

ТЕОРЕТИЧНІ ОСНОВИ ПІДВИЩЕННЯ ЯКОСТІ СПЕКТРАЛЬНИХ ХАРАКТЕРИСТИК ВИСОКОШВИДКІСНИХ ОБЧИСЛЮВАЛЬНИХ СИНТЕЗАТОРІВ ЧАСТОТИ (DDS)

Розглянуто метод підвищення якості спектральних характеристик синтезованих сигналів обчислювальних синтезаторів частоти. Проведено математичний аналіз спектральних характеристик та обраховано співвідношення сигнал/шум вихідного сигналу синтезатора із запропонованим методом синтезу. Застосування запропонованого методу дозволить зменшити рівні позасмугових випромінювань апаратури радіозв'язку, що використовує цифрові обчислювальні синтезатори.

Ключові слова: : АЦП, ЦАП, обчислювальний синтезатор частоти, фазовий акумулятор, поле Галуа, алгебра логіки

O.I.POLIKAROVSKYKH, I.V.TROTSYSHYN

Хмельницький національний університет

THEORETICAL BASIS OF IMPROVING THE QUALITY OF DDS SPECTRUM

The method of improving the quality of the spectral characteristics of the synthesized signal computing frequency synthesizers. A mathematical analysis of spectral characteristics and calculated signal / noise ratio output signal synthesizer with the proposed method of synthesis of the proposed method will reduce the level of band emissions radio equipment that uses DDS. The method of reducing the lateral spectral components in the output spectrum of the digital computer synthesizer based on accumulative adder. A mathematical analysis of spectral characteristics and calculated signal / noise ratio output signal synthesizer with the proposed method of synthesis. Application of this method will reduce the level of band emissions radio equipment that uses digital computers synthesizers. The mathematical apparatus will build a digital computer synthesizer with lower levels of lateral components in the spectrum of the output signal, due to some complications of the internal structure of the synthesizer using a pseudo-random number generator.

Keywords: ADC, DAC, Galois, direct frequency synthesizer (DDS).

Постановка задачі

Важливою особливістю спектрів коливань DDS є їх лінійчатий характер (Рис.1), коли енергія паразитних складових спектру зосереджена в окремих спектральних лініях [1]. Способи покращення спектральних характеристик дворівневих цифрових обчислювальних синтезаторів в основному зосереджені на зменшенні рівнів цих спектральних складових за допомогою фільтрації, а не на зміні структури спектру синтезованого коливання.

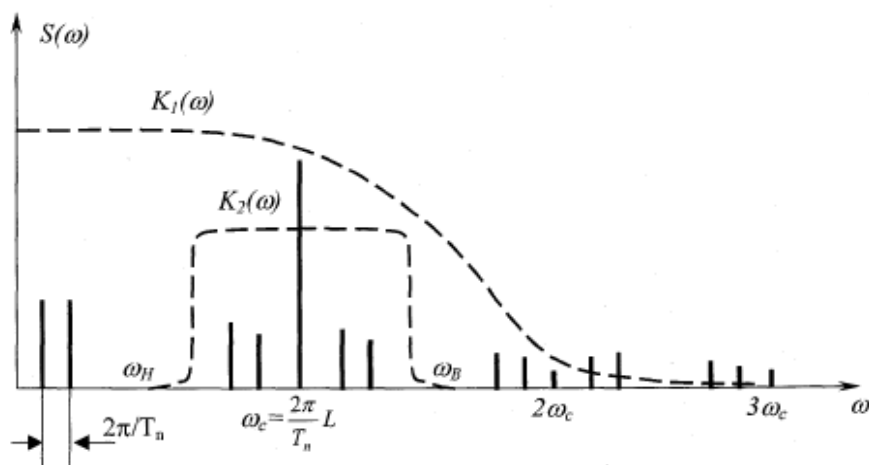


Рис 1. Якісне представлення спектру вихідного сигналу дворівневого DDS, та варіанти їх фільтрації

Розглянемо інший спосіб покращення спектральних характеристик цифрових обчислювальних синтезаторів, суть його полягає у «розтягуванні» енергії паразитних складових спектру по вісі частот. За умови збереження енергії спектральних складових, це призводить до зменшення рівнів паразитних спектральних складових у спектрі коливань дворівневих DDS (ЦОС).

Аналіз досліджень та публікацій

В [1] показано, що спектр вихідного сигналу цифрового накопичувача залежить від цілого ряду параметрів, таких як амплітуда A , тривалість τ_0 та час появи імпульсу t_i , що залежать від коду фази K та ємності накопичувача R . За рахунок періодичності роботи накопичувача у вихідній послідовності $S(t)$ виникає модуляція часового положення імпульсів, що в свою чергу призводить до появи паразитних

спектральних складових.

Для перетворення спектру вихідного сигналу (рис.1) необхідно провести повторно модуляцію вихідного коливання $S(t)$, яка повинна збільшити число паразитних спектральних складових (ПСС). Оскільки у імпульсів переповнення є три ступеня свободи, то можлива модуляція одного із параметрів: амплітуди імпульсів, тривалості імпульсів або часового положення імпульсів. Модуляція може здійснюватись як за випадковим, так і детермінованому законам. Проте така модуляція не повинна впливати на величину середнього періоду слідування імпульсів $T_c' = R/KT_0$.

В роботах [1-4] розглянуто ряд застосувань модуляції вихідного сигналу фазового накопичувача за детермінованим законом. Не дивлячись на ряд позитивних досягнень, виявлено недоліки вищевказаних методів:

- Збільшується число паразитних спектральних складових
- Для зменшення рівнів ПСС, необхідно індивідуально підбирати оптимальні закони варіації модуля накопичувального суматора з послідовним записом у ПЗП блоку керування синтезатором, що є складним завданням при великій кількості частот.

Розглянемо модуляцію параметрів вихідних коливань фазового накопичувача за випадковим (псевдовипадковим) законом. Вихідний сигнал $S(t)$ у цьому випадку являє собою періодичну послідовність імпульсів, параметри якої промодульовані випадковою функцією із дискретним часом. Однак модулююча функція повинна задовольняти наступним обмеженням:

1. Модуляція будь-якого з параметрів послідовності імпульсів $S(t)$ не повинна впливати на величину середнього періоду слідування імпульсів T_c , бо тоді пристрій перестане бути синтезатором високо стабільної частоти
2. Модулююча функція повинна задовольняти умові стаціонарності, тобто її середнє значення не повинно змінюватись у часі.
3. Статистичні параметри будь-якої пари імпульсів повинні бути незалежними.

У цьому випадку відбудеться зміна періоду завади T_s , яка є для перетворення паразитною та небажаною. Цей тип випадкових процесів відноситься до імпульсного випадкового процесу з детермінованими тактовими інтервалами, для яких енергетичний спектр (спектральна густина потужності) $F(\omega)$ дорівнює неперервній $F_H(\omega)$ та дискретній $F_D(\omega)$ частин спектру:

$$F(\omega) = F_H(\omega) + F_D(\omega), \quad (1)$$

де $F_H(\omega) = \frac{2}{T} \left\{ (A^2 + \sigma^2) K_0(\omega) - A^2 |\Theta(\omega)|^2 K_\infty(\omega) \right\};$

$$F_D(\omega) = \frac{4\pi A^2}{T^2} |\Theta(\omega)|^2 K_\infty(\omega) \sum_{i=-\infty}^{\infty} \delta(\omega - \frac{2\pi}{T} i);$$

$$K_\infty(\omega) = \left| \int_0^{\infty} x g(\omega x) W_\tau(x) dx \right|;$$

$$K_0(\omega) = \int_0^{\infty} x^2 |g(\omega x)|^2 W_\tau(x) dx,$$

де T - довжина тактового інтервалу, A та σ^2 - середнє значення та дисперсія випадкових амплітуд імпульсів; $g(\omega) = \int_0^{\tau_0} u(t) e^{-j\omega t} dt$ - спектральна густина поодинокого імпульсу; $W_\tau(x)$ - функція розподілу

тривалостей імпульсів; $\Theta(\omega) = \int_{-\infty}^{+\infty} W(\nu) e^{j\omega \nu} d\nu$, і $W(\nu)$ - характеристична функція і густина ймовірностей

випадкових відхилень ν_i часового положення імпульсів T_i . Відповідно до (1) дискретна частина спектру складається із ряду дискретних ліній на частотах, які кратні частоті $2\pi/T$, а варіація будь якого із параметрів імпульсної послідовності за випадковим законом приводить до появи неперервної частини спектру без розширення спектральних ліній вихідного коливання.

Якщо часове положення T_i імпульсів переповнення накопичувача кодів є випадковою величиною, то період T_n імпульсної послідовності порушується і прямує до нескінченності.

Розглянемо випадкову модуляцію часового положення імпульсів як граничний варіант детермінованої модуляції, при якій $T_n \rightarrow \infty$. Тому можна стверджувати, що з двох детермінованих інтервалів T_n і T_c' залишиться лише один - T_c' . Для цього зміни випадкових відхилень ν_i часового положення $T_i = t_i' - t_{i-1}'$ повинні бути невеликими $|\nu_i| < T_0$, а їх середнє значення $\langle \nu_i \rangle = 0$, для того щоб

середнє значення часового положення $\langle T_i \rangle$ було рівне періоду T_c' синтезованої частоти. Таким чином, припускаючи в (1), що $T = T_c'$ будемо мати:

$$\begin{cases} F_H(\omega) = \frac{2A^2}{T_c'} \tau_0^2 |g(\omega\tau_0)|^2 (1 - |\theta(\omega)|)^2; \\ F_D(\omega) = \frac{4\pi A^2}{(T_c')^2} \tau_0^2 |g(\omega\tau_0)|^2 |\theta(\omega)|^2 \sum_{i=-\infty}^{+\infty} \delta(\omega - \frac{2\pi}{T_c'} i). \end{cases} \quad (2)$$

З (2) слідує, що під час модуляції вихідних імпульсів переповнення накопичувача кодів за часовим положенням дискретна частина вихідного сигналу складається лише з гармонік частоти f_c' корисного сигналу, а замість дискретних паразитних спектральних складових у спектрі ЦОС дворівневого синтезу лишаються лише неперервні (шумові) складові (рис.2).

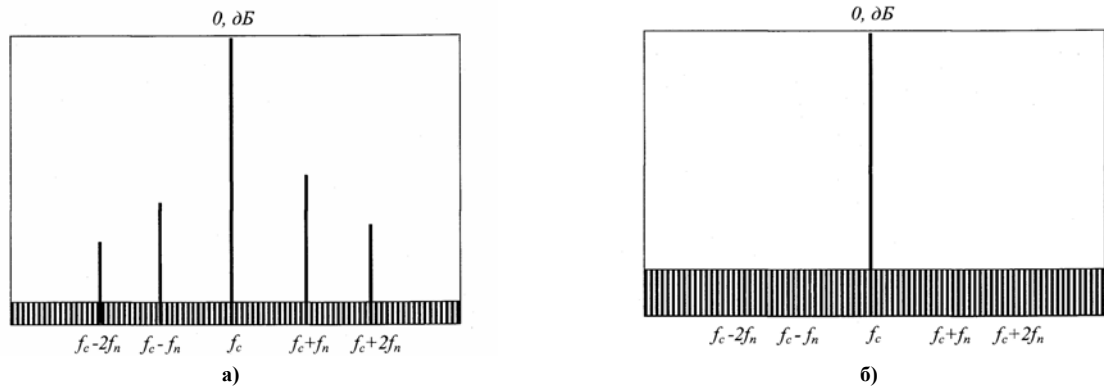


Рис 2. Спектр вихідних сигналів ЦОС дворівневого синтезу без модуляції (а) та з модуляцією їх часового положення (б).

Спектр сигналу дворівневого ЦОС, що представлений на рис.2 (б) можна розглядати, як граничний випадок, коли число дискретних спектральних складових прямує до нескінченності. Таким чином, застосування випадкової модуляції вихідних імпульсів за часовим положенням дозволяє зменшити рівні ПСС за рахунок перетворення їх енергії у енергію шуму. Для практичної реалізації такого способу (способу рандомізації) зменшення рівнів дискретних бічних складових необхідно при кожному i -му переповненні накопичувача кодів додавати до нього випадкове число x_i , тобто змінювати ємність накопичувача кодів після кожного переповнення на величину x_i .

Розглянемо випадок, коли усі випадкові числа x_i , менші числа, що накопичується - $K(x_i = 0, K - 1)$. Якщо в початковому стані в НК записаний код нуля і R не кратне K , тоді можна записати

$$\frac{R}{K} = \left(\text{ent} \left[\frac{R}{K} \right] + 1 \right) - \frac{\gamma_1}{K}, \quad (3)$$

де γ_1 - величина залишку в накопичувачі після переповнення величина якого менша за K , $\gamma_1 = 0, K - 1$. Якщо $\gamma_1 < x_i < K$, то переповнення настає на один такт T_0 раніше попереднього випадку $t_i = iT_c' + v_i - T_0$. Ймовірності появи двох останніх подій відповідно дорівнюють:

$$\begin{aligned} p(v_i) &= \gamma_i / K, \\ p(v_i - T_0) &= 1 - \gamma_i / K, \end{aligned}$$

тоді середнє значення відхилення v_i імпульсів переповнення накопичувача від їх розташування в ідеальній послідовності буде дорівнювати:

$$\langle v_i \rangle = v_i p(v_i) + (v_i - T_0) p(v_i - T_0),$$

звідки $\langle v_i \rangle = v_i \frac{\gamma_i}{K} + (v_i - T_0)(1 - \gamma_i / K) = 0$, бо $(K - \gamma_i) / v_i = K / T_0$.

Таким чином, змінюючи модуль накопичувача кодів під час кожного переповнення на випадкове число $0 < x_i < K$, отримуємо модуляцію вихідних імпульсів переповнення накопичувача кодів за часовим положенням, при цьому величина випадкових відхилень v_i змінюється у межах $-T_0 < v_i < +T_0$ і має середнє значення $\langle v_i \rangle = 0$.

Для знаходження параметрів спектру рис.2.б скористаємось співвідношенням (2). Для цього

апроксимуємо $u(t)$ δ -функцією і отримаємо енергетичний спектр імпульсів переповнення НК за умови випадкової варіації модуля у вигляді:

$$\begin{cases} F_H(\omega) = 2(1 - |\theta(\omega)|)^2 / T_c'; \\ F_D(\omega) = \frac{4\pi A^2}{(T_c')^2} |\theta(\omega)|^2 \sum_{i=-\infty}^{+\infty} \delta(\omega - \frac{2\pi}{T_c'} i), \end{cases} \quad (4)$$

З (4) можна знайти відношення шум/сигнал як відношення потужності шумів $W_{ш}$ у смузі 1Гц при відстройці від носійної частоти $\omega_c' = 2\pi/T_c'$ на величину Δ до потужності W_0 носійної. Відповідно до (4) маємо:

$$W_0 = 4\pi |\theta(\omega)|^2 / T_c'^2, \quad (5)$$

$$W_{ш} = \frac{2}{T_c'} \int_{\omega_c'+\Delta}^{\omega_c'+\Delta+2\pi} (1 - |\theta(\omega)|^2) d\omega, \quad (6)$$

тоді

$$P = \frac{W_{ш}}{W_0} = 10 \lg \left[\frac{T_c' \int_{\omega_c'+\Delta}^{\omega_c'+\Delta+2\pi} (1 - |\theta(\omega)|^2) d\omega}{2\pi |\theta(\omega)|^2} \right], \quad (7)$$

що має розмірність дБ/Гц.

Отримаємо кількісні оцінки для величини потужності P у випадку рівномірного розподілу відхилення i -го імпульсу від середнього значення iT_c' на інтервалі $-T_0 \div +T_0$:

$$W(v_i) = \begin{cases} 1/2T_0, & |v_i| \leq T_0 \\ 0, & |v_i| > T_0 \end{cases}. \quad (8)$$

Після підстановки (8) у вираз для характеристичної функції маємо

$$\theta(\omega) = \int_{-T_0}^{T_0} \frac{1}{2T_0} e^{j\omega v} dv = \frac{\sin(\omega T_0)}{\omega T_0}. \quad (9)$$

Підставляючи (9) в (7) отримаємо

$$P = \frac{W_{ш}}{W_0} = 10 \lg \left[\frac{T_c' \int_{\omega_c'+\Delta}^{\omega_c'+\Delta+2\pi} \left(1 - \left(\frac{\sin(\omega T_0)}{\omega T_0}\right)^2\right) d\omega}{2\pi \left(\frac{\sin(\omega T_0)}{\omega T_0}\right)^2} \right]. \quad (10)$$

Розкладемо у виразі (10) функцію $\frac{\sin(\omega T_0)}{\omega T_0}$ у ряд Тейлора за степенями ωT_0 :

$$\frac{\sin(\omega T_0)}{\omega T_0} = 1 - \frac{(\omega T_0)^2}{3!} + \frac{(\omega T_0)^4}{5!} - \frac{(\omega T_0)^6}{7!} + \dots \quad (11)$$

враховуючи $T_0 \ll T_c'$ та $\Delta \ll \omega_c'$, отримаємо

$$\frac{\sin(\omega T_0)}{\omega T_0} \approx 1 - \frac{(\omega T_0)^2}{3!}. \quad (12)$$

Підставляючи останній вираз у (10), маємо після інтегрування у чисельнику вираз

$$\int_{\omega_c'+\Delta}^{\omega_c'+\Delta+2\pi} \left[1 - \left(\frac{\sin(\omega T_0)}{\omega T_0}\right)^2\right] d\omega \approx \int_{\omega_c'+\Delta}^{\omega_c'+\Delta+2\pi} \frac{\omega T_0}{3!} d\omega = \frac{2\pi(T_0 \omega_c')^2}{3}, \quad (13)$$

з врахуванням якого вираз (10) приводиться до шуканого вигляду:

$$P = 10 \lg \left[\frac{4\pi^2}{3} \frac{f_c'}{f_0^2} \right] = P_0 + 10 \lg 4, \quad (14)$$

де

$$P_0 = 10 \lg \left[\frac{\pi^2}{3} \frac{f_c'}{f_0'^2} \right] \text{дБ/Гц.} \quad (15)$$

Для коливання, яке знімається з розряду переповнення накопичувача кодів, синтезована частота у два рази менша, тому співвідношення шум/сигнал зменшується також у два рази або на 3дБ/Гц:

$$P_0 = P + 10 \lg 2. \quad (16)$$

Аналогічним чином можна отримати наближену формулу для відношення шум/сигнал у випадку нормального закону розподілу відхилень v_i . Густина ймовірностей $W(v_i)$ і характеристична функція $\theta(\omega)$ для нормального закону розподілу величини v_i мають наступний вид:

$$W(v) = e^{-\frac{v^2/2\sigma_v^2}{\sigma_v \sqrt{2\pi}}}$$

$$\theta(\omega) = \int_{-\infty}^{+\infty} W(v) e^{j\omega v} dv = e^{-\frac{\sigma_v^2 \omega^2}{2}}$$

де σ_v^2 - дисперсія випадкової величини V_i . Відношення шум/сигнал відповідно до (7) складе

$$P = 10 \lg \left[\frac{T_c'}{2\pi} \frac{\int_{\omega_c'+\Delta}^{\omega_c'+\Delta+2\pi} (1 - e^{-(\sigma_v \omega)^2}) d\omega}{e^{-(\sigma_v \omega)^2}} \right], \quad (17)$$

Розкладемо функцію $e^{-(\sigma_v \omega)^2}$ у ряд Тейлора за ступенями $(\sigma_v \omega)^2$:

$$e^{-(\sigma_v \omega)^2} = 1 - (\sigma_v \omega)^2 + \frac{(\sigma_v \omega)^4}{2!} + \frac{(\sigma_v \omega)^6}{3!} + \dots \quad (18)$$

враховуючи $T_0 \ll T_c'$ та $\Delta \ll \omega_c'$, отримаємо

$$e^{-(\sigma_v \omega)^2} \approx 1 - (\sigma_v \omega)^2 \quad (19)$$

і після інтегрування виразу в чисельнику маємо:

$$\int_{\omega_c'+\Delta}^{\omega_c'+\Delta+2\pi} (1 - e^{-(\sigma_v \omega)^2}) d\omega \approx \int_{\omega_c'+\Delta}^{\omega_c'+\Delta+2\pi} (\sigma_v \omega)^2 d\omega = \frac{\pi}{3} (\sigma_v \omega_c')^2 \quad (20)$$

З врахуванням (20) і враховуючи $\delta_v = T_0$ вираз (17) можна привести до виразу (16). З чого слідує, що незалежно від закону розподілу випадкових відхилень відношення потужності шумових складових спектру до потужності сигналу прямо пропорційно відношенню синтезованої частоти до квадрату опорної частоти. З виразу (16) можна знайти відношення шум/сигнал в дБ у смузі ширшій за 1Гц, для цього його необхідно помножити на ширину смуги аналізу Δf у Гц:

$$P = P_0 + 10 \lg \Delta f$$

Висновки

Розглянуто метод зменшення бічних спектральних складових у вихідному спектрі цифрового обчислювального синтезатора на основі накопичувального суматора. Проведено математичний аналіз спектральних характеристик та обраховано співвідношення сигнал/шум вихідного сигналу синтезатора із запропонованим методом синтезу. Застосування запропонованого методу дозволить зменшити рівні позасмугових випромінювань апаратури радіозв'язку, що використовує цифрові обчислювальні синтезатори. Наведений математичний апарат дозволить побудувати цифровий обчислювальний синтезатор із меншими рівнями бічних складових у спектрі вихідного сигналу, за рахунок деякого ускладнення внутрішньої будови синтезатора із використанням генератора псевдовипадкових чисел.

Література

1. Ямпурин Н.П. Формирование прецизионных частот сигналов, Нижний Новгород:Нижегородский гос.тех.университет, 2003,-187с.
2. Шапиро Д.Н., Паин А.А. Основы теории синтеза частот.-М.:Радио и связь, 1981.-264 с.
3. Рыжков А.В., Попов В.Н. Синтезаторы частот в технике радиосвязи.-М.:Радио и связь,1991 -263с.
4. Полікарівських О.І Застосування нового теоретико-числового базису для побудови високошвидкісних обчислювальних синтезаторів частоти (DDS)/Полікарівських О.І. /Вимірвальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах.-2013.-№1.-С.20-27.

1. Jampurin N.P. Formirovanie precizionnyh chastot signalov.- Nizhnij Novgorod:Nizhegorodskij gos.teh.universitet, 2003,-187s.
2. Shapiro D.N., Pain A.A. Osnovy teorii sinteza chastot.-M.:Radio i svjaz', 1981.-264 s.
3. Ryzhkov A.V., Popov V.N. Sintezatory chastot v tehnikе radiosvjazi.-M.:Radio i svjaz',1991 -263s.
4. Polikarovs'kih O.I. Zastosuvannja novogo teoretiko-chislovogo bazisu dlja pobudovi visokoshvidkistnih obchisljuval'nih sintezatoriv chastoti (DDS) //Vimirjuval'na ta obchisljuval'na tehnika v tehnologichnih procesah.-2013.-№1.-S.20-27.

Рецензія/Peer review : 21.7.2013 р.

Надрукована/Printed :14.10.2013 р.

УДК 536.532

О. КОЧАН, В. КОЧАН, Н. ВАСИЛЬКІВ, О. РОЩУПКІН

Тернопільський національний економічний університет

ДОСЛІДЖЕННЯ НЕВИКЛЮЧЕНОЇ ПОХИБКИ НЕОДНОРІДНОСТІ ТЕРМОЕЛЕКТРИЧНОГО ПЕРЕТВОРЮВАЧА З КЕРОВАНИМ ПРОФІЛЕМ ТЕМПЕРАТУРНОГО ПОЛЯ

Анотація: Досліджено залежність невиключеної похибки термоелектричного перетворювача з керованим профілем температурного поля (ТЕП з КПТП), який має значну набуту в процесі тривалої експлуатації неоднорідність термоелектродів, від зміни профілю температурного поля об'єкта вимірювання.

Ключові слова: термопари, похибка вимірювання температури, термоелектрична неоднорідність, термоелектричний перетворювач з керованим профілем температурного поля.

O.KOCHAN, V.KOCHAN, N.VASYLKIV, O. ROSCHUPKIN

Ternopol National Economical University

INVESTIGATION OF NOT EXCLUDED INHOMOGENEITY ERROR OF THERMOCOUPLES WITH CONTROLLED PROFILE OF TEMPERATURE FIELD

Abstract – The methods of correction and compensation of thermocouples errors are considered in this paper, especially methods directed against the most dangerous error – error caused by acquired during long operation inhomogeneity of thermoelectrodes. The most effective method which doesn't allow inhomogeneity error to appear itself is considered in the paper too. This method is implemented using a new type of sensors – thermocouple based sensors with controlled profile of temperature field (TBS with CPTF). This sensor contains additional temperature field control subsystems. Such subsystems makes possible set of temperature and maintaining the temperature field along thermoelectrodes for sensor itself. Error due to inhomogeneity of thermoelectrodes cannot appear as changes in temperature field are impossible because stabilization of temperature field along thermoelectrodes of the main thermocouple. But temperature field control subsystems have some error as well as addition thermocouples so that temperature field along electrodes of the main thermocouple is maintained with some error which lead to residual error due to acquired inhomogeneity. The authors of the paper invented the method of modeling for investigation of this error. Function of error of thermocouples is considered as a product of two functions. One of these functions depends just on time, while the other depends just on coordinate. All mathematical models of error due to inhomogeneity and drift of conversion characteristic of type K thermocouples are proved. The authors analyzed all errors of thermocouples and their affect on error of temperature field maintenance. It is proved that additional coefficients should be used in mathematical model of drift of CC to fix it because its experimental values are underestimated due to methodic of the experiment. The property of equality of maximum values of the drift of CC and error due to inhomogeneity is used for the correction coefficient calculation. The authors investigated the dependence of residual error due to inhomogeneity of a TBS with CPTF with considerable acquired during long operation on changes of temperature field of a measured object using the models of errors mentioned above. Graphs of the dependence of residual error due to inhomogeneity on changes of temperature field and the most dangerous modes of thermocouples' operation are pointed. Modes of effective use of TBS with CPTF are investigated as well. This modeling investigation shows that if temperature field changes on more than 7 Centigrade residual error due to inhomogeneity of TBS with CPTF is less than error due to inhomogeneity of usual thermocouples.

Key words: thermocouples, temperature measurement error, thermoelectric inhomogeneity, thermocouple based sensor with controlled profile of temperature field.

Постановка задачі

Незважаючи на широке розповсюдження термоелектричних перетворювачів на базі термопар при вимірюванні температур 500...1300°C, методи [1...4] корекції їх похибок, які зазвичай домінують [1] у вимірювальному каналі [5, 6], залишаються мало розповсюдженими. Однією з причин цього є вплив на результат вимірювання похибки, викликаной набутою в процесі тривалої експлуатації неоднорідністю їх термоелектродів [7, 8], що проявляється як залежність генерованої термопарою термо-е.р.с. від профілю температурного поля вздовж термоелектродів (навіть при незмінних температурах робочого і вільних кінців). Це послужило основою до висновку [7], що похибки термопар не можна коригувати. Але дослідження, приведені в [9], дозволили запропонувати методи зменшення впливу на термо-е.р.с. набутої неоднорідності електродів термопар. Реалізацією одного з цих методів є термоелектричний перетворювач з керованим профілем температурного поля (ТЕП з КПТП) [10, 11], де навмисне створений з допомогою додаткових підсистем регулювання температури заданий (сталий, незалежний від профілю температурного поля об'єкта) профіль температури вздовж електродів термопари, яка вимірює температуру об'єкта (головної термопари), не дає змоги набутій термоелектричній неоднорідності проявити себе. Теоретично в ТЕП з КПТП вплив неоднорідності електродів головної термопари на результат вимірювання повністю усунуто (незважаючи на зміни профілю температурного поля об'єкта, профіль температурного поля вздовж