



Орнатський Д. П.,  
Михалко Н. В.,  
Катаєва М. О.

## РОЗРОБКА КОМП'ЮТЕРИЗОВАНОЇ СИСТЕМИ ДЛЯ КОНТРОЛЮ КРИВОЛІНІЙНИХ ПОВЕРХОНЬ ЗА ДОПОМОГОЮ ІНДУКТИВНИХ ДАТЧИКІВ

Запропоновано аналоговий інтерфейс для дистанційних вимірювань лінійно-кутових величин індуктивними датчиками переміщень з покращеними метрологічними характеристиками завдяки використанню ітераційних інтегруючих перетворювачів з диференційно-струмовими входами та «обміну» інформацією між датчиками. Розроблено алгоритм корекції похибок вимірювального каналу за допомогою TEDS в умовах нелінійності каналу та міжканальних зв'язків.

**Ключові слова:** дистанційні вимірювання, переміщення, корекція похибок, TEDS, синусно-косинусні обертові трансформатори, індуктивні датчики.

### 1. Вступ

Задача вимірювання криволінійних поверхонь виникає під час контролю результатів обробки різноманітних деталей шляхом співставлення наявних координат певних точок контрольованих поверхонь її еталонним значенням, які знаходяться в пам'яті комп'ютера. До апаратури, яка виконує такі вимірювання висуваються суперечливі вимоги щодо одночасного задоволення високих точності та швидкодії. За умови великих розмірів оброблювальних деталей, такі вимірювання часто мають бути дистанційними. Покращення точності вимірювання координат точок деталей при високій швидкодії дає можливість підвищити продуктивність праці при виконанні контролю деталей складної геометричної форми. Актуальність теми підкреслюється відсутністю на ринку апаратури для дистанційних прецизійних вимірювань переміщень.

### 2. Аналіз літературних даних та постановка проблеми

За отриманням більш точної інформації про кут повороту та обертання виробники систем механічної обробки і робототехніки в даний час звертають свою увагу в бік синусно-косинусних обертових трансформаторів (резольверів) і сельсинов з трансформаторами Скотта. Дані пристрої зарекомендували себе дуже добре в промислових додатках, що вимагають від застосовуваних пристроїв малих розмірів, довготривалої надійності, вимірювання абсолютного положення, високої точності та малої величини шумів [1].

Як сельсин, так і резольвери використовують ротори з однією обмоткою, які обертаються всередині нерухомих статорів. У разі найпростішого сельсина, статор має три обмотки розташованих під кутом  $120^\circ$  одна відносно іншої і з'єднаних зіркою. Резольвер відрізняється від сельсинов тільки тим, що їх статор містить дві обмотки орієнтованих один щодо одного під кутом  $90^\circ$ . Внаслідок того, що сельсини містять три статорних обмотки, розташованих під  $120^\circ$ , вони більш складні

у виробництві, ніж резольвери і тому більш дорого коштують.

Більшість резольверів специфікується для роботи з напругами від 2 до 40 В і з частотами від 400 Гц до 10 КГц. Діапазон кутових точностей становить від 5 кутових хвилин до 0,5 кутової хвилини (0,008 градуса).

Зазначені системи, знаходять своє застосування головним чином у таких установках, в яких контроль та управління вимагають точного показника швидше тригонометричних функцій кута, ніж самого кута. Значення залишкової напруги поблизу нуля дуже мале (менше мілівольт), і відхилення напруг від теоретичних значень менше 0,01 %. Резольвер, за таких умов, має наступні параметри: розділова здатність  $40''$ ; відхилення від лінійності 0,006 %, або  $1'20''$ ; помилка через гістерезис не виявляється [2].

В типовому цифровому перетворювачі обидва виходи револьвера подаються на косинусний і синусний перемножувачі. Ці перемножувачі містять в собі синусну і косинусну таблиці перетворення і працюють як помножуючі цифроаналогові перетворювачі. Почнемо з припущення, що поточний зміст реверсивного лічильника являє собою число, відповідне деякому початковому куту  $\varphi$ .

Перетворювач безперервно намагається підлаштувати цифровий кут  $\varphi$  так, щоб він був рівний куту  $\theta$  (і відстежував його), який вимірюється аналоговим чином. Вихідні напруги статора резольвера записуються наступним чином:

$$V_1 = V \cdot \sin \omega t \cdot \sin \theta,$$

$$V_2 = V \cdot \sin \omega t \cdot \cos \theta,$$

де  $\theta$  — кут повороту ротора резольвера.

Код цифрового кута  $\varphi$  подається на косинусний помножувач, і косинус кута множиться на  $V_1$  в результаті виходить вираз:

$$V \cdot \sin \omega t \cdot \sin \theta \cdot \cos \varphi.$$

Код цифрового кута  $\varphi$  подається на синусний помножувач і помножується на  $V_2$ :

$$V \cdot \sin \omega t \cdot \cos \theta \cdot \sin \varphi.$$

Дані два сигнали віднімаються один з іншого за допомогою підсилювача помилки, в результаті виходить вихідний сигнал у вигляді:

$$V \cdot \sin \omega t \cdot [\sin \theta \cdot \cos \varphi - \cos \theta \cdot \sin \varphi].$$

Використовуючи тригонометричні функції скоротимо запис:

$$V \cdot \sin \omega t \cdot [\sin(\theta - \varphi)].$$

Синхронний детектор демодулює цей сигнал помилки змінного струму, використовуючи напругу ротора резольвера як опорну. Ця операція дає сигнал помилки постійного струму, пропорційний величині:

$$\sin(\theta - \varphi).$$

Сигнал помилки постійного струму подається на інтегратор, вихід якого управляє генератором керованим напругою (ГКН), а ГКН у свою чергу управляє напрямком рахунку реверсного лічильника, з тим щоб:

$$\sin(\theta - \varphi) \rightarrow 0.$$

З цього випливає:

$$(\theta - \varphi) \rightarrow 0.$$

Тому  $\varphi = \theta$  усередині одного відліку. Отже, цифровий вихід з лічильника  $\varphi$  являє собою кут  $\theta$ . Регістр-клямка дозволяє передати назовні ці дані не перериваючи процес стеження.

Даний ланцюг являє собою систему ФАПЧ еквівалентний контуру управління (серво ланцюга) другого порядку оскільки, фактично, він містить в собі два інтегратора. Першим інтегратором є лічильник, який накопичує імпульси управління, а другим є інтегратор, на який подається вихід з синхронного детектора.

У контурі управління другого порядку з постійною швидкістю обертання на вході, вихідне цифрове слово постійно відстежує вхідну величину без додаткових зовнішніх команд на перетворення і без додаткового фазового зсуву між вихідним цифровим словом і дійсними кутом повороту осі ротора. Сигнал помилки з'являється тільки під час прискорення або уповільнення системи. Інтегральна схема (ІС), що вирішує завдання такого перетворення, іноді називається більш коротко-ротаційно цифровим перетворювачем (РЦП).

В якості додаткового вирашу слідкуючий РЦП дає вихідну аналогову напругу постійного струму прямо пропорційну швидкості обертання осі. Це є дуже корисною особливістю, якщо швидкість буде вимірюватися

і використовуватися в якості стабілізуючого елемента в системі управління, при цьому, необхідність у постановці тахометра зникає.

Оскільки робота РЦП залежить тільки від відношення амплітуд вхідних сигналів, ослаблення в лініях передачі істотно не впливає на роботу системи. За подібною ж причини конвертори не чутливі до спотворень форми сигналу. Фактично, вони можуть працювати з вхідними сигналами, гармонійні спотворення яких можуть досягати 10 %; деякі програми, на практиці, використовують прямокутні опорні сигнали при малих кінцевих помилках.

Слідкуючі АЦП з цієї причини ідеально підходять для реалізації РЦП. Інші архітектури АЦП такі як, наприклад, АЦП послідовного наближення, звичайно, можна було б використовувати, однак, слідкуючі конвертори дають найбільшу точність і більш ефективні для цього додатку.

Оскільки слідкуючий РЦП двічі інтегрує сигнал помилки, пристрій дає високий ступінь заводозахисності (нахил характеристики становить 12 дБ/октаву). Повна площа під будь-якою імпульсною заводою дає деяку помилку.

Однак типові перешкоди, наведені індуктивним чином, мають рівні позитивні і негативні сплески. При інтегруванні таких сигналів, підсумковий сигнал помилки дорівнює нулю. Підсумкова стійкість до перешкод, поєднана з нечутливістю конверторів до падіння напруги, дозволяють користувачеві розміщувати РЦП на значній відстані від резольвера. Послаблення дії шумів посилюється за допомогою синхронного детектора, послаблюючого будь-який сигнал, неспівпадаючий по частоті з опорним, що особливо важливо у випадку широкосмугового шуму.

AD2S90 один із низки інтегральних РЦП пропонованих фірмою Analog Devices. Основні характеристики якого наведені нижче. Рівень вхідного сигналу повинен становити  $2\text{В} \pm 10\%$  в діапазоні частот від 3 кГц до 20 кГц; 12-бітовий АЦП ( $1\text{МЗР} = 0,08^\circ = 5,3\text{ кут. хв.}$ ); входи: кутлова точність: 10,6 кут. хв.  $\pm 1\text{МЗР}$ ; максимальна швидкість відстеження: 375 об/сек.; максимальна частота виходу ГКН: 1,536 МГц; час встановлення при збуренні: на  $1^\circ$  буде 7 мс, а при  $179^\circ$  буде 20 мс; наявність диференціальних входів; наявність послідовного вихідного інтерфейсу; живлення  $\pm 5\text{В}$ , розсіює потужність 50 мВт; корпус PLCC 20 контактів [3].

### 3. Об'єкт, мета та задачі дослідження

*Об'єкт дослідження* — процес прецизійного дистанційного вимірювання переміщень за допомогою індуктивних датчиків.

*Предмет дослідження* — методи, моделі та засоби дистанційного вимірювання криволінійних поверхонь з використанням нових багатофункціональних вимірювальних перетворювачів на основі ітераційних інтегруючих перетворювачів (ІП) з диференціально-струмовими входами та індуктивних датчиків переміщень.

*Метою даної роботи* є розробка комп'ютеризованої системи для дистанційного вимірювання та контролю криволінійних поверхонь за допомогою індуктивних датчиків, яка забезпечує підвищення метрологічних характеристик шляхом створення нових інтелектуальних інтерфейсів та вимірювальних перетворювачів.

Для досягнення поставленої мети необхідно виконати такі задачі:

1. Розробити аналоговий інтерфейс для дистанційних вимірювань індуктивними датчиками переміщень з покращеними метрологічними характеристиками швидкодії та заводозахисності.

2. Розробити багатофункціональний вимірювальний перетворювач, який забезпечує більш ефективне придушення завод загального та нормального виду і підсилення (астатичне) корисного сигналу.

3. Запропонувати алгоритм корекції похибок вимірювального каналу за допомогою TEDS в умовах нелінійності каналу та міжканальних зв'язків, більш оптимальний для індуктивних датчиків (завдяки можливості використання методу апроксимації, який забезпечує підвищення швидкодії).

#### 4. Результати дослідження розробки аналогового інтерфейсу для дистанційних вимірювань датчиками переміщень з підвищеними заводозахисністю та швидкодією

У зв'язку з тим, що дана схема еквівалентна керуваному контуру другого порядку, вона є потенційно нестійкою, потребує частотної корекції, що збільшує її інерційність та висуває жорсткі вимоги до якості

сигналу ініціалізації датчика. Крім цього необхідність використання високочастотного ГКН ( $f > 1$  мГц) знижує метрологічні характеристики вихідного сигналу по швидкості через зростання не лінійності ГКН. Також досить низька частота (3 кГц) тестового сигналу при цьому не дозволяє використовувати його для ініціалізації індуктивних датчиків переміщень трансформаторного типу (ІДПТТ) через залежність його чутливості від частоти та збільшення впливу температури.

На відміну від розглянутої схеми, в [4] використовується метод обробки демодульованих сигналів за допомогою параметричного модулятора та фільтра, який перетворює вхідну величину в гармонійний сигнал, зсув фаз якого по відношенню до одного з керуючих сигналів параметричного модулятора дорівнює вимірювальному куту обертання валу індуктивного датчика. Для отримання цифрового відліку цей зсув вимірюється цифровим фазометром миттєвих значень. При цьому вхідний сигнал параметричного модулятора формується двома стробованими амплітудними детекторами, які керуються від генератора сигналів ініціалізації датчиків.

До недоліків такого рішення відноситься низька заводозахисність, що зумовлена використанням в демодуляторі синхронних амплітудних детекторів, яким бракує заводозахисності, що особливо непридатно при дистанційних вимірюваннях. Для усунення перелічених недоліків була розроблена структурна схема, представлена на рис. 1.

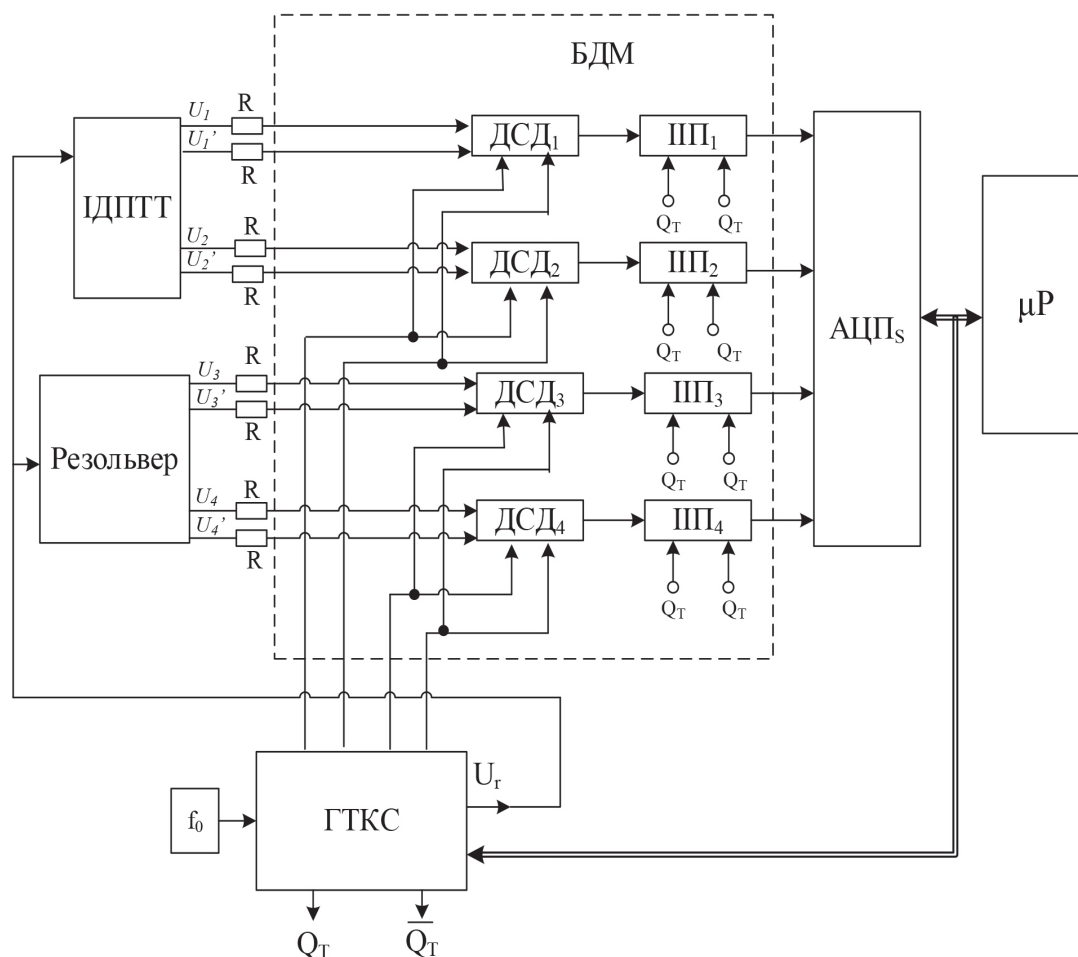


Рис. 1. Структурна схема вимірювального каналу з синхронним квадратурним детектуванням

Схема складається з індуктивних датчиків лінійних та кутових переміщень (ІДПТТ та резольвер відповідно). В якості датчика лінійних переміщень використовується лінійний трансформатор ІДПТТ, а в якості датчика кутових переміщень – резольвер.

Вихідні напруги цих датчиків через резистор ( $R$ ) та симетричну лінію зв'язку (ЛЗ) потрапляють на блок демодуляції (БДМ), який забезпечує формування сигналів постійного струму, пропорційних квадратурній проекції вихідних напруг датчиків на прямокутну систему координат, яка утворюється в генераторі тестових та керуючих сигналів (ГТКС) шляхом синхронного детектування.

Варто зазначити, що це дозволяє зменшити вплив індуктивності розсіювання та надає інформацію, з якої сторони від нульової позиції знаходиться осередка.

Виділення постійної складової виконується за допомогою ітераційних інтегруючих перетворювачів з динамічними запам'ятовувачами пристроями. Керуючі сигнали синхронних детекторів є прямокутні імпульси типу меандр з  $90^\circ$  зсувом між ними ( $Q_3, Q_7, Q_{11}, Q_{15}$ ). Керуючі сигнали ітераційних інтегруючих перетворювачів формуються діленням частот керуючих імпульсів на 2 за допомогою Т-тригера в ГТКС (рис. 2).

Для формування гармонійного сигналу ініціалізації датчиків використовується ступенева апроксимація шляхом сумування різнополярних вагових «сходинок», які формуються за допомогою лічильника Джонсона, виконаного на здвиговому регістрі SIPO-16.

Для зменшення нелінійних спотворень на виході суматора (ОП<sub>1</sub>) використовується фільтр нижніх частот (ФНЧ). Часова діаграма (ГТКС) показана на рис. 3.

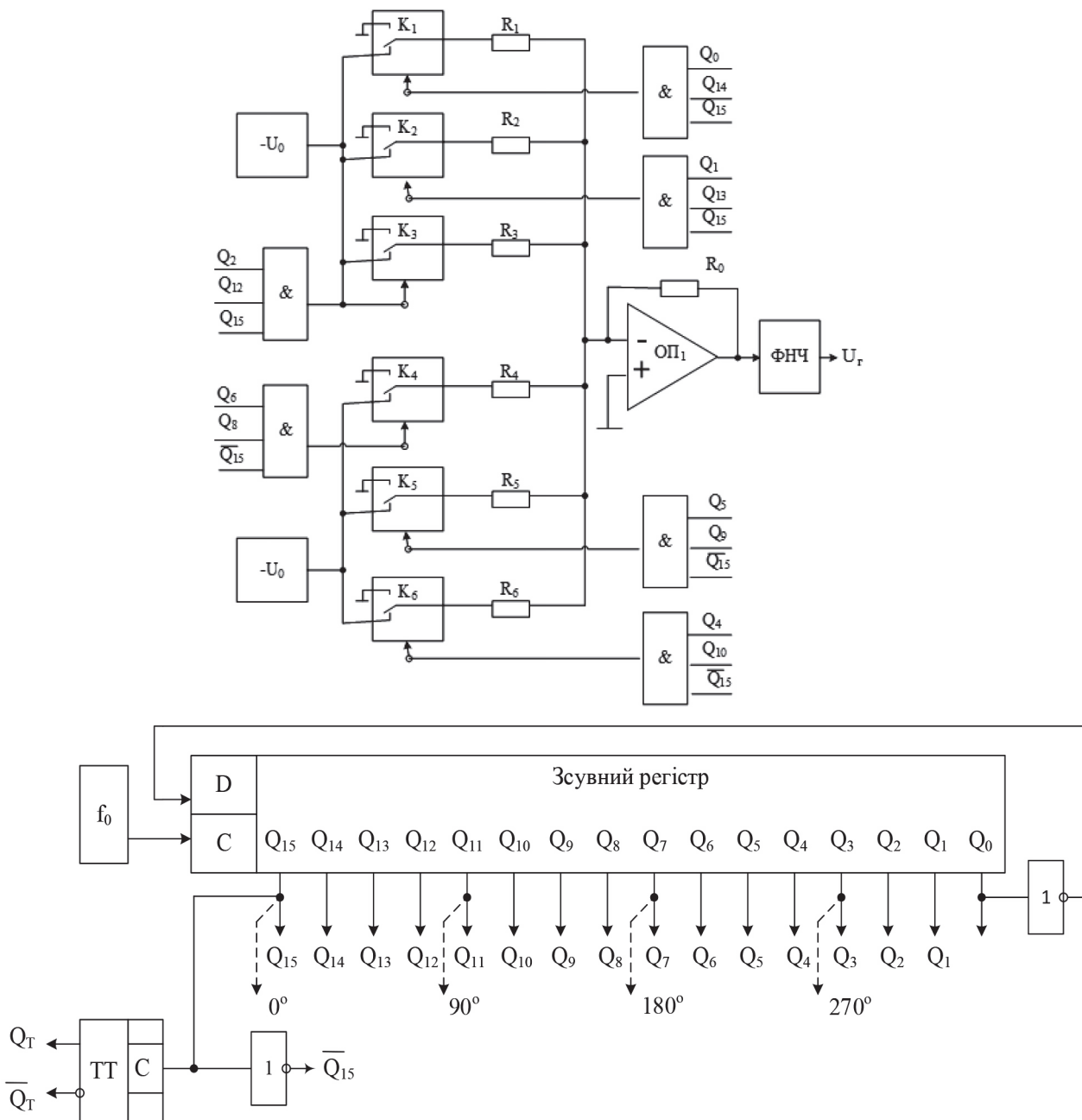


Рис. 2. Функціональна схема ГТКС

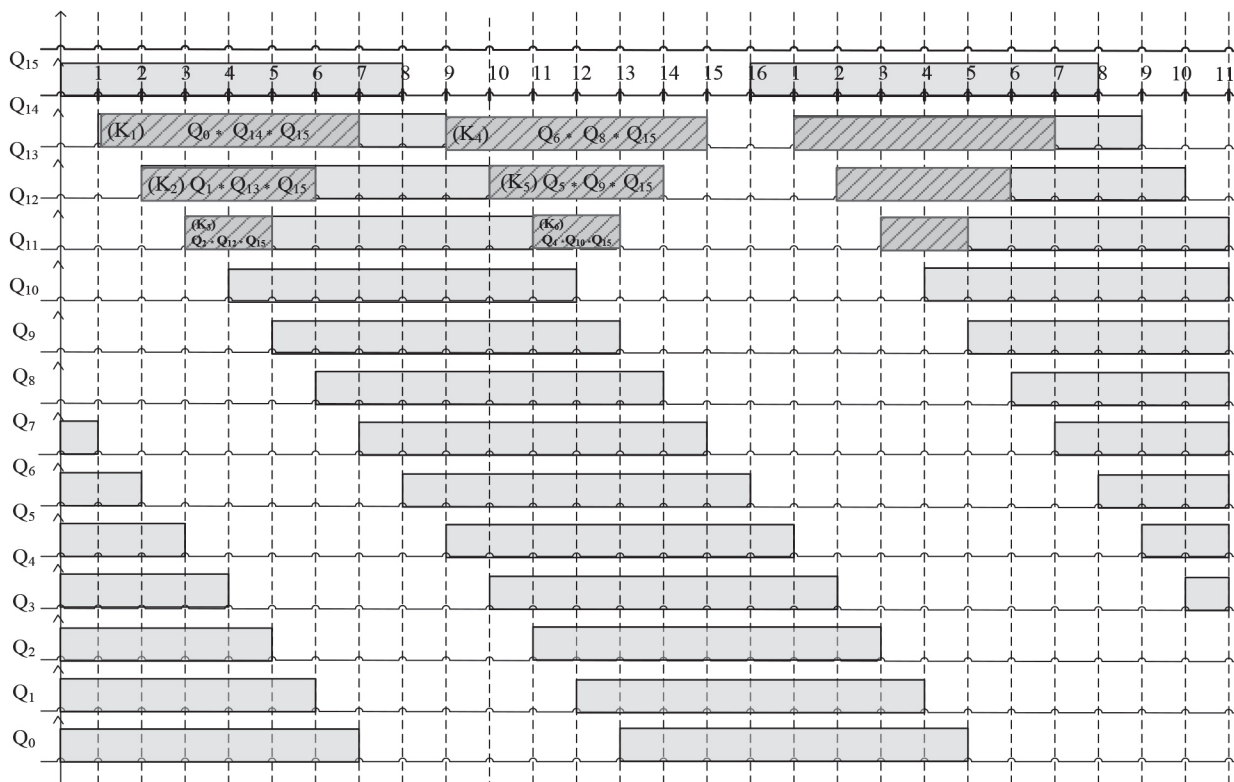


Рис. 3. Часова діаграма роботи ГТКС

Для визначення кута повороту вісі резольвера  $\theta$ , вихідні напруги резольвера  $U_3, U_4$ :

$$U_3 = U_m \sin \theta \sin \omega t; \quad U_4 = U_m \cdot \cos \theta \cdot \sin \omega t,$$

за допомогою симетричних ЛЗ підключаються до блоку демодуляції. В цьому блоці кожен з цих векторів розкладається на синфазну та квадратурну складові:

$$U_3 = a + jb, \quad U_4 = c + jd,$$

де  $a$  та  $c$  — синфазні складові;  $b, d$  — квадратурні складові.

За допомогою ітераційних перетворювачів (ППЗ та ПП4), вихідний сигнал двох напівперіодних синхронних детекторів (ДСД1, ..., ДСД4), кожен з яких обробляє сигнал від окремої обмотки датчика, перетворюється в постійну, що дорівнює середньоспрямленим значенням відповідних проекцій  $a, b, c, d$ , тобто:

$$a = U_{3m} \cdot \sin \theta \cdot \cos \alpha, \quad b = U_{3m} \cdot \sin \theta \cdot \sin \alpha,$$

$$c = U_{4m} \cdot \cos \theta \cdot \cos \alpha, \quad d = U_{4m} \cdot \cos \theta \cdot \sin \alpha,$$

де  $\alpha$  — зсув фаз між керуючим сигналом синфазної складової та вектором вхідної напруги.

Тепер обчислюємо середньо випрямлені значення вхідних напруг за формулами:

$$\begin{aligned} \bar{U}_{3m} &= \sqrt{a^2 + b^2} = \\ &= \sqrt{(\sin \theta \cdot U_{3m} \cdot \cos \alpha)^2 + (\sin \theta \cdot U_{3m} \cdot \sin \alpha)^2} = \sin \theta \cdot U_{3m}, \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \bar{U}_{4m} &= \sqrt{c^2 + d^2} = \\ &= \sqrt{(\cos \theta \cdot U_{4m} \cdot \cos \alpha)^2 + (\sin \theta \cdot U_{4m} \cdot \sin \alpha)^2} = \cos \theta \cdot U_{4m}. \end{aligned}$$

Тоді результат вимірювання кута обертання ротора револьвера можна буде обчислювати за формулами:

$$\theta = \arctg \left( \frac{\bar{U}_{3m}}{\bar{U}_{4m}} \right) \quad \text{для } (\bar{U}_{3m} < \bar{U}_{4m}),$$

$$\theta = \frac{\pi}{2} - \arctg \left( \frac{\bar{U}_{4m}}{\bar{U}_{3m}} \right) \quad \text{для } (\bar{U}_{4m} < \bar{U}_{3m}).$$

Для вимірювання лінійних переміщень за допомогою ІДПТТ для підвищення точності вимірювання будемо також обробляти демодульовані сигнали змінних вихідних напруг  $U_1$  і  $U_2$  датчика, приведені до напруги генератора  $U_r$  за формулою:

$$\varepsilon = \frac{\bar{U}_{1m} - \bar{U}_{2m}}{\sqrt{\bar{U}_{3m}^2 + \bar{U}_{4m}^2}},$$

де  $\varepsilon$  — коефіцієнт, функціонально пов'язаний з вимірною величиною  $l$  — лінійним переміщенням осердя ІДПТТ.

$$\bar{U}_{1m} = \sqrt{a'^2 + b'^2}; \quad \bar{U}_{2m} = \sqrt{c'^2 + d'^2},$$

де  $a', b', c', d'$  — проекції векторів  $U_1, U_2$  (аналогічно з  $U_3, U_4$ ).

При цьому:

$$\dot{U}_1 = \frac{j\omega M'(l)}{R_1 + j\omega L_1} \cdot U_r = a' + jb',$$

$$\dot{U}_2 = \frac{j\omega M''(l)}{R_1 + j\omega L_1} \cdot U_r = c' + jd',$$

де  $M'(l)$  — коефіцієнт взаємодукції між первинною обмоткою датчика та однією з вторинних обмоток;  $M''(l)$  — коефіцієнт взаємодукції між первинною обмоткою датчика та іншою вторинною обмоткою;  $R_1$  — активний опір первинної обмотки датчика;  $L_1$  — індуктивність первинної обмотки датчика.

### 5. Розробка методу корекції похибок датчика (LVDT) з використанням TEDS

Для виключення температурної складової похибки датчика та не лінійності його функції перетворення використаємо метод попереднього градування функції перетворення датчиків при різних значеннях температури (TEDS) [5, 6].

Для револьвера, функція перетворення якого практично лінійна, похибка не лінійності менша 0,01%, достатньо запам'ятовувати 4 константи, а саме: початкове значення адитивної похибки та її температурний дрейф, початкове значення мультиплікативної похибки та її температурний дрейф та обчислювати скоригований результат за формулами:

$$\theta_{\text{скор}} = \frac{U_{\text{вим}} - \Delta U_{\text{вим}}}{S_{\text{до}}(1 + \gamma)},$$

$$\Delta \theta_{\text{вим}} = \Delta \theta_0 + \varepsilon_{\Delta} \cdot (t_x - t_0),$$

де  $\Delta U_{\text{вим}}$  — адитивна похибка (в масштабі вихідної величини);  $\Delta \theta_0$  — початкове значення адитивної похибки;  $\varepsilon_{\Delta}$  — температурний дрейф адитивної похибки;  $t_x$  — поточна температура;  $t_0$  — температура, при якій було визначено початкове значення адитивної похибки;  $S_{\text{до}}$  — початкове значення чутливості датчика;  $\gamma = \gamma_0 + \varepsilon_{\gamma} \cdot (t_x - t_0)$  — мультиплікативна похибка датчика;  $\gamma_0$  — початкове значення мультиплікативної похибки;  $\varepsilon_{\gamma}$  — температурний дрейф мультиплікативної похибки.

Для підвищення лінійності функції перетворення зазвичай опори  $R \geq 50$  кОм, а також частота тестового сигналу обирається не менше 10 кГц, при цьому вплив паразитних ємностей під'єднувального буде суттєво зменшений (в порівнянні з класичною схемою) завдяки використанню (ПП<sub>1</sub>, ..., ПП<sub>4</sub>) з диференціально-струмовими входами [7], підвищення частоти тестового сигналу також сприяє збільшенню добротності первинної обмотки датчика, що робить постійною його чутливість та зменшує температурні впливи. У випадку ІДПТТ, який має більш суттєву не лінійність [8], корекція буде виконуватися наступним чином. На рис. 4 представлено поле значень функції перетворення датчиків ІДПТТ та температури, де по вісі абсцис відкладене нормоване значення відносно переміщенню:

$$\varepsilon_{\text{норм}} = \frac{\varepsilon}{\varepsilon_{\text{ном}}},$$

а по вісі ординат відкладаються поточні значення температури.

Вертикальними графіками зображені функції перетворення ІДПТТ для фіксованих значень вхідної величини, а саме для  $\varepsilon_k(0) = (0, 20, 40, 60, 80, 100)\%$ , а горизонтальними — функції перетворення датчика температури в залежності від значення вимірювальної величини також для декількох фіксованих значень температури  $t = (0, 15, 30, 45, 60)^\circ\text{C}$ . Тобто сімейство характеристик функцій перетворення датчика для значень вхідної величини із шагом 20%, а температури — з шагом 15°C.

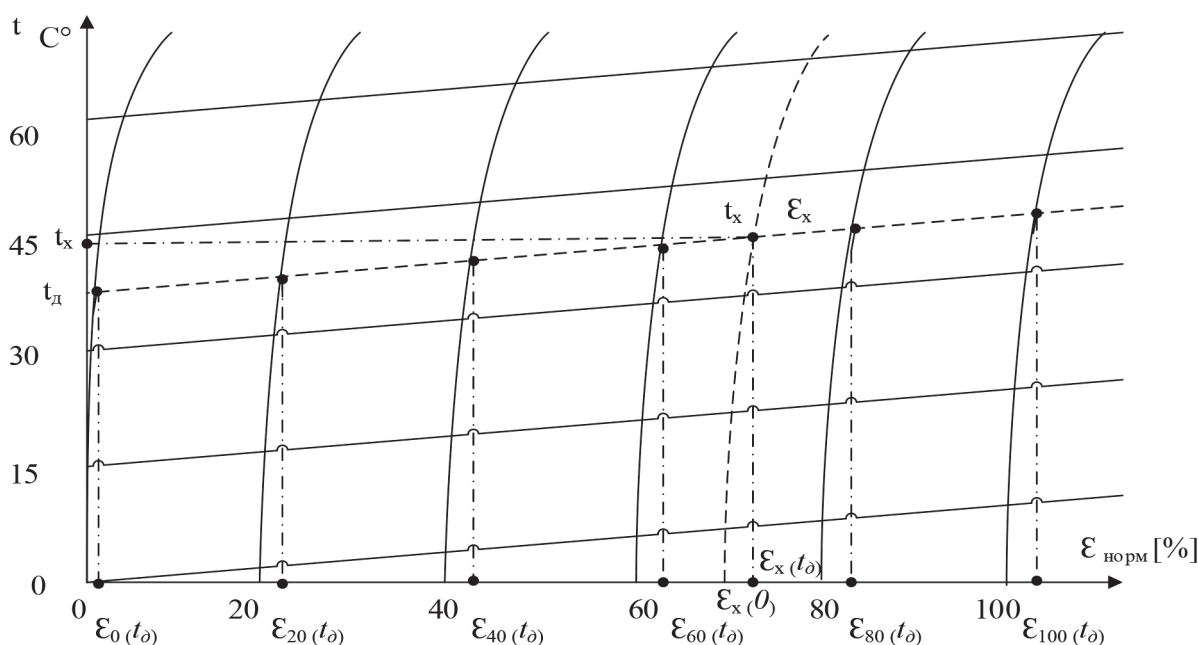


Рис. 4. Характеристики основного та допоміжного вимірювальних каналів в полі вимірювальної величини та дестабілізуючого фактору

Будемо вважати, що графіки температури мають однаковий, незначний за величиною, нахил і є прямими лініями. Припустимо, що поточний результат вимірювання, позначений точкою  $x$  має координати  $(\epsilon_x, t_x)$ , де  $t_x$  — результат вимірювання температури;  $\epsilon_x$  — результат вимірювання переміщення.

Визначимо дійсне значення температури  $t_d$  за формулою:

$$t_d = t_x - \lambda \cdot \epsilon_x,$$

де  $\epsilon_x$  — результат вимірювання переміщення вхідної величини;  $\lambda$  — нахил графіків температури.

Підставляючи це значення дійсної температури у вираз для функції перетворення в певній реперній точці ( $k = 0, 20, 40, 60, 80, 100$ ) визначимо результат вимірювання  $k$ -го значення вимірювальної величини для температури, що дорівнює знайденому значенню  $t_d$ :

$$\epsilon_k(t_d) = \epsilon_k(0) + a_{1k} \cdot t_d + a_{2k} \cdot t_d^2 + a_{3k} \cdot t_d^3.$$

За допомогою програмного пакета Numery, викладеного в [9], знайдемо функцію, яка проходить через точки  $\epsilon_k(t_d)$  у вигляді степеневого поліному, оптимізуючи його порядок:

$$\epsilon_k(t_d) = f[\epsilon_k(0)] = \sum_{i=1}^n \beta_i \epsilon(t_d)^i.$$

За допомогою оберненого поліному, який також знаходиться за допомогою програмного пакета Numery, обчислюється значення  $\epsilon_x(0)$ , що дорівнює результату вимірювання.

Таким чином запропонований аналоговий інтерфейс з індуктивними датчиками лінійних та кутових переміщень забезпечує високу точність (клас точності 0,1) та швидкодію до 1000 вимірювань за секунду та заводозахищеності при дистанційних вимірюваннях вихідних сигналів індуктивних датчиків (на відстані до декількох десятків метрів) без розташування електронних компонентів в резидентній частині аналогового інтерфейсу на відміну від існуючих аналогів [10].

## 6. Висновки

1. В статті запропоновані оригінальні технічні рішення по створенню аналогового інтерфейсу для індуктивних датчиків переміщень з метрологічними характеристиками швидкодії та заводозахищеності, що в десятки разів перевищують аналогічні характеристики існуючих систем. Це досягається за рахунок використання ітераційних інтегруючих перетворювачів з диференціально-струмовими входами, що зменшує вплив паразитних ємностей під'єднувальних кабелів завдяки шунтуючій дії практично нульового вхідного опору та дає змогу підвищити частоту тестового сигналу, який підвищує добротність первинної обмотки ІДПТТ і, як наслідок, зменшує вплив дестабілізуючих факторів на чутливість датчика.

2. Представлена система дає можливість поєднати в одному блоці такі функції як придушення завод загального та нормального виду і підсилення (астатичне)

корисного сигналу. «Обмін» інформацією між датчиками (при розрахунку результату вимірювання) дає можливість ізолювати генераторні обмотки датчиків (за «рахунок» датчиків) від вимірювальної частини аналогового інтерфейсу, завдяки чому значно підвищується заводозахищеність.

3. Запропоновано алгоритм корекції похибок вимірювального каналу за допомогою TEDS в умовах нелінійності каналу та міжканальних зв'язків.

## Література

1. ElKott, D. F. Automatic Sampling for CMM Inspection Planning of Free Form Surfaces [Text] / D. F. ElKott. — Canada, Ontario: University of Windsor, 2001. — 162 p.
2. Аш, Дж. Датчики измерительных систем [Текст]: пер. с франц; в 2-х книгах / Дж. Аш. — М.: Мир, 1992. — Кн. 1. — 480 с.
3. Горшков, Б. Л. Методы практического конструирования при нормировании сигналов с датчиков [Текст]: пер. с англ. / Б. Л. Горшков. — М.: ЗАО АВТЕКС, 2000. — 311 с.
4. Преобразователь аналоговой величины угла в код [Электронный ресурс]: Патент Франции на изобретение № 2233757 от 13.06.1073 г. — Режим доступа: \www/URL: http://worldwide.espacenet.com/publicationDetails/biblio?DB=worldwide.espacenet.com&P=0&ND=3&adjacent=true&locale=en\_EP&FT=D&date=19750110&CC=FR&NR=2233757A1&KC=A1
5. Эрб, К. Повышение метрологических характеристик измерительных преобразователей методом цифровой компенсации погрешностей техника [Текст]: экспресс-информация / К. Эрб, П. Фишер // Контрольно-измерительная техника. — 1990. — Вып. 42. — С. 22–28.
6. Voltage Output Programmable Sensor Conditioner [Electronic resource]. — December 2003. — Revised January 2011. — Available at: \www/URL: http://elcodis.com/parts/5884374/PGA309.html#datasheet
7. Орнатський, Д. П. Методи та засоби підвищення метрологічних характеристик дистанційних вимірювань механічних величин [Текст]: автореф. дис. ... д-ра техн. наук: 05.11.01 / Д. П. Орнатський; Одес. держ. акад. техн. регулювання та якості. — Одеса, 2015. — 40 с.
8. Нуберт, Г. П. Измерительные преобразователи неэлектрических величин: Введение в теорию, расчет и конструирование [Текст]: пер. с англ. / Г. П. Нуберт. — Л.: Энергия, 1970. — 360 с.
9. Шрюфер, Е. Обработка сигналов: цифровая обработка дискретизованных сигналов [Текст]: підручник / Е. Шрюфер; за ред. В. П. Бабака. — К.: Либідь, 1992. — 320 с.
10. SCXI 8-Channel LVDT Input Module [Electronic resource] // National Instruments. — Available at: \www/URL: http://www.ni.com/pdf/products/us/4scxisc293\_ETC\_196.pdf

## РАЗРАБОТКА КОМПЬЮТЕРИЗИРОВАННОЙ СИСТЕМЫ ДЛЯ КРИВОЛИНЕЙНЫХ ПОВЕРХНОСТЕЙ С ПОМОЩЬЮ ИНДУКТИВНЫХ ДАТЧИКОВ

Предложено аналоговый интерфейс для дистанционных измерений линейно-угловых величин индуктивными датчиками перемещений с улучшенными метрологическими характеристиками благодаря использованию итерационных интегрирующих преобразователей с дифференциально-токовыми входами и «обмена» информацией между датчиками. Разработан алгоритм коррекции ошибок измерительного канала с помощью TEDS в условиях нелинейности канала и междуканальных связей.

**Ключевые слова:** дистанционные измерения, перемещения, коррекция погрешностей, TEDS, синусно-косинусные вращающиеся трансформаторы, индуктивные датчики.

**Орнатський Дмитро Петрович**, доктор технічних наук, професор, кафедра інформаційно-вимірювальних систем, Навчально-науковий інститут інформаційно-діагностичних систем, Національний авіаційний університет, Київ, Україна.

**Михалко Микола Валентинович**, начальник ремонтно-будівельного управління, Національний авіаційний університет, Київ, Україна.

**Катаєва Марія Олександрівна**, аспірант, кафедра комп'ютеризованих електротехнічних систем та технологій, Навчально-науковий інститут інформаційно-діагностичних систем, Національний авіаційний університет, Київ, Україна,  
e-mail: [kataeva.mariia@gmail.com](mailto:kataeva.mariia@gmail.com).

**Орнатский Дмитрий Петрович**, доктор технических наук, профессор, кафедра информационно-измерительных систем,

Учебно-научный институт информационно-диагностических систем, Национальный авиационный университет, Киев, Украина.  
**Михалко Николай Валентинович**, начальник ремонтно-строительного управления, Национальный авиационный университет, Киев, Украина.

**Катаева Мария Александровна**, аспирант, кафедра компьютеризованных электротехнических систем и технологий, Учебно-научный институт информационно-диагностических систем, Национальный авиационный университет, Киев, Украина.

-----  
**Ornatskii Dmitriy**, National Aviation University, Kyiv, Ukraine.  
**Myhalko Nikolai**, National Aviation University, Kyiv, Ukraine.  
**Katayeva Mariia**, National Aviation University, Kyiv, Ukraine,  
e-mail: [kataeva.mariia@gmail.com](mailto:kataeva.mariia@gmail.com)