

УДК 621.373.826.038.823

С. В. Іванов, М. І. Ільків

МЕТОД КЕРУВАННЯ ВОЛОКОННИМ ІНТЕРФЕРОМЕТРОМ ІЗ ЗАМКНУТИМ КОНТУРОМ ЗВОРОТНОГО ЗВ'ЯЗКУ

Вступ

Волоконно-оптичні гіроскопи (ВОГ), по суті інтерферометри Саньяка, використовуються для вимірювання кутової швидкості і кута повороту об'єкта, на якому вони встановлені, та застосовуються як чутливі елементи в системах орієнтації та робототехніці. Затребуваними є гіроскопи з чутливістю декілька градусів на годину, які забезпечують працездатність у широкому діапазоні кутових швидкостей.

На сьогоднішній день використовуються дві основні структурні схеми побудови ВОГ: з прямим перетворенням і замкнутим контуром зворотного зв'язку. Перевагами гіроскопа з прямим перетворенням [1] є малі габарити, низьке енергоспоживання і вартість; недоліками – нелінійність вихідного сигналу гіроскопа в заданому діапазоні швидкостей та залежність його від температури. В гіроскопах із замкнутим контуром зворотного зв'язку [1] здійснюється компенсація фазового зсуву між зустрічними хвилями, викликаного обертанням, що забезпечує роботу в нульовій точці характеристики. Це, у свою чергу, забезпечує лінійність вихідної характеристики приладу та її стабільність, оскільки вихідний сигнал не залежить від потужності світла на фотодетекторі та коефіцієнта підсилення підсилювача в ланцюзі фотоприймача. Однак для оптимізації вихідних характеристик гіроскопа в процесі розробки слід не лише визначити конструктивні параметри і вибрати елементи інтерферометра, але й розробити прийнятий метод керування фазовим модулятором, який забезпечить задані вимоги до приладу. Тому дослідження впливу методів керування фазовим модулятором на діапазон вимірюваних ВОГ кутових швидкостей і точність оцінки кутових переміщень об'єкту (наприклад, маніпулятора) є актуальною задачею.

Постановка задачі

Метою даної роботи є порівняння методів керування волоконним інтерферометром із замкнутим контуром зворотного зв'язку для вибору оптимального, з точки зору динамічного діапазону, ВОГ.

Інтерферометр із замкнутим контуром зворотного зв'язку

На рис. 1 показано схему волоконно-оптичного кільцевого інтерферометра з замкнутим контуром зворотного зв'язку. Випромінювання суперлюмінісцентного діода (SLD) 1 вводиться через інтегрально-оптичний модулятор 4 в багатовитковий волоконний контур 5. Світлові хвилі, які поширюються в зустрічних напрямках, набувають різниці фаз, пропорційній кутовій швидкості обертання датчика Ω ,

$$\varphi_s [\text{рад}] = \frac{8\pi NS}{\lambda c} \Omega [\text{рад/с}],$$

де S – площа одного витка, N – кількість витків, λ – довжина світлової хвилі, c – швидкість світла.

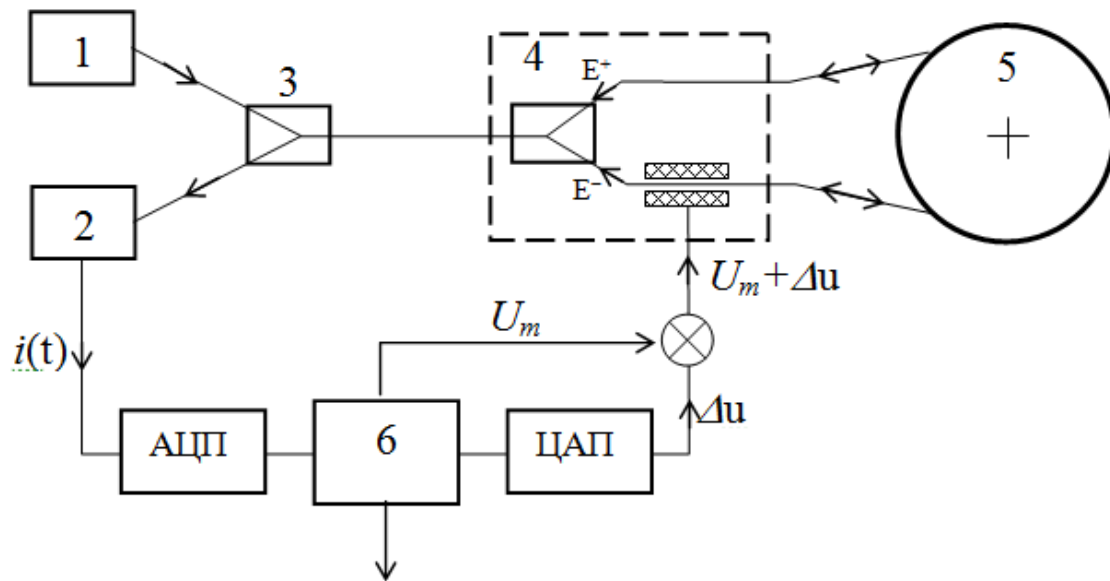


Рис. 1. Схема волоконного цифрового інтерферометра з замкнутим контуром зворотного зв'язку:

1 – суперлюмінісцентний діод SLD; 2 – фотоприймач PINFET;
3 – відгалужувач; 4 – інтегральний оптичний модулятор; 5 – оптичний контур; 6 – електронний блок

Величину $K_o = \frac{8\pi NS}{\lambda c} [\text{с}]$ означимо як оптичний масштабний коефіцієнт; $\varphi_s = K_o \Omega$.

В інтерферометрі інтегрально-оптичний модулятор розташовано несиметрично відносно контуру 5; при такому його розташуванні одна хвиля E^+ проходить модулятор на вході контуру, а інша E^- – на виході через час $\tau = \frac{\chi L}{c}$ (де χ – показник заломлення світловідної жили волокна), необхідний для проходження всієї довжини котушки L . На фазовий модулятор подається напруга U_m прямокутної форми заданої тривалості та амплітуди.

В результаті в момент часу t хвиля E^+ набуває додаткового зсуву фази $\varphi_m(t)$, а модуляційна фаза хвилі E^- визначатиметься станом фазового модулятора в момент часу $(t + \tau)$. Оскільки модулятор по-різному змінює фазу зустрічних хвиль, то між ними виникає модуляційний фазовий зсув $\varphi_m(t) = \varphi(t - \tau) - \varphi(t)$.

Після проходження контуру 5 і модулятора 4 в зворотному напрямку, промені E^+ та E^- змішуються і попадають на фотоприймач 2, фотострум якого пропорційний інтенсивності випромінювання $I(t)$. Сигнал на виході електронного блока 6 має вигляд:

$$i(t) = A + B \cdot \cos(\varphi_s + \varphi_m(t)),$$

де $A \sim \left| \overline{E^+} \right|^2 + \left| \overline{E^-} \right|^2$ – стала складова струму фотодатчика, $B \sim \left| \overline{E^+} \right| \cdot \left| \overline{E^-} \right|$ – амплітуда змінної компоненти фотоструму.

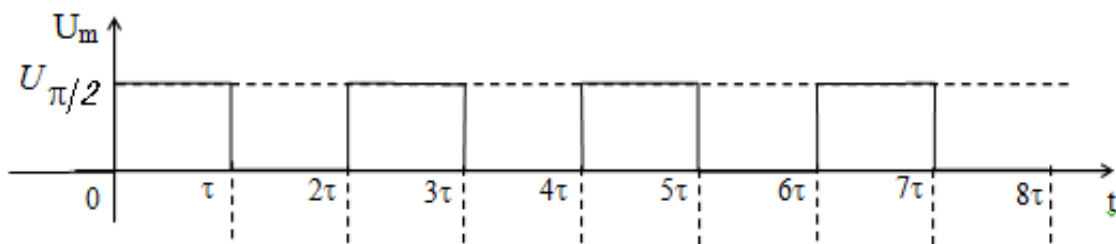
Позначимо $U_{\pi/2}$ напругу, прикладену до електродів модулятора, при якій фаза світлової хвилі, що пройшла через кристал, зміщується на $\pi/2$.

Методи керування модулятором

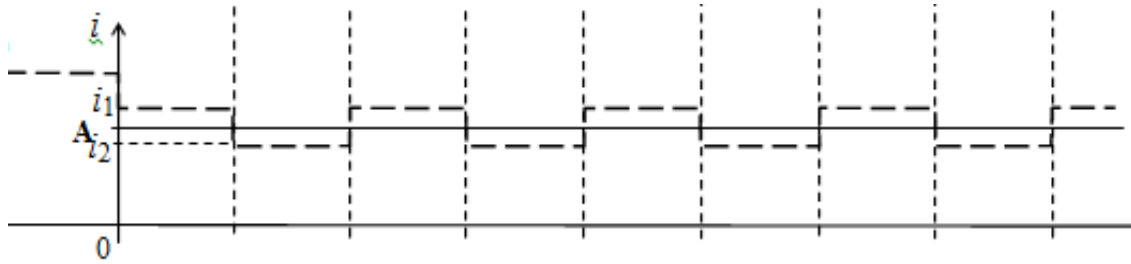
Розглянемо метод керування модулятором, запропонований в роботі [1]. На рис. 2 показано діаграми сигналу керування фазовим модулятором і струму фотоприймача.

Діаграма фотострумів PINFET (б), показана суцільною лінією, відповідає нульовій швидкості обертання датчика ($\varphi_s = 0$), а пунктирна – $\varphi_s > 0$:

U_m – напруга керування, яка подається на модулятор, i – струм PINFET, t – поточний час



a)



б)

Рис. 2. Часові діаграми сигналів керування модулятором (а) і фотоструми PINFET (б)

На інтервалах часу $[2k\tau; (2k+1)\tau]$ ($k=0,1,2,3\dots$) до модулятора прикладено напругу $U_m = U_{\pi/2}$, і на цих ділянках PINFET i_1 визначається з формули

$$i_1 = A + B \cdot \cos\left(\varphi_s - \frac{\pi}{2}\right) = A + B \cdot \sin(\varphi_s).$$

На інтервалах $[(2k+1)\tau; (2k+1)\tau]$ до електродів модулятора прикладено потенціал загальної шини, так що $U_m = 0$, і на цих ділянках струм PINFET i_2 визначається співвідношенням

$$i_2 = A + B \cdot \cos\left(\varphi_s + \frac{\pi}{2}\right) = A - B \cdot \sin(\varphi_s).$$

На рис. 3 показана залежність зміни фотоструму від різниці фаз між зустрічними хвилями E^+ и E^- .

Якщо обертання датчика відсутнє, то $i_1 = i_2 = A$, а при кутовій швидкості не рівній 0 ($\varphi_s > 0$):

$$i_1 - i_2 = 2B \cdot \sin(\varphi_s). \quad (1)$$

Із рівняння (5) визначається фазовий зсув φ_s

$$\varphi_s = \arcsin\left(\frac{i_1 - i_2}{2B}\right) \quad (2)$$

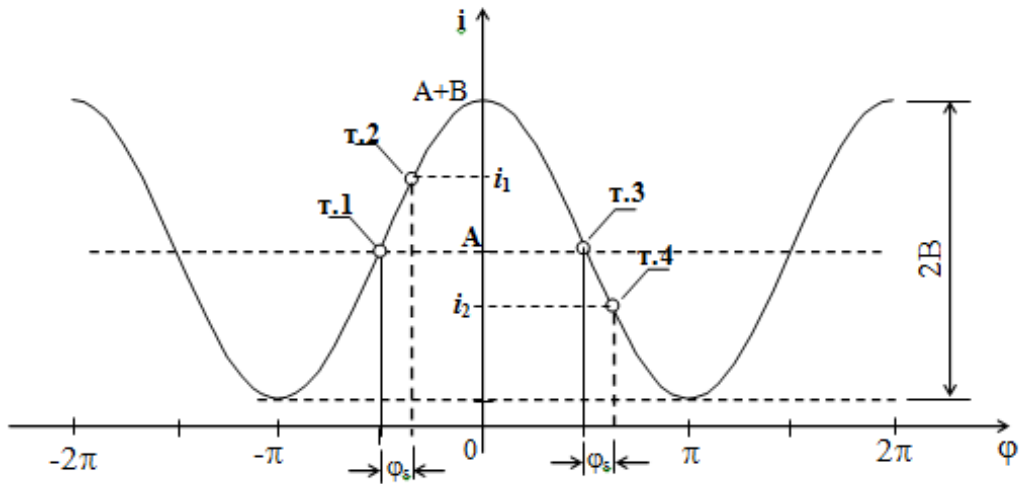


Рис. 3. Характеристика зміни фотоструму PINFET в залежності від зсуву фаз між хвилями E^+ и E^- ($\psi = 0$)

і кутова швидкість датчика

$$\Omega = \frac{\Phi_s}{K_o}$$

Проблема забезпечення роботи датчика в широкому діапазоні швидкостей вирішується створенням схем зі зворотним зв'язком.

Для інтервалів часу $[2k\tau; (2k+1)\tau]$ можна записати рекурентне співвідношення

$$\varphi_k = \varphi_{k-1} + \arcsin\left(\frac{i_{2k-1} - i_{2k}}{2B}\right), \quad (3)$$

де $k = 1, 2, \dots, n$, $\varphi_0 = 0$,

$$\varphi_k = \sum_{j=1}^k \arcsin\left(\frac{i_{2j-1} - i_{2j}}{2B}\right).$$

До модуляційного сигналу U_m додається напруга Δu , яка на кожному інтервалі $[2k\tau; (2k+1)\tau]$ збільшується на величину $\frac{2U_{\pi/2}}{\pi} \varphi_k$. На $(2n-1)$ -му часовому інтервалі напруга на модуляторі буде

$$U_{2n-1} = U_{\pi/2} + \frac{2U_{\pi/2}}{\pi} \left[\sum_{k=1}^{n-1} (2n - 2k - 1) \arcsin\left(\frac{i_{2k-1} - i_{2k}}{2B}\right) \right] \quad (4)$$

де n – число періодів модуляційного сигналу U_m .

При досягненні значення $U_{2\pi} = 4U_{\pi/2}$, ($U_{2n-1} \geq U_{2\pi}$) на наступному часовому такті $2n$ напруга на модуляторі

$U_{2n} = \frac{4U_{\pi/2}}{\pi} \sum_{k=1}^{n-1} (n-k) \arcsin\left(\frac{i_{2k-1} - i_{2k}}{2B}\right)$ різко зменшується на величину $U_{2\pi}$ і стає рівною $U_m = U_{2n} - U_{2\pi}$, потім знову східчато зростає, як показано на рис. 4.

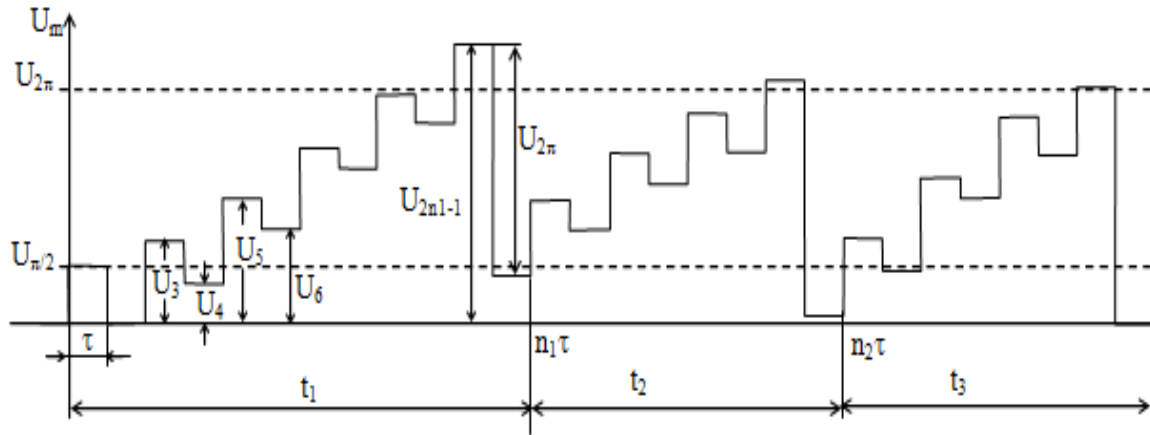


Рис. 4. Діаграма напруг на модуляторі

На кожному часовому інтервалі $[2k\tau; (2k+1)\tau]$ у суматор електронного блоку заноситься код, пропорційний величині $\arcsin\left(\frac{i_{2k-1} - i_{2k}}{2B}\right)$, і виконується дія

$$\sum_{m=1}^{k-1} (2k - 2m - 1) \arcsin\left(\frac{i_{2m-1} - i_{2m}}{2B}\right), \quad (5)$$

$$\frac{1}{n} \sum_{k=1}^n (n - k + 1) \arcsin\left(\frac{i_{2k-1} - i_{2k}}{2B}\right) = \frac{1}{2n\tau} \int_0^{2n\tau} \varphi(t) dt = \langle \varphi \rangle_{t_1},$$

де $\langle \varphi \rangle_{t_1}$ – середнє значення фазового зсуву між хвилями E^+ і E^- , викликаним обертанням датчика, за час t . Таким чином, на виході суматора за час t формується сигнал, пропорційний

$$sum_1 = 2 \sum_{k=1}^{n_1-1} (n - k) \arcsin\left(\frac{i_{2k-1} - i_{2k}}{2B}\right) = n \langle \varphi \rangle = \frac{t}{2\tau} \langle \varphi \rangle = \frac{K_o}{2\tau} \langle \Omega \rangle t = \frac{\pi D}{\chi \lambda} \theta, \quad (6)$$

де $\theta = \langle \Omega \rangle \cdot t$ – кут, на який повернувся гіроскоп за час t .

У момент часу $t_1 = 2n_1\tau$ формується імпульс; за цей час гіроскоп повернеться на кут $\theta = \Omega \cdot t_1$ і цьому куту ставиться у відповідність вихідний сигнал суматора $n \langle \varphi \rangle = 2\pi + \delta$, де $\delta = \frac{\pi}{2U_{\pi/2}} (U_{2n} - U_{2\pi})$ – накопичена фаза, яка перевищує 2π . Будемо вважати, що значенню

$sum_1 = 2\pi$ відповідає величина $\frac{\pi D}{\chi\lambda}\theta$, а невраховане перевищення δ перенесемо на наступний вимірювальний цикл, тоді одному імпульсу відповідає поворот датчика на кут

$$\theta = \frac{2\chi\lambda}{D} [\text{рад/імпл}] = \frac{2\chi\lambda}{D} \frac{360 \cdot 3600}{2\pi} [\text{кут.сек/імпл}]. \quad (7)$$

Масштабний коефіцієнт ВОГ із замкненим контуром зворотного зв'язку в основному визначається діаметром котушки D і довжиною хвилі випромінювання джерела випромінювання λ .

На початку наступного вимірювального циклу t_2 суматор скидають в нуль і напруга на модуляторі встановлюється рівною

$$U = (U_{2n} - U_{2\pi}) + U_{\pi/2} + \frac{2U_{\pi/2}}{\pi} \arcsin\left(\frac{i_{2n-1} - i_{2n}}{2B}\right)$$

у новому циклі в суматорі нагромадження кодів відбувається з урахуванням добавки δ_1 :

$$sum_2 = \delta_1 + 2 \sum_{k=1}^{n_2-1} (n_2 - k) \arcsin\left(\frac{i_{2k-1} - i_{2k}}{2B}\right).$$

Знаючи число імпульсів N , можна визначити збільшення кута повороту датчика в інерціальному просторі за час t , $\alpha = \theta N$.

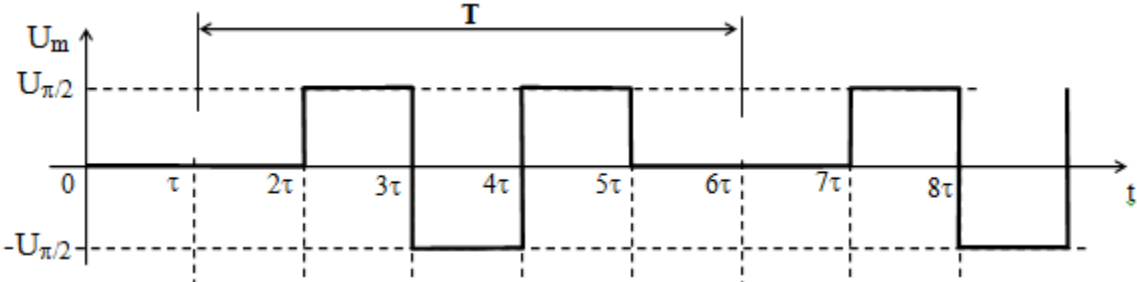
Оскільки різниця струмів $(i_1 - i_2)$ однозначно може бути визначена лише при $\varphi_s < \frac{\pi}{2}$, то при застосуванні описаного методу керування фазовим модулятором виникає обмеження динамічного діапазону вимірювання кутових швидкостей

$$|\Omega| < \frac{\pi}{2K_o}.$$

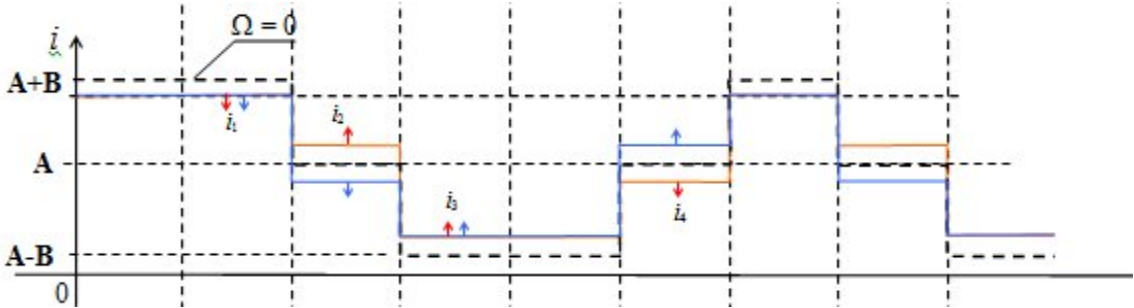
Для визначення фазового зсуву за формулами (2) – (5) необхідно знати величину B , яка залежить від інтенсивності джерела випромінювання і коефіцієнта передачі підсилювачів. В роботі [2] зроблене припущення, що величина B відома і стала. При температурних і зовнішніх впливах на прилад в умовах експлуатації параметр B має часовий та температурний дрейф і неконтрольована його зміна призводить до похибок при визначенні ціни імпульсу θ і до погіршення точності приладу.

Розглянемо діаграми модуляційного сигналу і фотострумів PINFET, показані на рис. 5. Цей модуляційний сигнал U_m відрізняється від розглянутого раніше тим, що в ньому присутні імпульсні напруги $-U_{\pi/2}$. Такий вид

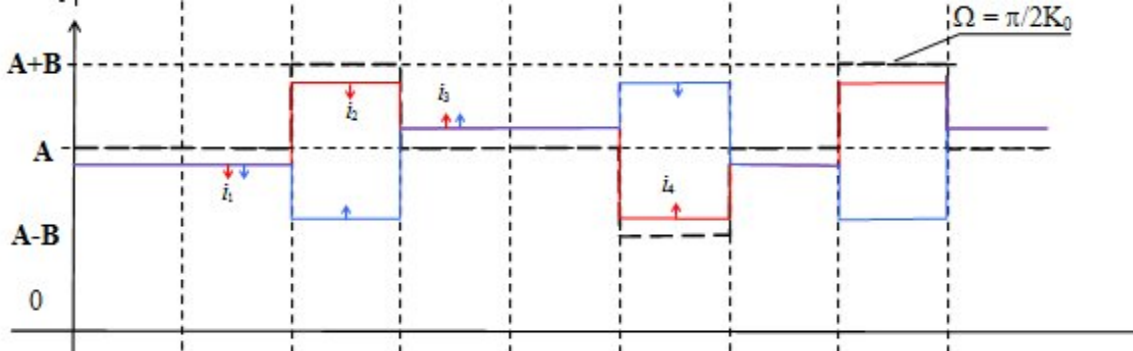
модуляції дозволяє визначити фазовий зсув φ_s по чотирьох значеннях фотострумів, причому величину B можна оцінити за даними вимірювань в кожному циклі.



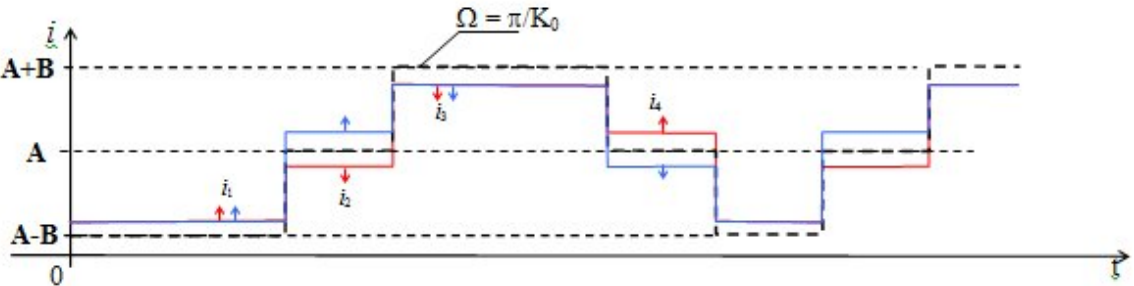
a)



б)



в)



г)

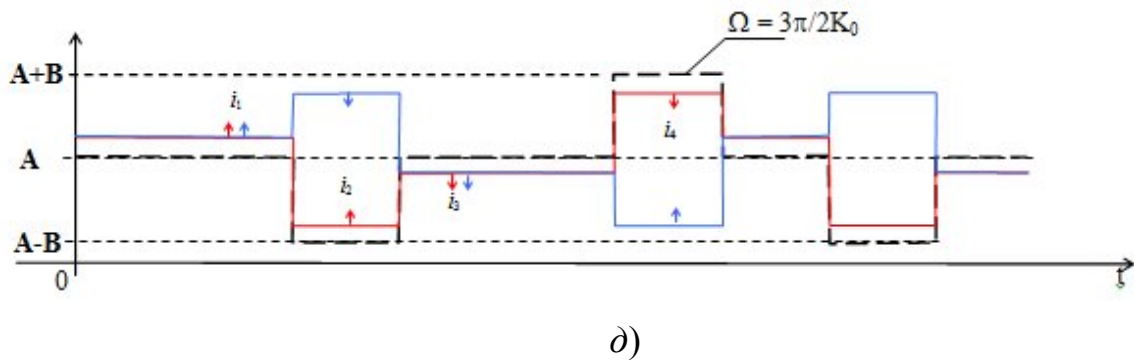


Рис. 5. Часові діаграми модуляційного сигналу (а) та фотострумів PINFET (б-г)

На рис. 5, а показаний вид сигналу U_m , створений генератором прямокутних імпульсів. На часовому інтервалі $[0; 2\tau]$ до електродів модулятора прикладено потенціал загальної шини, так що $U_m = 0$. На наступному інтервалі $[2\tau; 3\tau]$ до модулятора прикладено напругу $U_m = U_{\pi/2}$, що створює між зустрічними хвилями фазовий зсув $\varphi_m = \frac{\pi}{2}$. На часовому інтервалі $[3\tau; 4\tau]$ полярність керуючої напруги на модуляторі міняється ($U_m = -U_{\pi/2}$), і на інтервалі $[4\tau; 5\tau]$ напруга знову рівна $U_m = U_{\pi/2}$. Ця послідовність сигналів періодично повторюється.

На рис. 5, б – рис. 5, г показані діаграми фотострумів, сформовані в результаті дії керуючого сигналу на фазовий модулятор при різних швидкостях обертання датчика. На інтервалі $[\tau; 2\tau]$ виміряне значення фотоструму $i_1 = A + B \cos(\varphi_s)$, на $[2\tau; 3\tau]$ – $i_2 = A - B \sin(\varphi_s)$, на $[3\tau; 4\tau]$ – $i_3 = A - B \cos(\varphi_s)$, на $[5\tau; 6\tau]$ – $i_4 = A + B \sin(\varphi_s)$. Стрілками показана тенденція зміни фотострумів при збільшенні абсолютної величини кутової швидкості. Отримані значення ($i_1 - i_4$) використано для знаходження φ_s на часовому інтервалі $[\tau; 6\tau]$, який назовемо циклом вимірювань T , і для обчислення величин A і B :

$$A = \frac{i_1 + i_3}{2} = \frac{i_2 + i_4}{2}, \quad B = \frac{\sqrt{(i_1 - i_3)^2 + (i_2 - i_4)^2}}{2}.$$

На рис. 6 показано комбінаційні співвідношення фотострумів, які використовуються для визначення діапазону кутових швидкостей $\Delta\Omega_i$ і напрямку обертання.

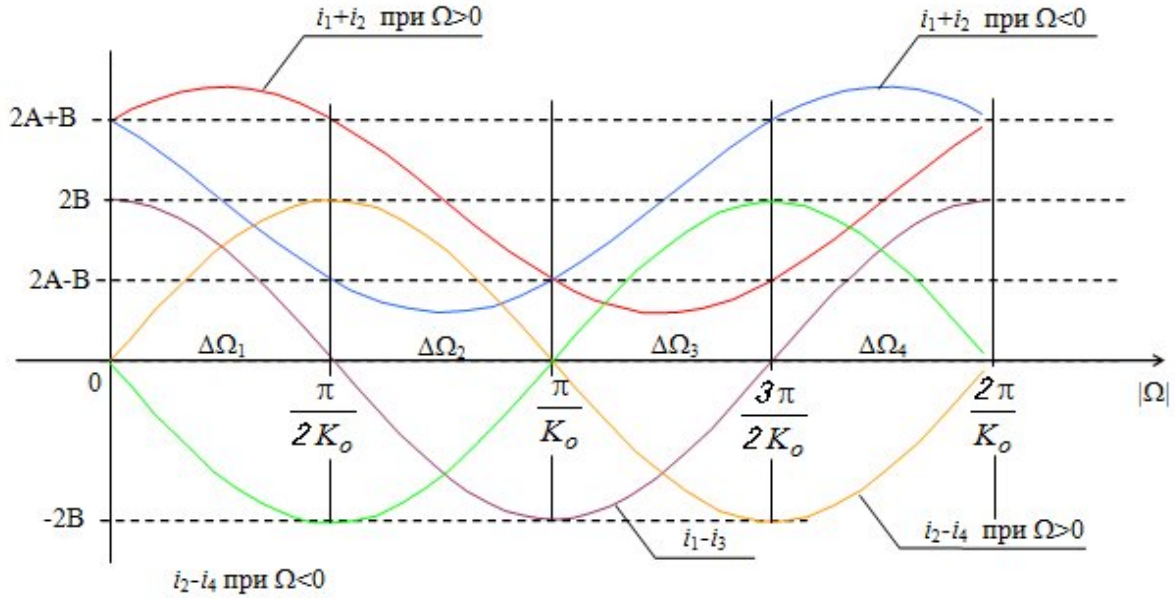


Рис. 6. Комбінації фотострумів для визначення діапазону кутових швидкостей $\Delta\Omega_i$ і напрямку обертання

Узагальнення наведених вище даних для діапазону $\Delta\Omega = (0 \dots \pm 2\pi / K_0)$ має вид:

$$\varphi_s = \left\{ \begin{array}{l} \arctg\left(\frac{i_2 - i_4}{i_1 - i_3}\right), \text{ якщо } (i_1 - i_3) > 0 \text{ і} \\ \left[\begin{array}{l} 2A + B < (i_1 + i_2) < 2A + \sqrt{2}B \text{ при } (i_2 - i_4) > 0 \text{ або} \\ 2A - B < (i_1 + i_2) < 2A + B \text{ при } (i_2 - i_4) < 0 \end{array} \right] \\ \frac{\pi}{2} - \arctg\left(\frac{i_1 - i_3}{i_2 - i_4}\right), \text{ якщо } (i_1 - i_3) \leq 0 \text{ і} \\ \left[\begin{array}{l} 2A - B < (i_1 + i_2) < 2A + B \text{ при } (i_2 - i_4) > 0 \text{ або} \\ 2A - \sqrt{2}B < (i_1 + i_2) < 2A - B \text{ при } (i_2 - i_4) < 0 \end{array} \right] \\ \pi + \arctg\left(\frac{i_2 - i_4}{i_1 - i_3}\right), \text{ якщо } (i_1 - i_3) < 0 \text{ і} \\ \left[\begin{array}{l} 2A - \sqrt{2}B < (i_1 + i_2) < 2A - B \text{ при } (i_2 - i_4) < 0 \text{ або} \\ 2A - B < (i_1 + i_2) < 2A + B \text{ при } (i_2 - i_4) > 0 \end{array} \right] \\ \frac{3\pi}{2} - \arctg\left(\frac{i_1 - i_3}{i_2 - i_4}\right), \text{ якщо } (i_1 - i_3) \geq 0 \text{ і} \\ \left[\begin{array}{l} 2A - B < (i_1 + i_2) < 2A + B \text{ при } (i_2 - i_4) < 0 \text{ або} \\ 2A + B < (i_1 + i_2) < 2A + \sqrt{2}B \text{ при } (i_2 - i_4) > 0 \end{array} \right] \end{array} \right.$$

На k -ому циклі вимірювання T_k $[6(k-1)\tau; (6k-1)\tau]$ у суматор електронного блоку заноситься код, відповідний до величини $\alpha_k = \alpha_{(k-1)} + \varphi_{sk}$, ($\alpha_0 = 0$), і виконується дія $\sum_{m=1}^k \alpha_m = \sum_{m=1}^k (k-m+1)\varphi_{sm} = k\langle\alpha\rangle$.

На кожному такті усередині i -го циклу вимірювань на модулятор подається напруга, яка перешкоджає зміні фотоструму PINFET, викликаній обертанням датчика. Таким чином, фаза, внесена модулятором, підтримує фотострум PINFET, що відповідає $\varphi_s = 0$, як показано на рис. 5, б штриховою лінією. При односпрямованому обертанні датчика ($\Omega > 0$ або $\Omega < 0$) напруга на модуляторі східчасто росте й може досягти граничного значення джерела живлення або максимально допустимої напруги для модулятора. Якщо на n -му циклі вимірювань на 4-му такті при $\Omega > 0$ або на 3-му при $\Omega < 0$ напруга на фазовому модуляторі досягла значення $|U_{2\pi}|$ або перевищила його, то на 5-му такті цього циклу відбувається скидання напруги на величину $|U_{2\pi}|$, і у цей момент формується імпульс. За час $t = nt = 5n\tau$ датчик повернеться на кут $\theta = \Omega \cdot t$. За аналогією з виводом рівнянь (5) – (7), для цього методу керування фазовим модулятором запишемо співвідношення

$$2\pi = n\langle\alpha\rangle = \frac{t}{5\tau} K_o \langle\Omega\rangle = \frac{K_o}{5\tau} \theta, \quad (8)$$

із якого визначається ціна імпульсу

$$\theta = 2\pi \frac{5\tau}{K_o} = \frac{5\chi\lambda}{D}.$$

При виконанні умови (8) фазовий зсув φ_s однозначно визначається в діапазоні $(0 \dots \pm 2\pi)$. Це дозволяє розширити динамічний діапазон вимірювальних кутових швидкостей до $|\Omega| < \frac{2\pi}{K_o}$, але при цьому чутливість гіроскопа зменшується. Зменшення чутливості приладу пов'язане зі збільшенням часу, протягом якого визначається фазовий зсув φ_s , до 5τ . У викладеному першим методі (керування одно полярними імпульсами) цей час становив 2τ .

Висновки

В даній роботі розглянуто два методи керування фазовим модулятором ВОГ із замкненим контуром зворотного зв'язку: з керуванням періодичними однополярними імпульсами та з керуванням періодичним сигналом складної форми. Застосування другого методу дозволяє при тій же конфігурації інтерферометра розширити динамічний

діапазон вимірювання кутових швидкостей в порівнянні з першим методом, але при цьому погіршується чутливість датчика. Крім того, використання керування за допомогою складного періодичного сигналу дає змогу зменшити вплив температурного і часового дрейфів інтенсивності джерела випромінювання на визначення фазового зсуву.

Подальші дослідження будуть присвячені аналізу допустимих відхилень змінної компоненти фотоструму, при яких точність приладу залишається в заданих межах.

Список використаної літератури

1. *Шереметьев А.Г.* Волоконно-оптический гироскоп. [Текст] / *А.Г. Шереметьев* – М.: Радио и связь, 1987. – 152 с.
2. *Филатов Ю.В.* Волоконно-оптический гироскоп: учебное пособие [Текст] / *Ю.В. Филатов* – СПб.: Изд-во СПбГЭТУ «ЛЭТИ», 2003. – 52 с.