схеми порівняння 5 інформаційного каналу через елемент 14 потрапляють на сумарний вхід реверсивного лічильника 9, де нагромаджується кількість імпульсів N_T^1 . Число $N_T^1 = Y$, нагромажене у реверсивному лічильнику 9, за перший цикл нагромадження перезаписується у реєстр 11 сигналом з другого виходу блока 8, затриманого на $\Delta T'$ відносно моменту закінчення циклу нагромадження. Час затримки $\Delta T'$ вибирається трохи більшим від часу спрацювання реверсивного лічильника 9. Схема порівняння 12 порівнює числа X і Y , записані, відповідно, у реєстрах 10 і 11. Якщо $Y \geq X$, то на виході схеми порівняння кодів 12 з'являється потенціал логічної одиниці, внаслідок чого блок формування керівних сигналів 8 встановлюється у початковий стан. На цьому процес нагромадження закінчується. При $Y < X$ через час ΔT (8), що дорівнює тривалості імпульсів керованого генератора імпульсів блока 8, починається наступний цикл нагромадження, подібний до першого. Час $\Delta T > \Delta T' + \Delta T'' + \Delta T'''$, де $\Delta T''$ і $\Delta T'''$ - часи спрацювання, відповідно, реєстра 11 та схеми порівняння кодів 12. Процес нагромадження триває аналогічно доти, поки число імпульсів $Y = N = \sum_{i=1}^k N_T^i$, нагромаджених у реверсивному лічильнику 9, не зрівняється або не перевищить задане в реєстрі 10 число $X = N_3$.

Кількість циклів k нагромадження реєструється за допомогою лічильника циклів 13, що спрацьовує від заднього фронту сигналу з першого виходу блока 8 при закінченні кожного циклу нагромадження.

У результаті таким чином організованого процесу нагромадження в реверсивному лічильнику завжди одержується наперед задана кількість імпульсів N_3 , чим визначається величина відносної середньоквадратичної похибки оцінки середньої кількості імпульсів за цикл нагромадження T .

За результатами нагромадження шукана оцінка дорівнює

$$\hat{N}_T = \frac{N_3}{k} = \frac{\sum_{i=1}^k N_T^i}{k}. \quad (10)$$

Математичне сподівання оцінки (10) дорівнює

$$[\hat{N}_T] = nT. \quad (11)$$

І з урахуванням (9) одержується

$$[\hat{N}_T] = k_2 \frac{n}{n_0}. \quad (12)$$

Тобто математичне сподівання пропорційне відношенню інтенсивностей інформаційного і опорного потоків. Отже, має місце незалежність результатів вимірювання (10) від нестабільності збуджувального джерела світла.

Практично інтенсивність опорного потоку n_0 велика, і коефіцієнт k_2 ділення в керованому генераторі імпульсів рис.2 вибирається великим, а отже, для формування часу T використовується велика кількість імпульсів ($M=k_2$) $\rightarrow \infty$ опорного каналу. В цьому випадку, як випливає із виразу (7), відносна середньоквадратична похибка оцінки $\delta_{\hat{N}_T} \approx \frac{1}{\sqrt{N_3}}$ є постійною і вибором числа N_3 наперед заданою.

Після закінчення нагромадження блок 8 встановлюється у початковому стані і сигналом з третього виходу відкриває елемент "І" 16, розпочинаючи так процес обчислення оцінки (10). Імпульси генератора 15 через елемент "І" 16 і керований подільник 17 з коефіцієнтом ділення k надходять на вхід основного лічильника 18. Одночасно ці імпульси через подільник частоти 19 з коефіцієнтом ділення k_0 надходять на вхід віднімання реверсивного лічильника 9. Коли реверсивний лічильник 9 встановлюється у нульовому стані, на його виході індикації нульового стану з'являється сигнал, що закриває елемент "І" 16. В основному лічильнику 18 при цьому нагромадиться кількість імпульсів

$$N = \frac{N_3}{k} k_0 = \hat{N}_T k_0. \quad (13)$$

Якщо коефіцієнт k_0 вибрати у вигляді $k_0=2^m$, то m молодших розрядів основного лічильника будуть розрядами дробової частини результату обчислення оцінки (10), що підвищує апаратурну точність обчислень.

Висновок

Запропонований метод та пристрій його реалізації забезпечують задану відносну середньоквадратичну похибку результатів вимірювання параметрів контрольованих об'єктів в умовах нестабільності збуджувального джерела світла.

The method of estimation of the parameters of optical signal with a nonstability sounding light source in photometrical approach of nondestructive testing of the material quality was proposed in this papers.

Література

1. Ермолов И.Н. Останин Ю.Я. Методы и средства неразрушающего контроля качества.-М.: Высш.шк., 1988.- 368 с.
2. Большаков И.А. Статистические проблемы выделения потока сигналов из шума.-М.:Советское радио, 1968.- 464 с.
3. Апанасович В.В., Коляда А.А., Чернявский А.Ф. Статистический анализ случайных потоков в физическом эксперименте.- Минск:Изд. Университетское, 1988.- 276с.
4. Гулаков И.Р., Холондырев С.В. Метод счета фотонов в оптико-физических измерениях.- Минск:Изд.университетское, 1989.- 256с.
5. Демчук М.И., Иванов М.А. Статистический одноквантовый метод в оптико-физическом эксперименте.- Минск: Издательство БГУ, 1981.-176с.
6. А.с. 968624 СССР. МКИ GOIJ I/44 Счетчик фотонов // О.Е. Вилитис. А.П. Круминьш и др.- Заявлено 10.04.81.
7. Ветохин С.С., Гулаков И.Р., Перцев А.Н., Резников И.В. Одноэлектронные фотоприемники.- М.:Энергоатомиздат, 1986.- 160 с.
8. Климов Б.П., Почапский Е.П., Федорив Р.Ф. Аналоговый измеритель интенсивности слабых световых потоков // ПТЭ.- 1984.-№3.-С.183.

ПРИЛАДОБУДУВАННЯ ТА ІНФОРМАЦІЙНО-ВИМІРЮВАЛЬНІ СИСТЕМИ

9. Клим Б.П., Почапський Є.П. Слабкі світлові ефекти та можливості неруйнівного контролю //Фізико-хімічна механіка матеріалів. – 1997.-№5.- С.99-106.
10. Клим Б.П., Почапський Е.П. Устройство оценки параметров объектов, контролируемых оптическим методом, с заданной относительной среднеквадратической погрешностью // Метрология.- 1998.- №3.- С.32-41.

Одержано 06.06.2000 р.