

РЕАЛІЗАЦІЯ ТА ОЦІНКА ПОХИБОК ДВОКАНАЛЬНИХ ЧАСТОТНО-ФАЗОВИХ ДАЛЕКОМІРІВ

Розглянуто особливості реалізації структури двоканального фазово-частотного методу вимірювання відстаней в лазерній дальнометрії з використанням цифрової обробки досліджуваних сигналів. Описано алгоритм функціонування дальноміра, представлено його структурну схему, проаналізовано похибки вимірювання відстані. Показано, що інформативним параметром вихідної величини частотно-фазової далекомірної системи є частота, яка пропорційна вимірювальній відстані. В якості генераторів високочастотної напруги використано інтегральні мікросхеми AD9851. Побудова генеруючого пристрою на основі інтегральної мікросхеми дозволила практично реалізувати малогабаритний синтезатор частоти (МСЧ), в якому збільшено діапазон та швидкість перелаштування вихідної частоти МСЧ у порівнянні з гетеродинами, які застосовуються. Розглянуто можливості зменшення впливу завад у частотно-фазових лазерних далекомірах, які призводять до нестабільності параметрів системи. Розглянуті результати електронного моделювання перетворювальних процесів у такій системі, для чого використанні розроблені моделі вихідного сигналу в їх аналоговому і дискретному вигляді. Шляхом чисельного моделювання проведено оцінку випадкової похибки запропонованого пристрою, зумовленої впливом широкосмугових завад. Розроблено алгоритм обробки вихідної напруги системи, який реалізує його оптимальну фільтрацію при формуванні сигналу для корекції частоти, пропорційної вимірюваній відстані. Проведено чисельне моделювання для оцінки випадкової похибки вимірювання відстані в цьому випадку, яке показало, що використання оптимальної фільтрації вихідної напруги далекомірної системи в порівнянні з усередненням результатів багаторазових вимірювань дає можливість при одному і тому ж значенні випадкової похибки на порядок підвищити швидкодію приладу. Результати моделювання дозволяють вибрати оптимальні параметри системи, в залежності від допустимого значення похибки вимірювання та часу доступу до об'єкту контролю.

Ключові слова: двоканальний, частотно-фазовий, частота, фаза, похибка.

A.D. NIZHENSKIY

Institute of Electrodynamics of NAS of Ukraine

IMPLEMENTATION AND EVALUATION OF ERRORS DUAL SFCW-RANGE FINDERS

The peculiarities of realization of the structure of the two-channel SFCW method of distance measurement in laser range measurement with the use of digital processing of the investigated signals are considered. An algorithm for the operation of a rangefinder is described, its structural scheme is presented, and distances measuring errors are analyzed. It is shown that the informative parameter of the output value of the frequency-phase range-meter system is a frequency that is proportional to the measuring distance. Integrated circuits AD9851 are used as high-voltage generators. The construction of a generating device based on an integral microcircuit allowed the realization of a small-size frequency synthesizer (MSC), which increased the range and speed of the switching of the output frequency of the MCF in comparison with the used heterodynes. The possibilities of reducing the influence of noise in frequency-phase laser range finders, which lead to instability of the parameters of the system, are considered. The results of electronic modeling of transforming processes in such a system are considered, for which the use of developing an output signal model in their analog and discrete form is considered. Through numerical simulation, an estimate of the random error of the proposed device due to the influence of broadband noise has been made. An algorithm for processing the output voltage of the system, which implements its optimal filtration during the formation of a signal for correction of the frequency proportional to the measured distance, is developed. Numerical simulations have been carried out to estimate the random error of measurement of distance in this case, which showed that the use of optimal filtration of the output voltage of the range system compared with the averaging of the results of multiple measurements enables one and the same value of a random error to increase the order of speed of the device. The simulation results allow you to select the optimal parameters of the system, depending on the permissible value of the measurement error and the time of access to the object of control.

Keywords: Two-channel, SFCW, frequency, phase, error.

Вступ

У цілому ряді випадків моніторинг стану об'єктів проводиться за результатами вимірювання відстані до цих об'єктів та їх переміщень і вібрацій. При визначенні відстані, наприклад, до об'єктів, що обертаються або до нагрітих механічних об'єктів виникає необхідність застосування безконтактних пристроїв такого призначення. Серед останніх найбільш високі метрологічні та експлуатаційні характеристики забезпечують оптичні вимірювачі відстані, зокрема, лазерні далекоміри [1].

Лазерні далекоміри, що ґрунтуються на фазовому методі вимірювання відстані, є одними з найточніших приладів для безконтактного визначення відстані від одиниць до сотень метрів [1]. У таких далекомірах випромінюється гармонічно модульований світловий потік, а відстань визначається шляхом вимірювання зсуву фаз обвідних випромінюваного і відбитого світлових потоків. При цьому частота напруги, що модулює світловий потік, залишається незмінною в процесі вимірювання.

Розширення сфери застосування лазерних далекомірів вимагає постійного поліпшення їхніх метрологічних характеристик. У роботі [2] розглянута можливість застосування частотно-фазового методу для зменшення випадкових похибок, що виникають при вимірюванні за допомогою лазерних далекомірів малих переміщень і низькочастотних вібрацій об'єктів. У цьому випадку частота модуляції світлового випромінювання, що направляється на контрольований об'єкт, не є постійною, а змінюється за лінійним законом протягом певного часового циклу. При цьому відстань (переміщення) оцінюється за частотою

вихідної величини вимірювальної системи. Відмічено, що в розглянутому варіанті функціонування далекоміра випадкова похибка може бути істотно зменшена.

Як показали подальші дослідження, частотно-фазовий метод вимірювання відстані застосовується для вирішення різних завдань при оптичному безконтактному контролі й моніторингу стану об'єктів. Так, наприклад, цей метод може бути використаний при визначенні й контролі профілю поверхні об'єктів, при оптичному зондуванні, у рефрактометрії, при визначенні відстані до об'єкта і його місця розташування. Інтерес до застосування частотно-фазового методу в більшості випадків виникає через його великий динамічний діапазон і високу роздільну здатність, що особливо актуально при малому часі доступу до об'єкта вимірювання.

Мета дослідження полягає в огляді особливостей реалізації та оцінці похибок двоканальних частотно-фазових далекомірів.

Структурна схема двоканального частотно-фазового далекоміра з перетворенням частоти й оптичним калібруванням, приведена на рисунку 1. На схемі прийняті наступні умовні позначки: СЧ1, СЧ2 -

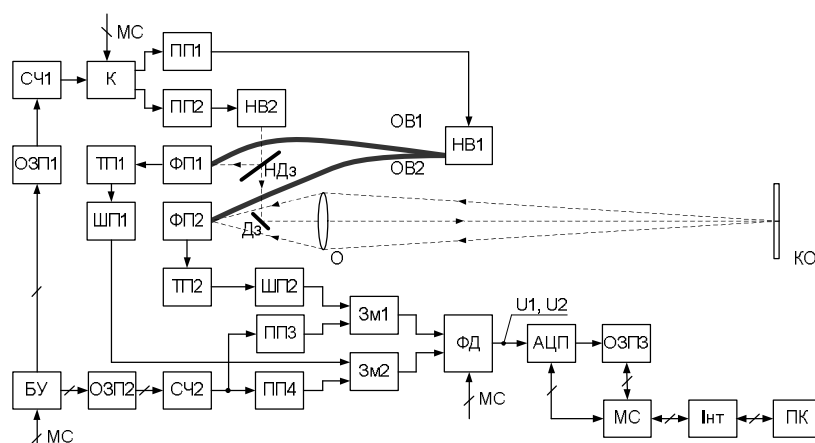


Рисунок 1

синтезатори частоти; К - комутатор; ПП1...ПП4 - погоджуючі пристрої; НВ1, НВ2 - напівпровідникові випромінювачі (лазери); НДз - напівпрозоре дзеркало; Дз - дзеркало; О - об'єкт; КО - контрольований об'єкт; ФП1, ФП2 - фотоприймачі; ТП1, ТП2 - трансімпедансні підсилювачі; ШП1, ШП2 - широкосмугові підсилювачі; Зм1, Зм2 - змішувачі напруг; ФД - фазовий детектор; АЦП - аналого-цифровий перетворювач напруги; ОЗП1...ОЗП3 - оперативні запам'ятовуючі пристрої; МС - мікропроцесорна система; Інт - інтерфейс; ПК - персональний комп'ютер; БУ - блок управління.

Робота пристрою відбувається у два такти[3]. У першому такті здійснюється вимірювання каліброваної відстані, у результаті якого визначається частота спектральної складової f_{c1} . Інакше кажучи, виконується режим "оптичне калібрування" розглянутої вимірювальної системи [1]. При цьому вихід синтезатора частоти СЧ1 через комутатор К, керований МС, і погоджуючий пристрій ПП1 підключається до входу напівпровідникового випромінювача НВ1. Частота вихідної напруги СЧ1 змінюється за лінійним законом шляхом впливу на його вхід керуючого коду, формованого в ОЗП1. Модульоване оптичне випромінювання НВ1 через оптичні волокна ОВ1 і ОВ2 направляється на фотоприймачі ФП1 і ФП2 опорного й вимірювального каналів відповідно. Довжина ОВ1 вибирається меншої, чим ОВ2. При цьому часові затримки оптичних сигналів, що попадають на ФП1 і ФП2, різні, чим забезпечується вимірювання у цьому режимі обраного значення каліброваної відстані (наприклад, можна вибрати різницю оптичних довжин ОВ1 і ОВ2, що відповідає вимірюваній відстані, яка дорівнює 4 метрам).

У другому такті здійснюється вимірювання відстані до контрольованого об'єкта КО і визначається частота спектральної складової f_{c2} вихідної величини відповідно до[2]. У цьому випадку вихід синтезатора частоти СЧ1 через комутатор К, керований МС, і погоджуючий пристрій ПП2 підключається до входу напівпровідникового випромінювача НВ2. Модульоване оптичне випромінювання НВ2, відбившись від напівпрозорого дзеркала НДз, попадає на вхід ФП1. Одночасно випромінювання НВ2, пройшовши НДз і відбившись від дзеркала Дз, через об'єкт О направляється на контрольований об'єкт КО. Відбившись від КО, світлове випромінювання через О попадає на фотоприймач ФП2. Значення вимірюваної відстані L до контрольованого об'єкта КО визначається відповідно до виразу $L = L_2 - L_1$, де L_1 і L_2 - значення відстаней, обмірюваних відповідно в 1-ом і в 2-ом тактах за результатами оцінки частоти спектральної складової (3.4).

Оскільки перетворення вихідних сигналів фотоприймачів ФП1 і ФП2 у кожному з тактів вимірювання відбувається аналогічним образом, то подальший опис роботи пристрою зробимо для випадку вимірювання відстані до контрольованого об'єкта.

Вихідні електричні сигнали ФП1 і ФП2 відповідно через ТП2, ШП1 і ТП3, ШП2 надходять на входи змішувачів напруг Зм1 і Зм2. На другі входи змішувачів через ПП3 і ПП4 подається вихідна напруга синтезатора частоти СЧ2. Частота останнього також змінюється за лінійним законом синхронно зі зміною частоти вихідної напруги СЧ1 зі зсувом на значення проміжної частоти $\Delta f_{пр} = 80$ кГц. Вихідні напруги Зм1 і Зм2 надходять на входи фазового детектора ФД.

У якості ФД, як було відзначено вище, доцільно використати пристрій, виконаний на базі синхронного детектора [4]. Фазовий зсув ϕ вихідних сигналів вимірювального й опорного каналів на кожній фіксованій частоті модуляції визначається при їхній ортогональній обробці за допомогою опорних напруг, формованих у

ФД, оцінки квадратурних складових досліджуваного сигналу шляхом перетворення постійних напруг на виході ФНЧЗ і в цифровий еквівалент, здійснюваного АЦП, запам'ятовуванні даних в ОЗПЗ, їхнього пересилання через інтерфейс Інт у ПК і обчисленні фазового зсуву

$$\varphi_n = \arctg \frac{U_1'}{U_2'} \quad (1)$$

Слід зазначити, що при оцінці квадратурних складових досліджуваного сигналу враховується вплив на вихідний сигнал ФД синфазної завади, що діє на вході ФД, і відхилення фазового зсуву між опорними напругами від 90° . Це передбачено алгоритмом функціонування ФД [4].

Точність визначення частоти вихідної інформаційної величини залежить від кратності значень періодів зміни частоті T_0 і гармонійного коливання інформаційного сигналу T_c , яка залежить від значення вимірюваної відстані, рівності частоти ортогональних складових частоті досліджуваного сигналу та ідентичності фазо-частотних характеристик вимірювального й опорного каналів. У результаті попередніх досліджень встановлено, що виникає похибка через неідентичність фазо-частотних характеристик каналів. Ця складова похибки буде детально розглянута нижче. Зменшення впливу на результат вимірювання інших складових похибок здійснюється в кілька етапів.

На першому етапі на підставі отриманих даних про фазові зсуви на фіксованих частотах "грубо" визначаємо частоту спектральної складової. При визначенні частоти використовується алгоритм швидкого перетворення Фур'є з додаванням нулів до вихідного числа вибірок даних (це підвищує розрізняльність частотного спектра сигналу) і виділяюча функція Хеммінга [5]. Приймаємо число вибірок, де значення останніх 200 вибірок дорівнює нулю. Це дозволяє поліпшити "гладкість" резонансної кривої, одержуваної в результаті дискретного перетворення Фур'є вихідної вибірки даних [5]. На рисунку 2, а показаний амплітудно-частотний спектр інформаційного сигналу при вимірюванні відстані до об'єкта, рівної 4,8 м.

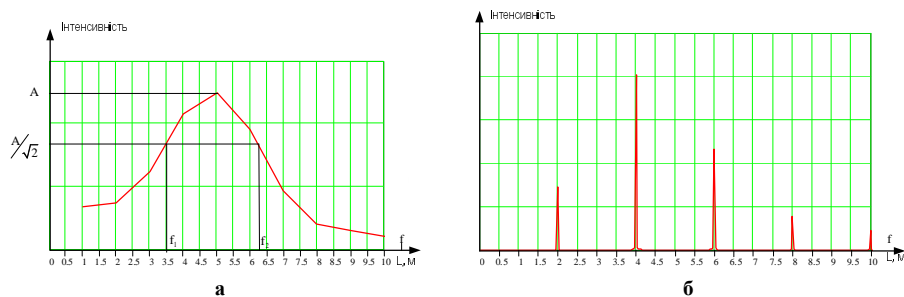


Рисунок 2

По осі абсцис показані також значення відстаней, що відповідають різним частотам досліджуваного сигналу. Для згладжування картини спектру останній показаний з урахуванням виділяючої функції. На підставі наведеного спектра знаходимо значення частот f_i , що визначають смугу пропускання на рівні $A/\sqrt{2}$, де A – амплітудне значення досліджуваної спектральної складової [6]. За цими даними оцінюємо частоту спектральної складової f_c , а по її значенню відповідно до (3.5) значення вимірюваної відстані. У результаті електронного моделювання за допомогою стандартних програм встановлено, що похибка такої оцінки частоти досліджуваних коливань, а, отже, і відстані, у цьому випадку не перевищує. Це підтверджується й характером частотного спектра без використання виділяючої функції, показаного на рисунку 2, б.

На другому етапі обробки даних, отриманих при першому вимірюванні, з метою корекції результату вимірювання частоти інформаційної спектральної складової проводяться наступні перетворення.

Уведемо нове позначення кроку дискретизації частоти $\Delta f_1 = \beta \cdot \Delta f$, де $\beta = 0,5 \dots 1,0$ ($\beta = 1,0$ при $m = 200$). Значення β при кожному конкретному вимірюванні визначається в такий спосіб.

З урахуванням (3.5) і наведених вище чисельних даних параметрів перетворювальних процесів при вимірюванні відстані, яка дорівнює 4 м, в [7], що у випадку вимірювання відстані в діапазоні заданих значень приводить в остаточному підсумку до появи додаткової похибки вимірювання частоти внаслідок відхилення обмірюваного значення періоду досліджуваного сигналу від його дійсного значення. Рівень цієї похибки залежить від точності вимірювання частоти $f_{гр}$. У цьому випадку похибка вимірювання $f_{гр}$ зазначеним вище способом становить $\pm 5\%$, що призводить до додаткової похибки від значення вимірюваної відстані приблизно $\pm 0,25\%$ [3]. За два такти ітерацій похибка може бути зменшена до досить малої величини.

Для зменшення виникаючої додаткової похибки вимірювання відстані пропонується підвищити точність попередньої оцінки частоти вихідної величини пристрою [7]. В основу принципу такої оцінки покладена аналогія з методом визначення часового положення імпульсних сигналів, при реалізації якого використовується стежаче стробуюче перетворення [7]. В розглянутому випадку (стосовно до частотної області) такий підхід дозволяє підвищити точність попередньої оцінки частоти.

Частотне подання досліджуваного гармонійного сигналу, що отримане в результаті використання алгоритму дискретного перетворення Фур'є з додаванням нулів до вихідного числа вибірок даних і використанням виділяючої функції Хеммінга [5].

Для чисельної оцінки частоти вихідного сигналу вимірювальної системи пропонується знайти центр

симетрії кривої $A(f)$, побудованої шляхом інтерполяції ділянок між значеннями амплітуд дискретного спектра досліджуваного сигналу. Точки "а" і "в" на цій кривій відповідають мінімальним значенням складових спектра (у цьому випадку нулю). Тоді у середині проміжку (а,в) на осі абсцис виявляється m послідовних точок f_1, f_2, \dots, f_m ; для однаковості позначимо "а" через f_0 , а "в" через f_{m+1} . Центр симетрії кривої $A(f)$ визначається шляхом використання критерію рівності квадратів площин "лівої" Слев і "правої" Справ половин фігури, обмеженої кривою $A(f)$ і ділянкою "а, в" на осі абсцис і розділеною лінією, що представляє спектральну складову з максимальною амплітудою $A(f_m)$. Прийнятий критерій [8] урахує енергетичні властивості досліджуваного сигналу. У результаті електронного моделювання в стандартному математичному програмному пакеті встановлено, що похибка оцінки частоти при використанні запропонованої методики в частотно-фазовому далекомірі при трикутному законі зміни частоти модуляції не перевищує 0,25%, що відповідає похибки вимірювання відстані, рівної 0,2 мм (вимірювана відстань 4 метри). Точність вимірювання частоти вихідної величини системи в режимі "грубо" по описаній вище методиці можна підвищити, якщо врахувати несиметричність спектральних складових з лівої й правої сторін щодо спектральної складової з амплітудою A_m .

Викликану цією обставиною методичну похибку можна скорегувати для відстаней, кратних одному метру. Відповідні значення виправлень, які визначені шляхом моделювання перетворювальних процесів у пристрої, представлені в таблиці 1, де L_x – вимірювана відстань, ΔL_x – поправка.

Таблиця 1

$L_x, \text{ м}$	4	5	6	7	8	9	10	11	12
$\Delta L_x, \text{ м}$	0,01693	0,01733	0,0186	0,2052	0,02277	0,0252	0,02773	0,03031	0,03292
$L_x, \text{ м}$	13	14	15	16	17	18	19	20	
$\Delta L_x, \text{ м}$	0,03556	0,03821	0,04087	0,04353	0,04619	0,0489	0,05152	0,05418	

При використанні запропонованої нами корекції має місце "залишкова" похибка, якщо вимірювана відстань не кратна одному метру. Оцінимо цю похибку, моделюючи перетворювальні процеси при вимірюванні відстаней у діапазонах $L_x = 4 \dots 5 \text{ м}$, $L_x = 19 \dots 20 \text{ м}$ і $L_x = 100 \dots 101 \text{ м}$. Результати моделювання при вимірюванні відстаней $L_x = 4 \dots 5 \text{ м}$ наведені в таблиці 2, де $(\Delta L_x)'$ – похибка вимірювання з урахуванням поправки $\Delta L_x = 0,01693 \text{ м}$.

На підставі даних, наведених у таблиці 2, обчислюємо середньоквадратичне відхилення значень $(\Delta L_x)'/L_x$, що дорівнює $\sigma = 1,623 \cdot 10^{-3}$. Далі з урахуванням значення σ , що характеризує точність вимірювання частоти вихідної величини системи в режимі "грубо", шляхом моделювання вимірювальних процесів визначаємо похибку вимірювання зазначеної частоти в режимі "точно".

Таблиця 2

$L_x, \text{ м}$	$(\Delta L_x)', \text{ м}$	$(\Delta L_x)'/L_x$
4,1	$-6,888 \cdot 10^{-3}$	$-1,68 \cdot 10^{-3}$
4,2	$-7,65 \cdot 10^{-3}$	$-1,82 \cdot 10^{-3}$
4,3	$-4,61 \cdot 10^{-3}$	$-1,07 \cdot 10^{-3}$
4,4	$0,587 \cdot 10^{-3}$	$0,13 \cdot 10^{-3}$
4,5	$6,2 \cdot 10^{-3}$	$1,377 \cdot 10^{-3}$
4,6	$10,89 \cdot 10^{-3}$	$2,36 \cdot 10^{-3}$
4,7	$13,32 \cdot 10^{-3}$	$2,83 \cdot 10^{-3}$
4,8	$12,82 \cdot 10^{-3}$	$2,67 \cdot 10^{-3}$
4,9	$8,45 \cdot 10^{-3}$	$1,724 \cdot 10^{-3}$

Для цього на початку по відомій уже методиці визначаємо різницю фазових зсувів $\Delta\phi$ вихідної величини при різних часах осереднення (T_0 і $2T_0$) і встановленому відхиленні по частоті вимірюваного сигналу щодо опорного, рівному $\delta = 10^{-3}$. Ця різниця становить $\Delta\phi = 6,15697 \cdot 10^{-3}$. Потім визначаємо різницю фазових зсувів при встановленні відхилення частоти, рівному σ , для обох сигналів (вимірювального та опорного). У цьому випадку різниця фазових зсувів дорівнює $(\Delta\phi)' = 1,7371 \cdot 10^{-4}$, що відповідає відносній похибці вимірювання частоти вихідного сигналу в режимі "точно" $\delta' = \frac{\sigma}{\Delta\phi} \cdot (\Delta\phi)' = 2,82 \cdot 10^{-5}$. Тоді в остаточному підсумку абсолютна похибка вимірювання відстані в діапазоні $L_x = 4 \dots 5 \text{ м}$ становить $(\Delta L_x)'' = \delta' \cdot L_x \approx 0,11 - 0,14 \text{ мм}$.

Результати моделювання при вимірюванні відстаней у діапазонах $L_x = 19 \dots 20 \text{ м}$ і $L_x = 100 \dots 101 \text{ м}$ наведені в таблицях 3 і 4, а обчислені по описаному вище способу похибки вимірювання відстані $(\Delta L_x)''$ приблизно рівні 0,12 мм і 0,3 мм.

Розглянемо вплив на метрологічні характеристики фазово-частотного вимірювача відстані складової похибки, обумовленої неідентичністю та нестабільністю фазо-частотних характеристик вимірювального й опорного каналів вимірювача. Проаналізуємо цю складову похибки.

Таблиця 3

$L_x, \text{ м}$	$(\Delta L_x)', \text{ м}$	$(\Delta L_x)'/L_x$
19,1	$-4,743 \cdot 10^{-3}$	$-2,482 \cdot 10^{-4}$
19,2	$-5,405 \cdot 10^{-3}$	$-2,815 \cdot 10^{-4}$
19,3	$-3,22 \cdot 10^{-3}$	$-1,668 \cdot 10^{-4}$
19,4	$0,625 \cdot 10^{-3}$	$0,322 \cdot 10^{-4}$
19,5	$5,032 \cdot 10^{-3}$	$2,581 \cdot 10^{-4}$
19,6	$8,89 \cdot 10^{-3}$	$4,536 \cdot 10^{-4}$
19,7	$11,1 \cdot 10^{-3}$	$5,635 \cdot 10^{-4}$
19,8	$10,5 \cdot 10^{-3}$	$5,303 \cdot 10^{-4}$
19,9	$5,85 \cdot 10^{-3}$	$2,94 \cdot 10^{-4}$

Таблиця 4

$L_x, \text{ м}$	$(\Delta L_x)', \text{ м}$	$(\Delta L_x)'/L_x$
100,1	$2,204 \cdot 10^{-3}$	$2,2 \cdot 10^{-5}$
100,2	$6,063 \cdot 10^{-3}$	$6,05 \cdot 10^{-5}$
100,3	$10,46 \cdot 10^{-3}$	$-1,04 \cdot 10^{-4}$
100,4	$14,31 \cdot 10^{-3}$	$1,425 \cdot 10^{-4}$
100,5	$16,48 \cdot 10^{-3}$	$1,64 \cdot 10^{-4}$
100,6	$15,83 \cdot 10^{-3}$	$1,573 \cdot 10^{-4}$
100,7	$11,11 \cdot 10^{-3}$	$1,103 \cdot 10^{-4}$
100,8	$0,956 \cdot 10^{-3}$	$9,5 \cdot 10^{-6}$
100,9	$-16,5 \cdot 10^{-3}$	$1,635 \cdot 10^{-4}$

Із цією метою для урахування інерційності високочастотних ланок ТП1, ШП1 опорного каналу й ТП2, ШП2 вимірювального каналів вважаємо, що їхні частотні характеристики апроксимуються R-C ланкою 1-го порядку зі смугою пропускання, рівної 150 МГц. Максимальна частота модуляції лазерного випромінювання $f_m = 100$ МГц. Тоді фазовий зсув, внесений інерційними ланками кожного з каналів пристрою, можна подати у вигляді:

$$\varphi_{\text{вн}}(i) = \arctg 2\pi \frac{i}{i_m} f_m \tau_e, \quad (2)$$

де τ_e – еквівалентна постійна часу високочастотної частини приладу (значення τ_e можна визначити зі співвідношення $2\pi f_m \tau_e \approx 0,7$).

Якщо $i = i_m$, то максимальне значення внесеного фазового зсуву дорівнює приблизно 35° . Допускаємо, що безрозмірний коефіцієнт γ , що визначає розходження між значеннями τ_e опорного й вимірювального каналів, може дорівнювати 0,9...1,1 (при цьому має місце й нестабільність значення τ_e , яка складає $\pm 10\%$). Звідси уточнений вираз для вихідної величини пристрою з урахуванням неідентичності фазо-частотних характеристик каналів можна подати у вигляді:

$$U(i) = \sin(\varphi_0 + \omega_c i + \Delta\varphi_i), \quad (3)$$

де $\Delta\varphi_i$ – фазовий зсув через неідентичність фазо-частотних характеристик каналів.

У свою чергу можна записати:

$$\Delta\varphi_i = \arctg 2\pi \frac{i}{i_m} f_m \tau_e - \arctg 2\pi \frac{i}{i_m} f_m \tau_e \gamma. \quad (4)$$

Для зменшення похибки, обумовленої наявністю $\Delta\varphi_i$, необхідно ввести в перетворювальні процеси коригувальний вплив $\Delta\varphi_{\text{кi}}$ таким чином, щоб досліджуваний сигнал мав вигляд:

$$U(i) = \sin(\varphi_0 + \omega_c i + \Delta\varphi_i - \Delta\varphi_{\text{кi}}). \quad (5)$$

Значення $\Delta\varphi_{\text{кi}}$ у виразі (5) можна подати у вигляді:

$$\Delta\varphi_{\text{кi}} = \arctg 2\pi \frac{i}{i_m} f_m \tau_e - \arctg 2\pi \frac{i}{i_m} f_m \tau_e \gamma_x. \quad (6)$$

Значення коефіцієнта γ_x практично можна оцінити в такий спосіб.

Допускаємо, що різниця оптичних довжин волокон ОВ1 і ОВ2 обмірювана з відносно великою точністю. У цьому випадку дійсне значення відстані в режимі оптичного калібрування ($L_k \approx 4$ м) можна представити у вигляді $L_x = L_k + \Delta L$, де значення ΔL обумовлено відмінністю довжин ОВ1 і ОВ2 від заданих значень і різною відстанню між випромінювачем і фотоприймачем у кожному з тактів вимірювання, $\Delta L/L_k \ll 1$. Визначаємо значення кумулятивного фазового зсуву при максимальному значенні частоти модуляції ($f_m = 100$ МГц), що відповідає залежності

$$\varphi_1 = 4\pi + 4\pi\Delta L/L_k + \arctg \omega_m \tau_e - \arctg \omega_m \tau_e \gamma_x. \quad (7)$$

Виставивши в ланцюзі управління синтезатора частоти СЧ1 код, що відповідає значенню частоти модуляції $f_m = 50$ МГц, одержимо обмірюване значення фазового зсуву

$$\varphi_2 = 2\pi + 2\pi\Delta L/L_k + \arctg 0,5\omega_m \tau_e - \arctg 0,5\omega_m \tau_e \gamma_x. \quad (8)$$

Вирішуючи рівняння (7) і (8) відносно ΔL і γ_x , знаходимо їхні значення. Тоді, знаючи γ_x , для корекції похибки вимірювання відстані, обумовленої неідентичністю фазово-частотних характеристик опорного й вимірювального каналів пристрою, необхідно зробити наступне. Виходячи із принципу роботи пристрою, перед підстроюванням частоти ортогональних складових цифрового перетворення Гільберта за результатами вимірювання фазових зсувів $\varphi_{\text{нi}}$ на фіксованих частотах модуляції значення $\varphi_{\text{нi}}$ коректуються відповідно до виразу:

$$\varphi'_{\text{нi}} = \varphi_{\text{нi}} - \Delta\varphi_{\text{кi}}, \quad (9)$$

де $\Delta\varphi_{\text{кi}}$ визначається з урахуванням (6).

Таким чином, після корекції досліджуваний сигнал буде мати вигляд

$$U(i) = \sin(\varphi_{\text{нi}} - \Delta\varphi_{\text{кi}}). \quad (10)$$

Для зменшення впливу випадкової похибки при визначенні ΔL і γ_x , обумовленою короточасною нестабільністю параметрів перетворювальних ланок, вимірювання значень φ_1 і φ_2 бажано здійснювати по черзі із частотою комутації, рівної 3...5 Гц [4]. При цьому число тактів комутації N_k визначається відношенням сигнал-шум (ρ) і заданою точністю оцінки ΔL і γ_x . Наприклад, для одного такту комутації випадкова складова похибки при визначенні ΔL дорівнює

$$\Delta L_{\text{вип}} = \lambda_c / \rho \cdot 2\pi. \quad (11)$$

При $\rho = 100$ і $f_m = 50$ МГц відповідно до (3.39) $\Delta L_{\text{вип}} \approx 4,8$ мм. Задавшись значенням випадкової похибки не більше 0,1 мм, знаходимо N_k зі співвідношення $\Delta L_{\text{вип}} / \sqrt{N_k} \leq 0,1$ мм. Тоді $N_k \geq 2300$.

Коригувальний вплив $\Delta\varphi_{\text{кi}}$ (6) оцінено в процесі оптичного калібрування, де $i_m = 200$ (вимірювана відстань 4 м). Оскільки залежність $\Delta\varphi_{\text{кi}}$ від значень τ_e й γ_x нелінійна й передбачається, що значення смуги пропускання підсилювачів ШП1 і ШП2, а, отже, і постійної часу τ_e , визначається з похибкою $\pm 10\%$, то при вимірюваних відстанях, що відрізняються від 4 м, тобто при зміні діапазону частотної перебудови частоти модуляції, похибка через неідентичність фазо-частотних характеристик каналів компенсується не повністю.

Як показали дослідження, максимальне значення ця похибка приймає при $i_m = 160$ (вимірювана відстань дорівнює 5 м). Установлено, що в найгіршому разі її значення відповідає 0,05 мм. При вимірюванні відстаней, більших 5...6 м, зазначена похибка має менше значення.

Висновок. Лазерні далекоміри, при побудові яких використовується частотно-фазовий метод вимірювання відстані, є перспективними приладами для безконтактного контролю за станом цілого ряду об'єктів, в тому числі об'єктів енергетики. Інформативним параметром вихідної величини частотно-фазової далекомірної системи є частота, яка пропорційна вимірювальній відстані. Тому при наявності нерівномірностей контрольованої дифузно-відбиваючої поверхні має місце зміна спектру. Це може бути ознакою наявності впадин, виступів та ін. Тобто при застосуванні частотно-фазових систем крім вимірювання відстані та переміщень можна вирішувати задачі, пов'язані з розпізнаванням образів.

Література

1. Михеечев В.С. Геодезические светодальномеры. - М: "Недра" - 1979, с. 222.
2. Брагинец И.А., Кононенко А.Г., Масюренко Ю.А., Ниженский А.Д. Применение фазово-частотного метода измерения расстояний в лазерной дальнометрии // Техническая электродинамика. - К.: 2004. № 6 - С. 56-59.
3. Зайцев Е.А., Кононенко А.Г., Масюренко Ю.А., Ниженский А.Д., Латенко В.И., Орнатский И.А. Особенности применения фазово-частотного метода в лазерной дальнометрии // Технічна електродинаміка. - 2008. - № 6. - С. 65-70.
4. Кононенко А.Г., Масюренко Ю.А., Ниженский А.Д., Орнатский И.А., Сидорчук В.Е. Оптимальный преобразователь фаза-код для высокоточных фазовых светодальномеров//Техническая электродинамика. - К.: 1996. № 1 - С. 61-64.
5. Марпл С. Л. Цифровой спектральный анализ и его приложения /Пер. с англ. - М.: Мир, 1990. - 584 с.
6. Гоноровский И.С. Радиотехнические цепи и сигналы/Учеб. для ВУЗов. Изд. 3-е, перераб. и доп. - М.: Сов. радио, 1977. - 608 с.
7. Зайцев Е.А., Кононенко А.Г., Масюренко Ю.А., Ниженский А.Д., Латенко В.И., Орнатский И.А. Специфические погрешности фазово-частотных лазерных измерителей расстояния // Технічна електродинаміка. - 2009. - № 3. - С. 50-54.
8. Ван Трис Г. Теория обнаружения, оценок и модуляции. Том I. Теория обнаружения, оценок и линейной модуляции. Нью-Йорк, 1968. Пер. с англ. под ред. проф. В.И.Тихонова. - М.: Советское радио, 1972. - 744 с.

References

1. Mykhechev V.S. Heodezycheskye svetodalnomery. - M: "Nedra" - 1979, s. 222.
2. Brahynets Y.A., Kononenko A.H., Masyurenko YU.A., Nyzhensky A.D. Prymenenye fazovo-chastotnoho metoda yzmerenyia rasstoyany v lazernoy dalnometryi // Tekhnicheskaya elektrodynamika. - K.: 2004. № 6 - S. 56-59.
3. Zaytsev E.A., Kononenko A.H., Masyurenko YU.A., Nyzhensky A.D., Latenko V.Y., Ornat-sky Y.A. Osobennosti prymenenyya fazovo-chastotnoho metoda v lazernoy dalnometryi // Tekhnichna elektrodynamika. - 2008. - № 6. - S. 65-70.
4. Kononenko A.H., Masyurenko YU.A., Nyzhensky A.D., Ornat-sky Y.A., Sydorichuk V.E. Optymalnyi preobrazovatel faza-kod dlya vysokotochnykh fazovykh svetodalnomerov//Tekhnicheskaya elektrodynamika. - K.: 1996. № 1 - S. 61-64.
5. Marpl S. L. Tsyfrovoy spektralnyy analiz y eho prylozhenyya /Per. s anhl. - M.: Myr, 1990. - 584 s.
6. Honorovskyy Y.S. Radyotekhnicheskyye tsepy y sygnaly/Ucheb. dlya VUZov. Yzd. 3-e, pererab. y dop. - M.: Sov. radyo, 1977. - 608 s.
7. Zaytsev E.A., Kononenko A.H., Masyurenko YU.A., Nyzhensky A.D., Latenko V.Y., Ornat-sky Y.A. Spetsyfycheskye pohreshnosti fazovo-chastotnykh lazernykh yzmeriteley rasstoyaniya // Tekhnichna elektrodynamika. - 2009. - № 3. - S. 50-54.
8. Van Trys H. Teoryya obnaruzheniya, otsenok y modulyatsyy. Tom I. Teoryya obnaruzheniya, otsenok y lyneynoy modulyatsyy. Nyu-York, 1968. Per. s anhl. pod red. prof. V.Y.Tykhonova. - M.: Sovet-skoie radyo, 1972. - 744 s.

Отримана/Received : 22.9.2017 р. Надрукована/Printed : 9.10.2017 р.
Стаття рецензована редакційною колегією