

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
Національний університет «Запорізька політехніка»

Радіоелектроніки і телекомунікацій

(повне найменування інституту, факультету)

Мікро- та наноелектроніки

(повне найменування кафедри)

Пояснювальна записка

до дипломної роботи

магістр

(ступінь вищої освіти)

на тему: "Дослідження впливу входних параметрів при оцінці невизначеності
результатів вагових вимірювань"

Виконав: студент II курсу, групи РТ-411м
Спеціальності 152 – "Метрологія та інформаційно-
вимірювальна техніка"

(код і найменування спеціальності)

Освітня програма (спеціалізація)
"Якість стандартизація та сертифікація"

 Омельчук А. А.

(прізвище та ініціали)

Керівник  Нагорна Н. М.

(прізвище та ініціали)

Рецензент  Манукян О. А.

(прізвище та ініціали)

2022

Форма № 25

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
Національний університет «Запорізька політехніка»
 (повне найменування закладу вищої освіти)

Інститут, факультет Радіоелектроніки і телекомунікацій
 Кафедра мікро- та наноелектроніки
 Ступінь вищої освіти магістр
 Спеціальність 152 "Метрологія та інформаційно-вимірювальна техніка"
 (код і найменування)
 Освітня програма (спеціалізація) "Якість, стандартизація та сертифікація"
 (назва освітньої програми (спеціалізації))

ЗАТВЕРДЖУЮ

Завідувач кафедри мікро- та
наноелектроніки

Г. В. Сніжної
 « 10 » 12 2022 року

З А В Д А Н Н Я
НА МАГІСТЕРСЬКУ РОБОТУ СТУДЕНТА

Омельчука Артема Андрійовича
 (прізвище, ім'я, по батькові)

1. Тема проєкту (роботи) "Дослідження впливу вхідних параметрів при оцінці невизначеності результатів вагових вимірювань"

керівник проєкту (роботи) Нагорна Ніна Миколаївна
 (прізвище, ім'я, по батькові, науковий ступінь, вчене звання)

затверджені наказом закладу вищої освіти від « 21 » листопада 2022 року № 395

2. Строк подання студентом проєкту (роботи) 09 грудня 2022 р.

3. Вихідні дані до проєкту (роботи) Тензодатчик резистивний балочного типу, АЦП 24-розрядний, мікроконтролер atmega328p, РК-дисплей 1602A на 32 позиції, термо-датчик DS18B20.

4. Зміст розрахунково-пояснювальної записки (перелік питань, які потрібно розробити)

Розділ 1 Прилади вимірювання ваги. Етапи обробки сигналу.

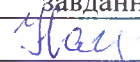
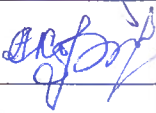
Розділ 2 Невизначеність вимірювання.

Розділ 3 Складові невизначеності результатів вагових вимірювань. Методика їх чисельного визначення та оцінка результатів впливу на вагові вимірювання.

5. Перелік графічного матеріалу (з точним зазначенням обов'язкових креслень)

Презентація виконаної роботи.

6. Консультанти розділів проекту (роботи)

Розділ	Прізвище, ініціали та посада консультанта	Підпис, дата	
		завдання видав	прийняв виконання завдання
1-2	Нагорна Н. М., старш. викл. каф. МіНЕ		
Нормо-контроль	Коротун А. В., к.ф.-м.н., доцент каф. МіНЕ		

7. Дата видачі завдання «26» вересня 2022 року.

КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН

№ з/п	Назва етапів дипломного проекту (роботи)	Строк виконання етапів проекту (роботи)	Примітка
1	Огляд літературних джерел та ознайомлення зі статтями за заданою тематикою.	26.09 – 09.10	Виконано
2	Проектування і виготовлення пристрою системи зважування.	10.10 – 20.10	Виконано
3	Виконання експериментальної частини роботи.	21.10 – 16.11	Виконано
4	Обробка результатів експериментів і визначення параметрів системи зважування.	17.11 – 24.11	Виконано
5	Формування модельного рівняння та визначення видів розподілів впливних величин з визначенням їх параметрів. Розрахунок невизначеності результатів вимірювань.	25.11. – 30.11	Виконано
5	Оформлення пояснювальної записки і презентації.	31.11 – 09.12	Виконано

Студент


(підпис)

Омельчук А.А.
(прізвище та ініціали)

Керівник проекту (роботи)


(підпис)

Нагорна Н. М.
(прізвище та ініціали)

АНОТАЦІЯ

ПЗ містить: 67 с., 28 рис., 9 табл., 17 джерел., 3 додатки.

Об'єктом дослідження є система зважування ваги досліджуваних об'єктів, яка має бути розроблена, виготовлена, та протестована.

Метою представленої роботи є розробка детальної функції невизначеності неавтоматичної вагової системи, аналіз складових цієї невизначеності, експериментальне підтвердження та її імітація методом Монте-Карло.

Методи дослідження – теоретичні, програмні, експериментальні.

Перша частина роботи присвячена ознайомленню с фізичними основами роботи тензодатчиків, а також поглибленому вивченню і опису компонентів системи, що досліджується, як-то, міст Уїтстона, сигма-дельта АЦП, мікроконтролер atmega328p.

В другому розділі міститься інформація про поняття невизначеності вимірювання, прийняті методи її вимірювання та розрахунку.

В третьому розділі описано обладнання та його взаємодія. Встановлено вхідні параметри, що впливають на невизначеність, особливості та методи їх визначення. Результатом обробки отриманих даних є встановлені закони впливу вхідних величин на невизначеність та конкретні чисельні показники, за якими можна визначити ефективність роботи ваг в реальних умовах.

Дана робота повинна посприяти більш ефективним економічним та організаційним аспектам процесу виготовлення та калібрування вагових систем.

ЕЛЕКТРОННА СИСТЕМА ЗВАЖУВАННЯ, ТЕНЗОДАТЧИК,
МІКРОКОНТРОЛЕР, АРДУІНО, НЕВИЗНАЧЕНІСТЬ, СКЛАДОВІ
НЕВИЗНАЧЕНОСТІ, МОДЕЛЬНЕ РІВНЯННЯ, МЕТОД МОНТЕ-КАРЛО

ЗМІСТ

ЗАВДАННЯ НА ПРОЄКТ	2
АНОТАЦІЯ	4
ВСТУП	7
1 ОСНОВНІ ТЕОРЕТИЧНІ ПОЛОЖЕННЯ ЩОДО ПРИЛАДІВ ВИМІРЮВАННЯ ВАГИ. ЕТАПИ ОБРОБКИ СИГНАЛІВ	8
1.1 Обґрунтування виконання представленої наукової роботи	8
1.2 Фізичні основи тензорезистора	8
1.2.1 Рівняння перетворення деформації	8
1.2.2 Вплив складу тензочутливих матеріалів на їх властивості	13
1.2.3 Вплив зв'язуючих речовин на часові процеси	14
1.3 Аналіз схемного виконання тензочутливих датчиків	15
1.4 Конструктивні особливості температурних датчиків	18
1.5 Вплив операційних підсилювачів на точність вимірювань	20
1.6 Прецизійні та низькочастотні сигма-дельта АЦП для засобів вимірювань	22
1.7 Програмні методи обробки цифрових сигналів	23
2 НЕВИЗНАЧЕНІСТЬ ВИМІРЮВАННЯ	26
2.1 Поняття невизначеності вимірювання	26
2.2 Етапи оцінювання невизначеності	27
2.3 Метод Монте-Карло для оцінювання невизначеності результату вимірювань	28
3 СКЛАДОВІ НЕВИЗНАЧЕНОСТІ РЕЗУЛЬТАТІВ ВАГОВИХ ВИМІРЮВАНЬ. МЕТОДИКА ЇХ ЧИСЕЛЬНОГО ВИЗНАЧЕННЯ ТА ОЦІНКА РЕЗУЛЬТАТІВ ВПЛИВУ НА ВАГОВІ ВИМІРЮВАННЯ	31
3.1 Обладнання для проведення дослідів	31

3.2 Встановлення вхідних параметрів, що впливають на невизначеність	34
3.2.1 Допущення щодо впливу вхідних параметрів на невизначеність.....	34
3.2.2 Температурний вплив	35
3.2.3 Часова складова невизначеності.....	41
3.2.4 Похибка ексцентриситету.....	46
3.2.5 Повторюваність вимірювань.....	48
3.3 Розрахунок загальної невизначеності методом Монте-Карло	49
ВИСНОВКИ.....	54
ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ	55
ДОДАТОК А.....	57
ДОДАТОК Б.....	60
ДОДАТОК В	61

ВСТУП

Неперервний розвиток технологій різноманітних галузей потребує виготовлення, вдосконалення та розробки нових прецизійних систем вимірювання фізичних величин. Серед таких систем затребуваними є зважування системи. Їх прецизійність досягається прогнозуванням впливових зовнішніх чинників, компенсацією та усуненням цих чинників.

Спонуканням до вивчення впливу вхідних параметрів при оцінці невизначеності результатів вагових вимірювань стала відсутність подібних аналізів на реальних системах та достатня кількість теоретичного матеріалу, який експериментально треба пов'язати з реальними ситуаціями при виготовленні та калібруванні вагової системи.

Основна мета досліджень полягає у розробці підходів до визначення найбільш вагомих впливних величин вимірювальних систем зважування, та визначення їх впливу на результати вимірювань. Визначення джерел похибок з різною природою виникнення дає можливість порівняння їх з експериментальними даними під час проектування вагової системи та подальшим підвищенням її точності.

Для цього була спроектована вагова система, з якої, за допомогою сучасних методів обробки даних, були отримані статистичні дані, описуючі поведження даної системи. Ці дані універсальні і поширюються на інші вагові системи.

Метою роботи є надання уявлення про методи аналізу складових невизначеності результатів зважування, підкріпленого експериментальними даними.

Практичним значенням роботи є використання викладеної в ній інформації для градуювання якості розробки вагових приладів в залежності від потреб та можливостей користувачів цих приладів, оптимізація процесів виготовлення таких приладів.

1 ОСНОВНІ ТЕОРЕТИЧНІ ПОЛОЖЕННЯ ЩОДО ПРИЛАДІВ ВИМІРЮВАННЯ ВАГИ. ЕТАПИ ОБРОБКИ СИГНАЛІВ

1.1 Обґрунтування виконання представленої наукової роботи

Метою представленої роботи є розробка вагової системи з широким спектром показань включно з програмним забезпеченням, виготовлення такої системи, дослідження її роботи з можливістю налаштування параметрів системи для збільшення точності вимірювань, виконання тестових випробувань, на основі яких розраховується невизначеність результатів вимірювань і бюджет невизначеності.

Актуальність роботи визначається необхідністю покращання параметрів сучасних вагових систем за рахунок розробки вказаних систем по типу інформаційно-вимірювальних систем на основі сучасної компонентної бази.

Для обґрунтування вибору компонентів системи потрібно розуміти, з якими параметрами цих компонентів і процесами, що протікають в них, в подальшому належить працювати. На саме ці питання звернена увага у розділі 1.

Тому у розділі 1 описуються компоненти системи, а саме: тензорезистори, тензочутливі датчики тиску на їх основі, температурні датчики, аналого-цифровий перетворювач типу сигма-дельта АЦП. Також у розділі 1 значна увага приділяється обґрунтуванню вибору програмних методів обробки сигналів, один з яких потім використовується у розробленій та виготовленій зважувальній системі.

1.2 Фізичні основи тензорезистора

1.2.1 Рівняння перетворення деформації

Принцип вимірювання деформацій за допомогою тензорезисторів полягає в тому, що при деформації змінюється його активний опір. Ефект зміни питомого опору металевого провідника під дією всебічного стиснення (гідростатичного тиску) був виявлений у 1856 р лордом Кельвіном і у 1881 р. О. Д. Хвольсоном.

Деформація досліджуваної конструкції ε передана через сполучну речовину чутливому елементу, і призводить до зміни його опору, залежного від деформації уздовж головної осі тензорезистора (рис.1.1).

Доцільно характеризувати тензорезистори не однією комплексною характеристикою, що відображає всі метрологічні властивості тензорезистора, а комплексом метрологічних характеристик, кожна з яких відображає одну з властивостей тензорезистора, так як зміна опору залежить не тільки від інформативно важливого параметра – деформації поверхні конструкції, але і від неінформативних факторів, супутніх експериментальним дослідженням. В цьому випадку функція перетворення деформацій буде матиме вигляд:

$$i), \quad (1.1)$$

де ε – вимірювана деформація;

K – чутливість;

t – функція впливу температури на чутливість;

ξ – вихідний сигнал тензорезистора, що залежить від вимірюваної деформації і дії неінформативних параметрів;

i – значення вихідних сигналів від характеристик повзучості, гістерезису, температурної характеристики опору і дрейфу.

Відомо, що електричний опір тіла залежить як від геометричних розмірів, так від питомого опору матеріалу. Загальновідома формула електричного опору має вигляд:

$$S, \quad (1.2)$$

де ρ – питомий опір;

l – довжина провідника;

S – площа поперечного перерізу.

- 1 – чутливий елемент;
- 2 – з'єднуюча речовина;
- 3 – підшарок;
- 4 – досліджувана деталь;
- 5 – захисний елемент;
- 6 – вузол пайки;
- 7 – вивідні провідники

Рисунок 1.1 – Структура тензорезистора

Якщо прикласти до матеріалу деформацію

$$l, \quad (1.3)$$

то ця деформація матиме такий вплив на опір:

$$S. \quad (1.4)$$

Зміна довжини та площі перерізу пов'язані коефіцієнтом Пуассона:

$$l, \quad (1.5)$$

тоді з (1.4) отримаємо:

$$l \quad (1.6)$$

У рівнянні (1.6) перший член визначає зміну геометрії тіла, а другий - зміну l . Зміна опору за рахунок зміни питомої складової залежить від структури і властивостей матеріалу і в деяких випадках може бути в кілька десятків і сотень разів більше, ніж зміна за рахунок геометрії.

Відомо, що відносна зміна питомого опору пропорційна відносній зміні об'єму матеріалу через коефіцієнт Бріджмена:

$$V. \quad (1.7)$$

В свою чергу:

$$l, \quad (1.8)$$

Отже

$$l. \quad (1.9)$$

Беручи до уваги (1.6) та (1.9), отримаємо:

$$l. \quad (1.10)$$

Запишемо через $K_{\text{пер}}$:

$$\text{пер} \cdot \varepsilon, \quad (1.11)$$

де

$$\text{пер} = 1 + B + 2\mu 1 - B.$$

Рівняння (1.11) підтверджується проведеними дослідженнями [1,2,3].

Із рівняння (1.11), беручи до уваги, що для однорідного матеріалу ρ однакове в кожній точці, можна записати:

$$l, \quad (1.12)$$

K – початковий і кінцевий опір тензорезистора;

K - початкова і кінцева довжина чутливого елемента тензорезистора.

Інтеграл в правій частині рівняння (1.12) є істинним (логарифмічним) ч [4]. З огляду на це та інтегруючи ліву частину, отримаємо:

$$\text{ч}, \quad (1.13)$$

де

$$\text{п}. \quad (1.14)$$

Остаточно будемо мати

$$\chi - 1 \quad (1.15)$$

Рівняння (1.15) є істинним рівнянням перетворення відносної лінійної деформації чутливого елемента у відносну зміну його опору.

Для розгляду впливу температури на тензоефект питомий опір має бути поданий у вигляді двох складових:

$$\rho(T) = \rho_0 + \rho_i(T), \quad (1.16)$$

ρ_0 – залишковий опір, який не залежить від температури (визначається ступенем чистоти і напруженості матеріалу і вказує на розсіювання на домішках і дефектах, які деформують період решітки);

$\rho_i(T)$ – ідеальний опір, залежний від температури (визначається розсіюванням за рахунок теплових коливань атомів решітки).

Температура більшою мірою впливає на тензоефект і опір напівпровідникових матеріалів, ніж металів і сплавів. Цей вплив змінюється як від типу домішкових добавок (донорів або акцепторів), так і від їх концентрації. Тип домішкових добавок і концентрація їх впливають також на питомий опір і робочу область температур. Причому механізм впливу домішок у провідникових і напівпровідникових матеріалів різний.

1.2.2 Вплив складу тензочутливих матеріалів на їх властивості

Крім наявності тензоефекта матеріал чутливого елемента повинен володіти рядом властивостей, які дозволяють використовувати даний ефект.

Так, матеріал чутливого елемента повинен мати достатній питомий опір, щоб забезпечувати тензорезисторам опір 50-800 Ом при невеликих розмірах цього елемента.

Повинен бути малим вплив робочої температури як на $K_{\text{пер}}$, так і на опір тензочутливого матеріалу, так як зміна опору тензорезистора за рахунок впливу температури може в кілька разів перевищити приріст опору за рахунок деформації.

Останнє особливо важливо, тому що відомо, що більшість металів, сплавів і особливо напівпровідників має велике значення α (температурний коефіцієнт електричного опору).

Введення домішок в метали і в напівпровідники може істотно змінити тензоефект і ρ матеріалу, а також вплив на ці властивості температури. Причому механізм впливу домішок у провідникових і напівпровідникових матеріалів різний.

1.2.3 Вплив зв'язуючих речовин на часові процеси

У тензорезисторах в якості сполучного використовуються полімерні матеріали, що володіють не тільки основним параметром пружності, але і еластичністю та пластичністю, наявність яких призводить до залежності константи пружності сполучного від часу (релаксаційним явищам). Відповідно змінюються в часі зсувні напруги і їх розподіл по довжині чутливого елемента, що викликає зміну $K_{\text{пер}}$ і вихідного сигналу тензорезистора. Релаксаційні процеси в сполучному визначають такі характеристики, як повзучість і механічний гістерезис тензорезисторів, вони можуть спотворити вимірювані значення чутливості, привести до нелінійності характеристики перетворення.

Повзучість визначається як зміна вихідного сигналу тензорезистора з плином часу при фіксованому значенні деформації:

$$0(\varepsilon), \quad (1.16)$$

$0(\varepsilon)$ – вихідний сигнал одразу після навантаження;

$\tau \varepsilon$ – вихідний сигнал по проходженні часу τ .

Для розрахунку механічного гістерезису тензорезистора застосовують ті ж механічні моделі, що й для розрахунку повзучості. Він визначається як різниця вихідних сигналів при зростанні $\xi_{зр}$ та при зменшенні деформації $\xi_{зм}$, отримана при одних і тих же значеннях деформації деталі, на якій встановлений тензорезистор:

$$\xi_{зм}, \quad (1.17)$$

або у відносних одиницях:

$$\epsilon_{зм}, \quad (1.18)$$

$\epsilon_{зм}$ – вихідний сигнал при максимальному значенні $\epsilon_{м}$.

1.3 Аналіз схемного виконання тензочутливих датчиків

Мостова схема Уїтстона є широкоживаною схемою, що використовується для вимірювання відношень величин резисторів. На рисунку 1.2 показана принципова схема вимірювального моста[5].

Рисунок 1.2 – Мостова схема Уїтстона

Вихідна напруга врівноваженого мосту визначається формулою:

$$U_{\text{вих}} = \frac{R_1 R_3}{R_1 + R_3} I, \quad (1.19)$$

або

$$U_{\text{вих}} = \frac{R_1 R_3}{R_1 + R_3} \frac{U_{\text{зб}}}{R_1 + R_2 + R_3 + R_4}. \quad (1.20)$$

Міст знаходиться в нульовому (збалансованому) стані при відношенні резисторів $R_1/R_4 = R_2/R_3$ та не залежить від способу його збудження (постійним або змінним струмом), величини збудження або способу зчитування вихідного сигналу (струм або напруга), імпедансу схеми вимірювання. Якщо зафіксувати $R_2/R_3 = K$, а

величину R_1 необхідно визначити, то, ввівши міст в нульовий стан за допомогою градуйованого потенціометра R_4 , можна розрахувати:

$$4. \quad (1.21)$$

На рисунку 1.3 показані різні конфігурації вимірювальних мостів і наведені основні співвідношення по виходу і їх нелінійності.

Рисунок 1.3 – Конфігурації мосту Уїтстона

Слід відзначити, що нелінійність, вказана на рисунку 1.3, відноситься до власне вимірювального мосту і не має ніякого відношення до нелінійності чутливого елемента. На практиці, більшість чутливих елементів має власну нелінійність, яку слід враховувати в кінцевому результаті.

Рисунок 1.4 – Нелінійність мосту при збудженні постійним струмом

Для аналізу зв'язку вихідної напруги V_{out} та вхідної V_{in} вважатимемо, що плечі мають однакову чутливість до зовнішнього впливу. Тоді опір n -го резистора можна виразити так:

$$n = R(1 \pm \alpha s), \quad (1.22)$$

тоді чутливість можна визначити як:

$$ds, \quad (1.23)$$

де s – прикладена зовнішня дія (деформація).

Остаточно можна записати:

$$0, \quad (1.24)$$

де V_0 – напруга зміщення внаслідок дисбалансу мосту.

Для тензодатчиків небажаним явищем є залежність α від температури. Даний параметр може змінюватися з двох причин: зміна опору R або похідної dR/ds .

Для малого діапазону робочих температур (не більше 15°C) вважатимемо, що V_0 не залежить від температури, тоді диференціюємо рівняння (1.24) за температурою:

$$e. \quad (1.25)$$

Так як метою температурної компенсації є незалежність V_{out} від температури, $dT = 0$, то

$$e. \quad (1.26)$$

Звідки

$$dT = -\beta, \quad (1.27)$$

де β – температурний коефіцієнт чутливості плеча мосту.

Рівняння (1.27) є умовою ідеальної температурної компенсації.

1.4 Конструктивні особливості температурних датчиків

Напівпровідниковий (або «інтегрований») датчик температури є електронним пристроєм, виготовленим аналогічно іншим сучасним електронним напівпровідниковим компонентам, таким як мікропроцесори.

Ці датчики мають ряд загальних характеристик: лінійні виходи, відносно невеликий розмір, обмежений діапазон температур (зазвичай від -40 до $+120$ °C), низька вартість, хороша точність при калібруванні, але погана взаємозамінність. Часто напівпровідникові датчики температури мають погану теплову конструкцію, а напівпровідниковий чіп не завжди знаходиться у хорошому тепловому контакті із зовнішньою поверхнею. За умови розуміння обмежень напівпровідникових датчиків температури їх можна ефективно використовувати в багатьох додатках[6].

Найбільш популярні напівпровідникові датчики температури, засновані на основних температурних та струмових характеристиках транзистора. Якщо два ідентичні транзистори працюють при різних, але постійних густинах колекторного струму, то різниця в їх напругах база-емітер пропорційна абсолютній температурі транзисторів. Ця різниця напруг потім перетворюється на несиметричну напругу чи струм. Зміщення може бути застосоване для перетворення сигналу абсолютної температури в градуси Цельсія або Фаренгейта (рис 1.5, а).

Як правило, напівпровідниковий датчик температури найкраще підходить для вбудованих рішень, тобто для використання всередині обладнання. Це пов'язано з

тим, що вони, зазвичай, електрично і механічно більш чутливі, ніж більшість інших типів датчиків температури.

Точність більшості напівпровідникових датчиків температури недостатньо висока, необроблений чутливий елемент зазвичай упаковується у стандартний корпус для електронних пристроїв (рис 1.5, б), що далеко не ідеально для точного вимірювання температури. Однак, незважаючи на ці недоліки, датчики чутливі, досить лінійні і дуже зручні у використанні[7].

а

б

а - каскад транзисторів;

б - корпус

Рисунок 1.5 – Напівпровідниковий термодатчик

1.5 Вплив операційних підсилювачів на точність вимірювань

Ідеальним операційним підсилювачем (ОП) називається підсилювач, що володіє ідеальними параметрами[8,9]. Основні характеристики такого ОП:

- коефіцієнт підсилення нескінченно великий ($K \rightarrow \infty$);
- смуга пропускання нескінченно велика ($\Delta F \rightarrow \infty$);
- вхідний опір нескінченно великий ($R_{\text{вх}} \rightarrow \infty$);
- вихідний опір нескінченно малий ($R_{\text{вих}} \rightarrow 0$);
- вихідна напруга дорівнює нулю при нульовій напрузі на вході;
- високий коефіцієнт ослаблення зворотного зв'язку.

Але такі параметри відповідають математичній моделі і не можуть бути реалізовані. Не зважаючи на це розвиток техніки, ОП йде в напрямку наближення характеристик реальних підсилювачів до ідеальних, а якість ОП визначається ступенем цього наближення.

Переходячи до реальних значень параметрів, що характеризують сучасні ОП, необхідно мати на увазі, що ОП, охоплений ланцюгами зворотного зв'язку, в конкретних схемах включення може мати параметри, що значно відрізнятися від його власних.

Для розуміння впливу ОП на точність вимірювання необхідно розуміти, як залежать його окремі параметри від умов експлуатації.

Коефіцієнт підсилення ОП без зворотного зв'язку залежить від опору навантаження, температури навколишнього середовища, напруги живлення.

Зсув рівня вихідної напруги ОП. Ідеальний ОП при напрузі на входах, що дорівнюють нулю, повинен мати точно нульове значення напруги на виході. Однак в реальному підсилювачі через неминучі неузгодженості параметрів внутрішніх і схемних елементів навіть при відсутності вхідного сигналу на виході ОП з'являється невелика постійна напруга. Величина цієї напруги, а головне, її зміна (дрейф) в залежності від температури, часу та інших факторів, є одним з головних обмежень, що визначає точність роботи ОП.

Вхідний струм зсуву (I_{zc}). Різниця струмів зміщення, необхідних для двох вхідних транзисторів операційного підсилювача, з'являється внаслідок неточного узгодження коефіцієнтів підсилення за струмом (β) вхідних транзисторів. Вхідний струм зсуву змінюється приблизно так, як вхідна напруга, тому струм зсуву є змінною величиною. Зазвичай I_{zc} лежить в діапазоні від декількох одиниць до декількох сотень наноампер.

Шум визначається як сигнал змінного струму, що генерується випадковим рухом електричних зарядів. У підсилювачах можуть виникати наступні види шумів.

Шуми Джонсона (тепловий шум), Тепловий шум викликаний випадковими рухами зарядів під впливом теплової енергії, одержуваної з навколишнього середовища.

Шуми Шотткі (дробовий шум). Число електронів, що проходять через одну точку в одиницю часу, змінюється випадково. Ці зміни викликають шумовий струм.

Флікер-шум (або $1/f$). Вважають, що причиною шуму в напівпровідниках є зміни швидкостей носіїв заряду, обумовлені дефектами напівпровідникового матеріалу. Даний шум називають також $1/f$ - шумом, тому що він збільшується зі зменшенням частоти.

Окрім наведених вище факторів впливу необхідно додержуватись і основних параметрів роботи підсилювача. Сюди відносяться такі параметри, як максимальна потужність, робочий діапазон температур, максимальна і мінімальна напруга живлення, максимальна різниця вхідних напруг, максимальна напруга синфазних вхідних сигналів, температура зберігання і роботи. Перевищення цих значень призводить до пошкодження операційного підсилювача.

1.6 Прецизійні та низькочастотні сигма-дельта АЦП для засобів вимірювань

Вибір сигма-дельта АЦП для вбудовування у вагову систему, що розробляється і досліджується, пов'язаний з тим, що порівняно з усіма існуючими типами сучасних АЦП він має великий динамічний діапазон і малий рівень шумів у робочому частотному діапазоні.

Структурна схема $\Sigma\Delta$ – АЦП з модулятором першого порядку приведена на рис. 1.6.

Сигма-дельта АЦП працює в такий спосіб. Припустимо, що на вході присутній сигнал постійного рівня V_{IN} . У точці А інтегратор постійно виробляє пилоподібну напругу поперемінно позитивної і негативної полярності. Сигнал з виходу компаратора повертається назад через однобітний ЦАП на вхід підсумовувача у точку В. Петля негативного зворотного зв'язку з виходу компаратора через однобітний ЦАП в точку підсумовування встановлює середню величину постійної напруги в точці В, яка дорівнює V_{IN} . Це передбачає, що середня вихідна напруга ЦАП має дорівнювати вхідній напрузі V_{IN} . Середня вихідна напруга ЦАП визначається частотою проходження логічних одиниць в потоці однобітних даних, що надходять з виходу компаратора[10].

Рисунок 1.6 – Структурна схема $\Sigma\Delta$ – АЦП з модулятором першого порядку

Цифровий фільтр і дециматор обробляють послідовний потік бітів і дають кінцеві вихідні дані.

$\Sigma\Delta$ -модулятор формує шум квантування таким чином, що більша його частина лежить в смузі придушення цифрового фільтра, і тому величина ефективної кількості біт (ENOB) буде багато більше. Цифровий фільтр і дециматор обробляють послідовний потік бітів і дають кінцеві вихідні дані. Результат роботи цифрового фільтру показаний на рис. 1.7.

Рисунок 1.7 – Результат роботи цифрового фільтру

1.7 Програмні методи обробки цифрових сигналів

На попередніх етапах тракту проходження сигналу, тобто перетворення деформації у напругу, передачі сигналу по провідникам, підсилення та оцифровування відбуваються його спотворення та додавання до корисної складової паразитних шумів. У такому випадку останнім методом вилучення корисного є цифрова обробка, що базується на математичних принципах.

Якщо говорити про отримання корисних даних про навантаження на тензодатчик, то у більшості випадків паразитною є високочастотна складова. Сама по собі ця складова може мати частоту навіть усього лише від десятка герц і вище. Але її амплітуда може мати високий вплив на кінцевий результат. Надалі замість терміну «метод обробки» буде застосовуватись термін «фільтр», або «метод фільтрації».

Якщо говорити про методи фільтри, то це завжди компроміс між точністю і швидкістю, так як для коректної обробки вхідних даних вони потребують певний час. Вибір методу фільтрації залежить від конкретної задачі. Ознайомимося з деякими із них.

Фільтр Калмана(рис. 1.8) використовує динамічну модель системи і безліч послідовних вимірювань для формування оптимальної оцінки стану. Алгоритм складається з двох повторюваних фаз: передбачення і коригування. На першому розраховується прогноз стану в наступний момент часу (з урахуванням неточності їх вимірювання). На другому, нова інформація з датчика коригує передбачене значення (також з урахуванням неточності і зашумленості цієї інформації).

Рисунок 1.8 – Приклад роботи фільтру Калмана

Суть методу найменших квадратів (МНК) полягає в знаходженні коефіцієнтів лінійної залежності, при яких функція двох змінних a і b (1.28) приймає найменше значення. Тобто, при даних a й b сума квадратів відхилень експериментальних даних від знайденої прямої буде найменшою.

$$2 \quad (1.28)$$

Формули для знаходження коефіцієнтів мають вигляд:

$$i \quad (1.29)$$

$$n \quad (1.29)$$

Метод ковзаючої середньої (Moving Average) забезпечує згладжування зашумлених даних відповідно до формули

$$0) . \quad (1.30)$$

Особливістю методу є те, що усі вхідні значення усереднюються з рівним ваговим значенням. Це означає, що окремі точки, що значно виділяються своїм значенням на фоні інших будуть придушені і не внесуть великого вкладу в кінечне значення. В деяких випадках це буде корисним, а в деяких – навпаки.

Метод середнього арифметичного описується формулою:

$$0-j]), \quad (1.31)$$

де W_0 розмір вибірки. Згладжування має східчастий характер.

Кожне вихідне значення $y^*[n]$ є результатом усереднення $[n; nW_0]$ вхідних даних.

Експоненціальне ковзаюче середнє описується так:

$$* n - 1 + 1 - ax[n], \quad (1.32)$$

де a – ваговий коефіцієнт, що визначає вклад попереднього вихідного і поточного вхідного значення у нове вихідне значення.

Недоліком останніх двох методів є малій відгук на різку зміну корисної вхідної величини (рис. 1.9), що вимагає очікування, поки фільтровані вихідні значення набудуть необхідного значення. Тривалість цього очікування більшою мірою визначається шириною вибірки W_0 . Це можна вирішити динамічним підлаштуванням W_0 в залежності від умов роботи.

Рисунок 1.9 –Затримка зміни вихідного значення

2 НЕВИЗНАЧЕНІСТЬ ВИМІРЮВАННЯ

2.1 Поняття невизначеності вимірювання

Згідно з ДСТУ 2681 невизначеність вимірювання характеризує діапазон значень, в якому знаходиться істинне значення вимірюваної величини [11].

Оцінкою такого діапазону може бути або середнє квадратичне відхилення чи кратне йому число, або половина ширини довірчого інтервалу.

Невизначеність вимірювання зазвичай має декілька складових. Деякі з них оцінюються методом оброблення результатів серії вимірювань. При цьому отримуються експериментальні середні квадратичні відхилення. Характеристики інших складових, які мають визначені середні квадратичні відхилення, отримуються дослідним шляхом або через іншу інформацію.

Результат вимірювання — це найкращий попередній розрахунок значення вимірюваної величини, а розкид залежить від усіх складових невизначеності, включаючи її компоненти впливів, що є наслідком систематичних похибок, наприклад, складових, пов'язаних з поправками та еталонами-копіями

Згідно з національним стандартом ДСТУ ISO 10012:2005 невизначеність вимірювання необхідно оцінювати для кожного процесу вимірювання, який охоплений системою керування вимірюванням [12].

Оцінки невизначеностей потрібно зареєструвати. Аналізування невизначеностей вимірювання потрібно завершити до метрологічного підтвердження вимірювального обладнання та затвердження процесу вимірювання. Усі відомі джерела змін результатів вимірювання необхідно задокументувати.

Відповідні поняття й методи, що їх можуть використовувати для об'єднання складників невизначеності і подання результатів, наведено в «Настановах щодо подання невизначеності у вимірюванні» (GUM) [13], Можна використовувати й інші задокументовані та визнані методи.

Деякі складники невизначеності можуть бути малозначущими порівняно з іншими складниками, через що їх деталізоване визначання може бути

необґрунтованим з економічних чи технічних міркувань. У такому разі рішення й обґрунтування треба зареєструвати. В усіх випадках зусилля на визначання та реєстрування невизначеностей вимірювань мають бути сумірними з важливістю результатів вимірювань для якості продукції. Для аналогічних типів вимірювального обладнання результати оцінювання невизначеності можна задокументувати як «загальні формулювання» та додаткові складники щодо окремих процесів вимірювання.

У невизначеності результату вимірювання треба враховувати, поміж інших складників, невизначеність калібрування вимірювального обладнання.

2.2 Етапи оцінювання невизначеності

До етапів оцінки невизначеності відносять:

- постановка задачі вимірювального завдання;
- розробка модельного рівняння;
- отримання результату.

Постановка задачі вимірювального завдання включає виявлення вхідних впливних величин, від яких залежить вихідна вимірювана величина та знаходження густин розподілів ймовірностей цих вхідних величин. Чисельні дані розподілів визначаються на основі або результатів попереднього калібрування, або паспортних даних, або експертних оцінок, або літературних джерел, або результатів експериментів.

Отримані дані є основою для розробки модельного рівняння вимірювання. Модельне рівняння виявляє взаємозв'язок вихідної величини з вхідними.

Розраховані стандартні невизначені вхідних величин на основі знання законів розподілів ймовірностей дозволяють знайти сумарну стандартну невизначеність результату.

2.3 Метод Монте-Карло для оцінювання невизначеності результату вимірювань

Оцінюванню невизначеностей може сприяти належне використання статистичних методів для аналізування результатів вимірювань.

Існують системи занадто складні на дослідження впливу невизначеності з допомогою аналітичних методів. Однак такі системи можна досліджувати, якщо розглядати вхідні дані у вигляді випадкових змінних, а потім повторювати обчислення за кількістю M разів. Причому M є достатньо великим числом за необхідності отримання результату з достатньо великою точністю.

Метод Монте-Карло є способом оцінки впливу невизначеності оцінки параметрів системи у широкому діапазоні ситуацій. Метод зазвичай використовують для оцінки діапазону зміни результатів та відносної частоти значень у цьому діапазоні для кількісних величин, таких як вартість, тривалість, продуктивність, попит тощо.

Моделювання методом Монте-Карло при оцінці невизначеності може використовуватися для двох різних цілей:

- трансформування невизначеності для звичайних аналітичних моделей;
- розрахунок ймовірностей, якщо аналітичні методи не можуть бути використані.

Вхідними даними для моделювання методом Монте-Карло є модель системи, інформація про тип вхідних даних, джерела невизначеності та необхідні вихідні дані. Вхідні дані та відповідну їм невизначеність розглядають у вигляді випадкових змінних із відповідними густинами розподілу ймовірностей. На практиці найчастіше використовуються рівномірні, трикутні, нормальні та логарифмічно нормальні розподіли.

Метод Монте-Карло доцільно застосовувати при існуванні високої невизначеності вхідних або вихідних даних.

Процедура методу Монте-Карло включає наступні етапи:

- а) вибір числа випробувань M ;

б) формування у кожному з M випробувань N -вимірного вектора вхідних величин X_t відповідно до їх законів розподілу;

в) отримання вектора значень Y на виході моделі вимірювання;

г) розташування отриманих M значень Y строго зростаючому порядку, що забезпечує побудову наближення G , де G - дискретне уявлення функції розподілу вихідної величини;

г) одержання на основі G оцінки u для Y та її стандартної невизначеності $u(y)$;

д) побудова на основі G інтервалу охоплення для Y , що відповідає заданій ймовірності охоплення p .

Схематичне представлення етапів виконання розрахунків за методом Монте-Карло показано на рис. 2.1.

Рисунок 2.1 - Схематичне представлення етапів виконання розрахунків за методом Монте-Карло

Переваги методу Монте-Карло:

- метод може бути адаптований до будь-якого розподілу вхідних даних, включаючи емпіричні розподіли, які побудовані на основі спостережень за відповідними системами;
- моделі відносно прості для роботи і можуть бути за потреби розширені;
- метод дозволяє врахувати будь-які впливи та взаємозв'язки, включаючи такі тонкі, як умовні залежності;
- для ідентифікації сильних та слабких впливів може бути застосовано аналіз чутливості;
- моделі є зрозумілими, а взаємозв'язок між входами та виходами – прозорим;
- метод допускає застосування ефективних моделей дослідження багатокomпонентних систем, таких, як мережа Петрі;
- метод дозволяє досягти необхідної точності результатів.

Недоліки методу Монте-Карло:

- точність рішень залежить від кількості ітерацій, які можуть бути виконані (цей недолік стає менш значущим зі збільшенням швидкодії комп'ютера);
- метод передбачає, що невизначеність даних можна описати відомим розподілом;
- великі та складні моделі можуть становити труднощі для фахівців із моделювання та ускладнювати залучення зацікавлених сторін;
- метод не може адекватно моделювати події з дуже високою чи дуже низькою ймовірністю появи, що обмежує його застосування під час аналізу ризику.

3 СКЛАДОВІ НЕВИЗНАЧЕНОСТІ РЕЗУЛЬТАТІВ ВАГОВИХ ВИМІРЮВАНЬ. МЕТОДИКА ЇХ ЧИСЕЛЬНОГО ВИЗНАЧЕННЯ ТА ОЦІНКА РЕЗУЛЬТАТІВ ВПЛИВУ НА ВАГОВІ ВИМІРЮВАННЯ

3.1 Обладнання для проведення дослідів

Дослідження проводилось на основі експериментальних даних, та подальшому знаходженні закономірностей впливу вхідних параметрів. Тому для експериментів використовувалось наступне обладнання.

Основною вимірювальної системи був обраний апаратно-програмний комплекс Arduino у зв'язку з його доступністю. Загальна схема зважувального пристрою наведена на рис. 3.1. Розроблена програма роботи мікроконтролера Arduino Uno приведена у додатку А.

- 1 - балка з вимірювальним мостом;
- 2 – плата з АЦП HX711;
- 3 – термодатчик DS18B20
- 4 – плата Arduino Uno;
- 5 – РК-дисплей

Рисунок 3.1 - Загальна схема пристрою зважування

Для вимірювання маси об'єкта, що цікавить, була виготовлена платформа на основі тензодатчика вантажопідйомністю до 10 кілограм. Пристрій платформи показано на рис. 3.2.

- 1 - алюмінієва балка з тензодатчиком;
- 2 - платформа для розміщення досліджуваного об'єкта;
- 3 – вихідні дроти вимірювального моста

Рисунок 3.2 - Платформа для вимірювання маси

Використовуваний тензодатчик має ключові параметри, зазначені у табл. 3.1.

Таблиця 3.1 - Параметри тензометричного датчика

Номінальний вихідний сигнал	1.0±0.15 mV/V
Точність	0.05% FS
Нелінійність	0.05% FS
Гістерезис	0.03% FS
Не повторюваність результатів	0.03% FS
Повзучість (за 5 хвилин)	0.1% FS
Вхідний опір	1000±50 Ohm
Вихідний опір	1000±50 Ohm
Вплив температури на нуль (на 10 ° C)	0.02% FS
Вплив температури на діапазон (на 10 ° C)	0.05% FS
Напруга живлення	5 V DC

Примітка: FS (Full scale) – повна шкала – це зміна вихідного сигналу при повному завантаженні датчика (мається на увазі діапазон, який фактично використовується). Якщо конкретна похибка виражається, як 0,1% повної шкали, а вихідне значення становить 1,0 mV/V, максимальна похибка, яка буде видна в робочому діапазоні датчика, буде 0,001 mV/V[15].

В даному проекті використовується HX711 - прецизійний 24-розрядний АЦП. HX711 має два канали: канал А і канал В.

Канал А може бути запрограмований з коефіцієнтами підсилення, рівними 128 або 64, що відповідає повномасштабному диференціальному вводу сигналу, напруга якого має амплітуду ± 20 мВ або амплітуду ± 40 мВ відповідно.

Диференціальний вхід каналу В має фіксований коефіцієнт підсилення, рівний 32.

Повномасштабний діапазон його вхідної напруги становить ± 80 мВ, коли на виводі AVDD використовується живлення 5 В.

За допомогою вхідного мультиплексора вибирається один з вхідних каналів. З двох виходів мультиплексора сигнали надходять на програмований підсилювач напруги (PGA - Programmable Gain Amplifier) з низьким рівнем власного шуму.

На кристалі розташований вбудований регулятор (стабілізатор) живлення для тензодатчиків, який є аналоговим джерелом живлення АЦП. Тому зовнішній стабілізатор живлення не потрібен.

З урахуванням вбудованого стабілізатора струм споживання мікросхеми АЦП становить менше 1,5 мА, а при відключенні живлення – менше 1 мкА.

Усі зовнішні елементи керування мікросхемою подають сигнали на АЦП через виводи мікросхеми АЦП (таблиця 3.2).

Інформація про характеристики АЦП наведена в додатку Б.

Таблиця 3.2 – Опис виводів мікросхеми АЦП

№ виводу	Ім'я виводу	Функція	Опис
1	VSUP	Живлення	Подача на регулятор 2,7÷5,5 В
2	BASE	Аналоговий вихід	Керувальний вихід регулятора (стабілізатора). NC, коли стабілізатор не використовується. (NC – нормально-замкнутий контакт, тобто коли стабілізатор відключений, то вихід регулятора формує сигнал на базі зовнішнього транзистора для його переходу у режим насичення під'єднаний до шини живлення)
3	AVDD	Живлення	Аналогове живлення 2,6÷5,5 В
4	VFB	Аналоговий вхід	Вхід для підключення конденсатора
5	AGND	Земля	Аналогова земля
6	VBG	Аналоговий вихід	Вивід для підключення блокуючого конденсатора
7	INA-	Аналоговий вхід	Негативний вхід каналу А
8	INA+	Аналоговий вхід	Позитивний вхід каналу А
9	INB-	Аналоговий вхід	Негативний вхід каналу В
10	INB+	Аналоговий вхід	Позитивний вхід каналу В
11	PD_SCK	Цифровий вхід	Відключення живлення (при умові, що рівень логічної 1 на вході тривається більше 60 мкс). Коли встановлюється рівень логічного 0, то

			відбувається перезавантаження мікросхеми, а потім встановлюється її нормальна робота. Після перезавантаження на вхід подається серія послідовних імпульсів для встановлення коефіцієнта підсилення K_U підсилювача для каналу А або В (при 25 імпульсах $K_U=128$ для каналу А, при 26 імпульсах $K_U=32$ для каналу В, при 27 імпульсах $K_U=64$ для каналу А)
12	DOUT	Цифровий вихід	Послідовний вихід даних
13	XO	Цифровий вхід/вихід	Ввід/вивід мікросхеми
14	XI	Цифровий вхід	Ввід/вивід мікросхеми або вхід зовнішнього осцилятора (вивід заземлюється, коли зовнішній осцилятор не використовується)
15	RATE	Цифровий вхід	Встановлення швидкості видачі вихідних даних. При встановленні логічного 0 швидкість дорівнює 10 Гц, логічної 1 – 80 Гц.
16	DVDD	Живлення	Подача з регулятора на аналогові блоки мікросхеми 2,6÷5,5 В

Цифровий терморезистор DS18B20 у корпусі TO-92. Схема підключення виконана у відповідності з рекомендаціями виробника. Його заявлені характеристики приведені в таблиці 3.3.

Таблиця 3.3 – Параметри терморезистора

Робочий діапазон температур	-55...+125 °C
Точність (в діапазоні -10...+85°C)	±0.5 °C
Роздільна здатність (максимальна)	0.0625 °C
Напруга живлення	+3...+5.5 В
Інтерфейс	1-Wire

3.2 Встановлення вхідних параметрів, що впливають на невизначеність

3.2.1 Допущення щодо впливу вхідних параметрів на невизначеність

Наступним кроком було отримання показань та висунення допущень щодо впливу вхідних параметрів. Для цього проводились загальні тести при

максимальному навантаженні і нульовому навантаженні тензометричного датчика.

В ході експериментів було встановлено такі чинники невизначеності:

- температурний вплив;
- повзучість матеріалу тензодатчика;
- ексцентриситет (положення об'єкту зважування відносно центру платформи ваг);
- похибка округлення дисплею навантажених ваг.

3.2.2 Температурний вплив

Визначення впливу температури проводилося дослідним шляхом. Для цього мікросхема АЦП HX711 та термодатчик DS18B20 були впритул приєднані корпусами через термоінтерфейс та надійно зафіксовані.

Проводилася серія випробувань, за якої було встановлено, що АЦП володіє меншою теплоємністю, ніж термодатчик, так як тепло швидко відводиться через достатньо велику кількість металевих контактів на плату та у зовнішнє середовище (повітря). В такому випадку було прийняте рішення щодо термоізоляції обох схем від зовнішнього середовища, щоб виключити передачу тепла відносно швидкими конвекційними потоками повітря. Таке рішення поліпшило теплопередачу, але значно не покращило результати, тому ключовими вимірюваними параметрами були не фактичні, а відносні показники температури.

Отримання залежності показань ваги від температури встановлювалось двома способами: без вимушеного коливання температури, тобто отримання випадкових величин та з вимушеним коливанням, для отримання більш точної залежності.

Результати дослідів представлені рисунками 3.3 та 3.4.

Рисунок 3.3 - Зміна нульового значення та ваги з плином часу без вимушеного перепаду температур

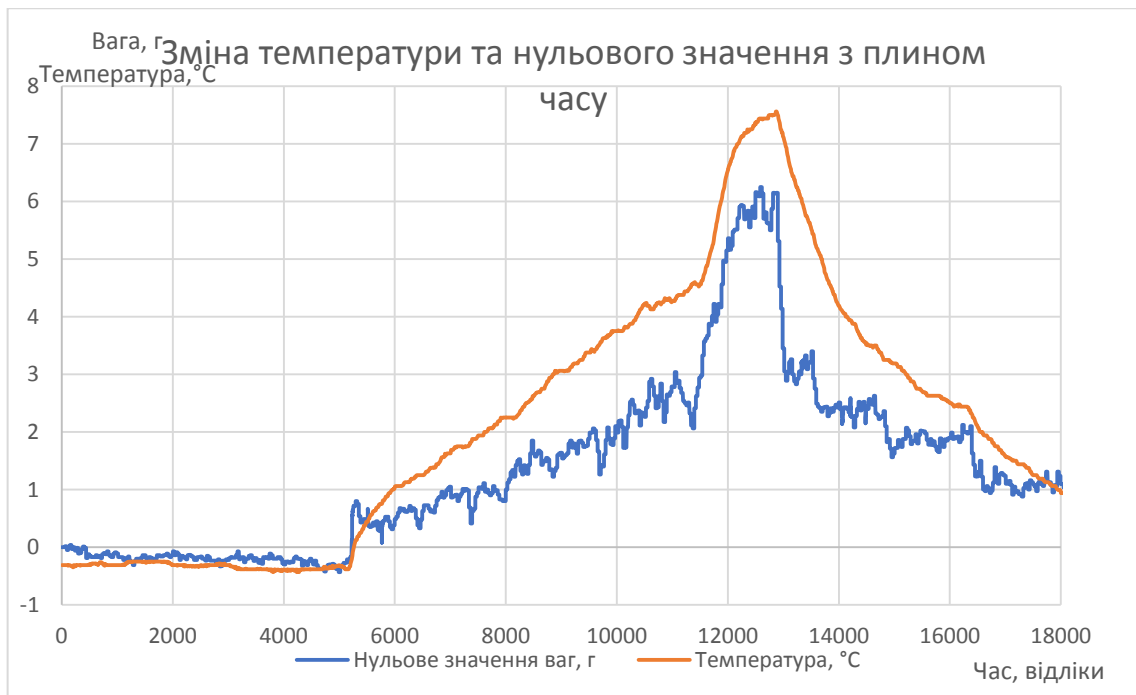


Рисунок 3.4 – Зміна нульового значення та ваги з плином часу під дією вимушеного перепаду температур. (Показання температури зсунуті на мінус 21 °C)

Кількісний вплив температури можна оцінити, побудувавши діаграму розсіювання за значеннями з рисунків 3.3 та 3.4 і встановивши лінійну підгонку (рисунки 3.5, 3.6).

Рисунки 3.5 та 3.6 мають значну різницю результатів лінійної підгонки. Рисунок 3.5 менш точно описує відношення температури до показань ваг, так як відхилення значень має розподілення вигляду хмари на невеликому інтервалі значень. Рисунок 3.5 включає в себе значення як розподілу випадкової величини, так і направленої (корельованої). На рисунку 3.6 скупчення точок в лівій нижній частині графіку має ту ж природу, що й значення на рисунку 3.5.

Основним показником відповідності ваги та температури є значення коефіцієнта кореляції. Для другого випробування (рисунки 3.4, 3.6) воно є вельми високим і складає 0,9614, а для першого випробування слабким.

З формули лінійної підгонки рисунку 3.6 можна встановити коефіцієнт впливу температури на вагу, це коефіцієнт 0,6546.

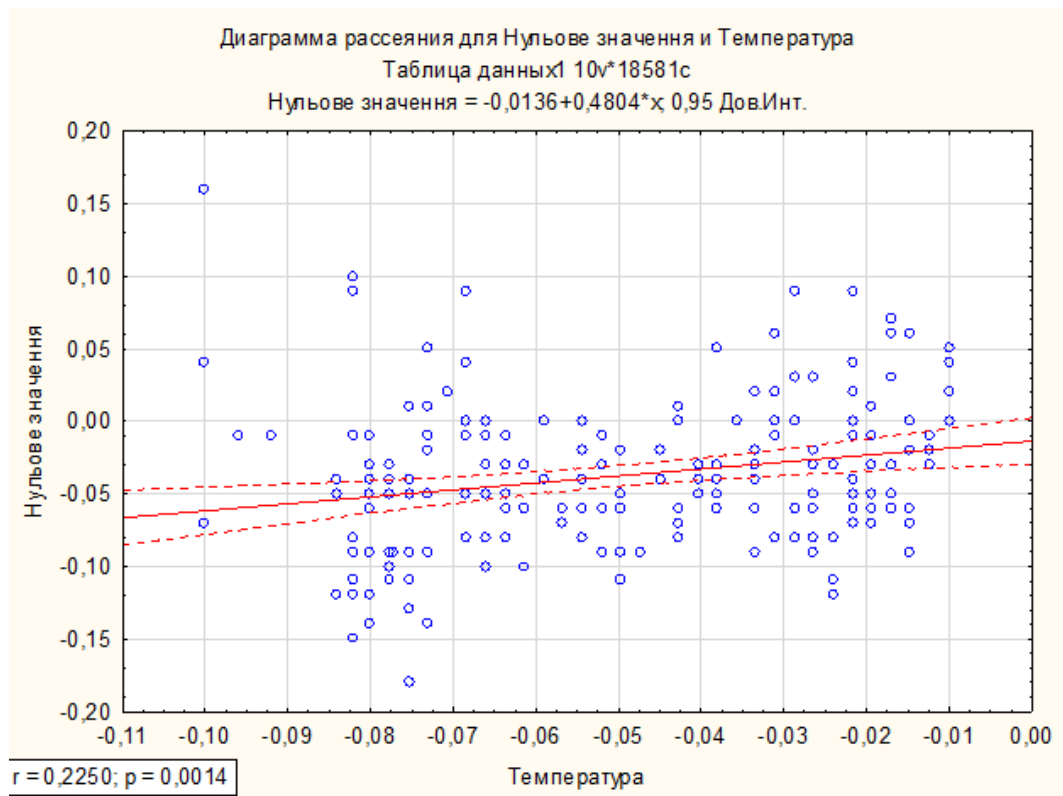


Рисунок 3.5 - Диаграмма розсіювання без впливу вимушеного коливання

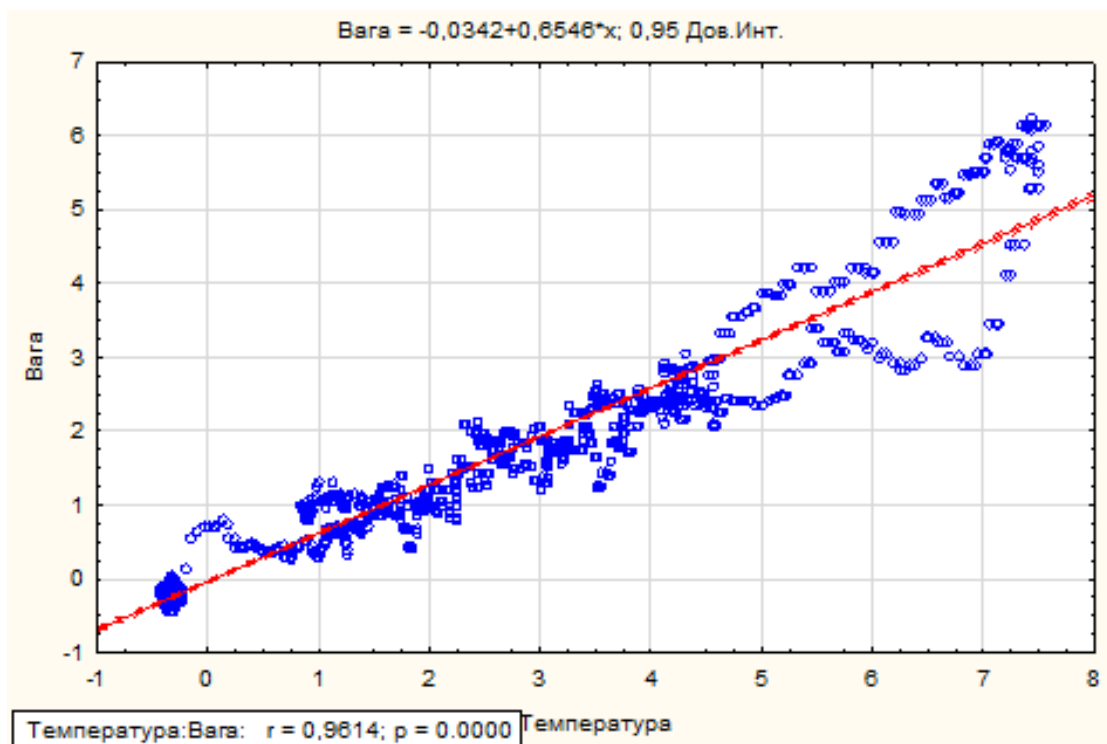


Рисунок 3.6 - Диаграмма розсіювання з вимушеним коливанням

Як видно з рисунків 3.3 та 3.4, зміна показників ваги прямо пропорційно залежить від температури, але не всі відхилення реєструються на графіку температури, а тільки деякий спільний тренд, саме це пов'язано з теплоємністю термодатчика та неідеальністю методики тестування. Тому для спрощення уявлення про даний вхідний параметр розділимо температурний вплив на дві величини: незалежну та регульовану.

Під регульованою величиною розуміється значний вплив температури на датчик, який можна зчитати та скоригувати покази приладу.

Незалежною будемо вважати таку вхідну величину, котра має місце, але ніяк не реєструється за температурними показниками. Іншими словами вклад такої складової можна вважати на рівні теплового шуму та електромагнітних завад.

Більш детальний аналіз здійснювався з вибірками значень, на які не було чинено вплив вимушених перепадів температур. Одна з таких вибірок представлена на рисунку 3.7, значення ваги та температури.

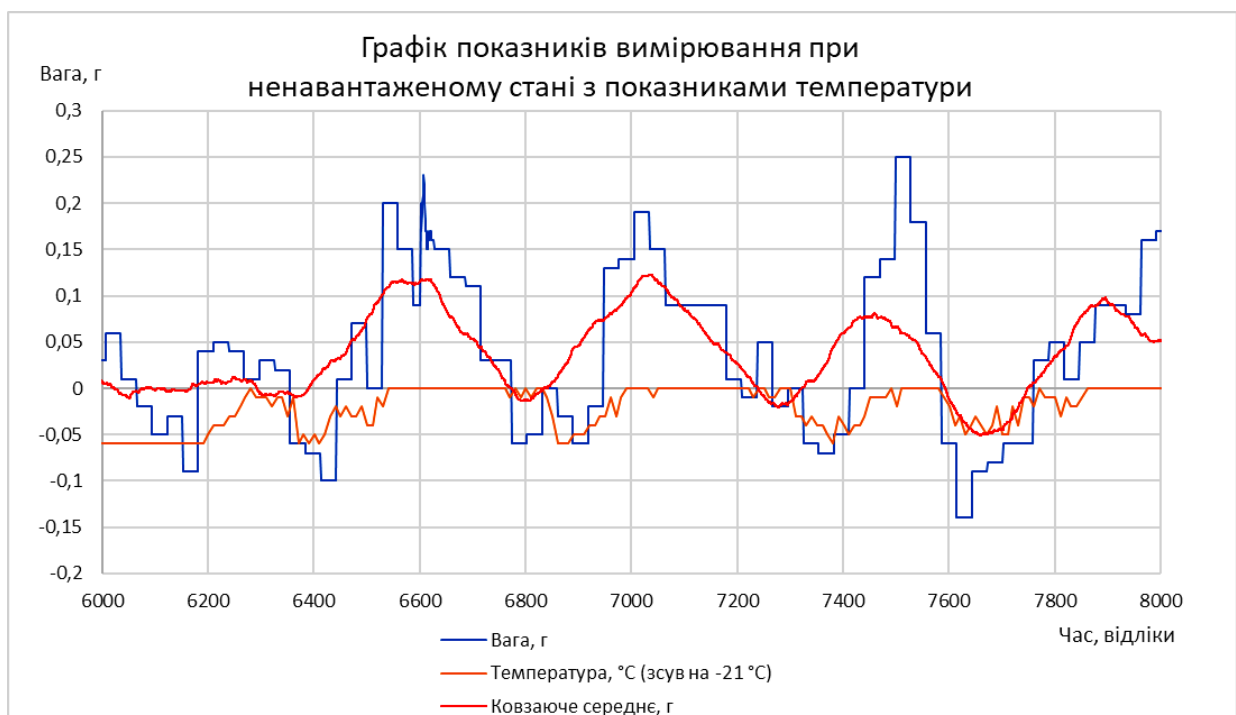
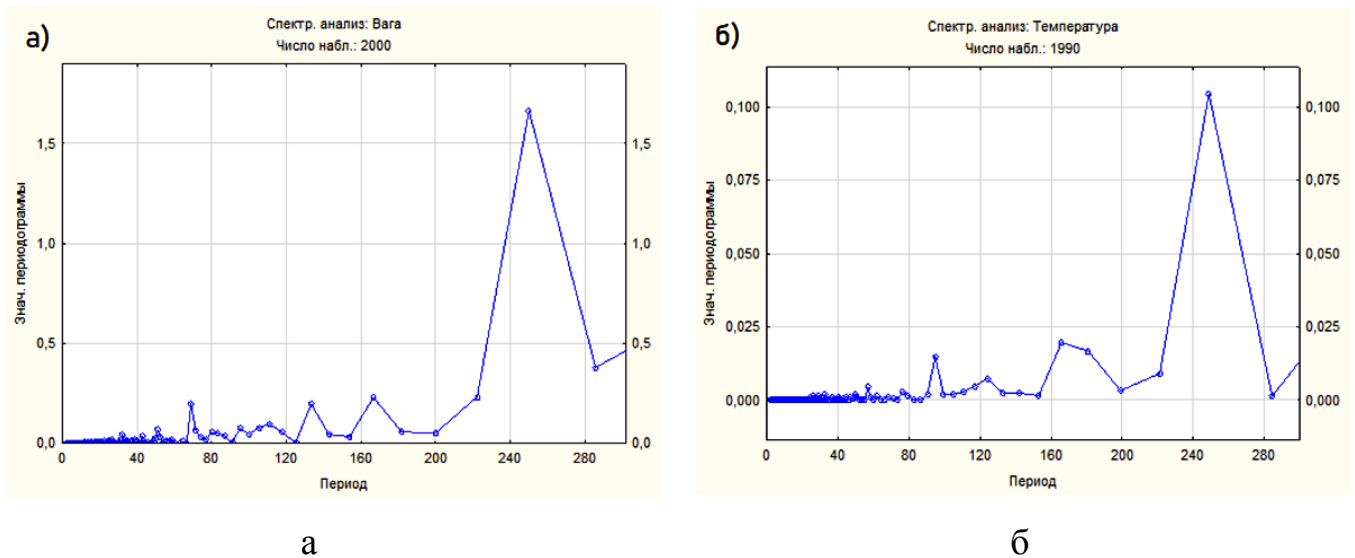


Рисунок 3.7 – Найбільш показова ділянка кореляції температури та показів ваг

Для встановлення відповідності коливань температури та показань ваг скористаємось спектральним аналізом значень ваги та температури, показаних на рисунку 3.7. Результатом спектрального аналізу є періодограма коливань (рис. 3.8).



а - показання ваги;

б - показання температури

Рисунок 3.8 – Періодограма коливань

З рисунку 3.8 необхідно визначити ідентичні піки періодів коливань при умові, що для температури цей пік не повинен бути меншим за роздільну здатність термодатчика ($0,0625^{\circ}\text{C}$). На рисунку 3.8,б це період 250 відліків (~ 31 секунда).

Для згладжування короткострокових коливань та виділення основних тенденцій або циклів з даними часових рядів зазвичай використовується функція «ковзаючої середньої» [12].

Отримане значення періоду використовуємо в якості ширини вікна для функції.

Після застосування функції отримаємо графік ковзаючої середньої на рисунку 3.7. Завдяки отриманим значенням можна розділити температурний вплив на регульовану та незалежну складові. Оцінка їх базових статистичних характеристик занесена до таблиці 3.4.

Таблиця 3.4 - Оцінка їх базових статистичних характеристик температурних складових

Складова	Середнє значення, г	Стандартне відхилення, г
Регульована(ковз.середнє)	0,0745	0,0817
Незалежна	-0,0026	0,0765
Разом (вихідна)	0,0710	0,1173

Тип розподілу густини ймовірностей можна оцінити за гістограмами складових на рисунку 3.9.

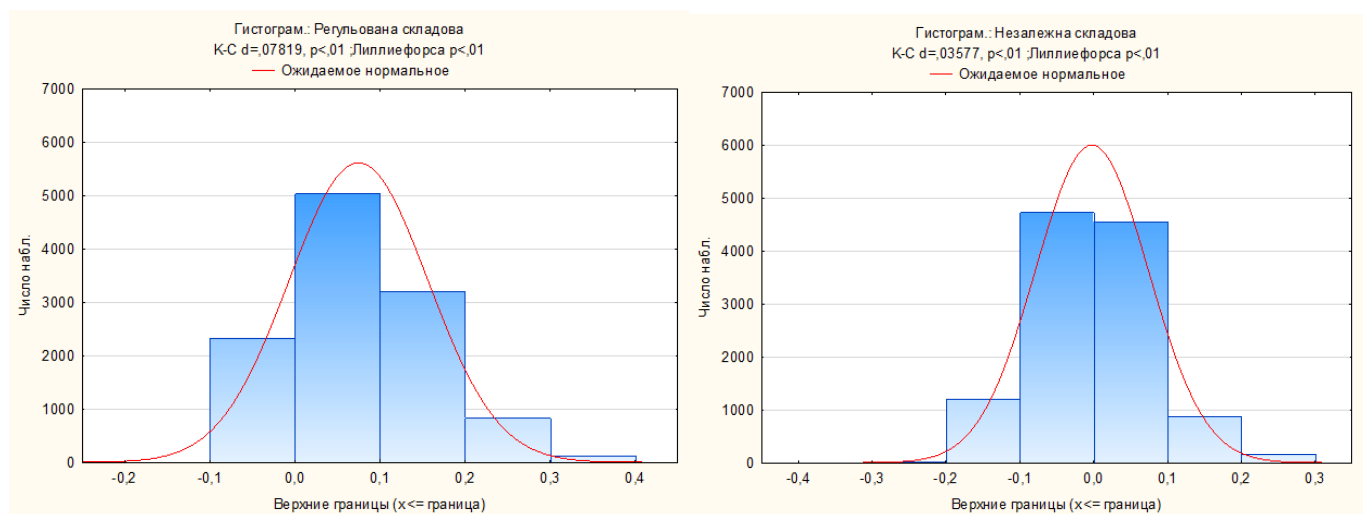


Рисунок 3.9 - Розподіли густини ймовірностей температурних складових

3.2.3 Часова складова невизначеності

На рисунку 3.10 приведені показники ваги в залежності від часу, 8 відліків ≈ 1 секунда. У повному масштабі показання приладу поводяться лінійно навантаженню, але для більшого розуміння слід збільшити масштаб (рис 3.11).

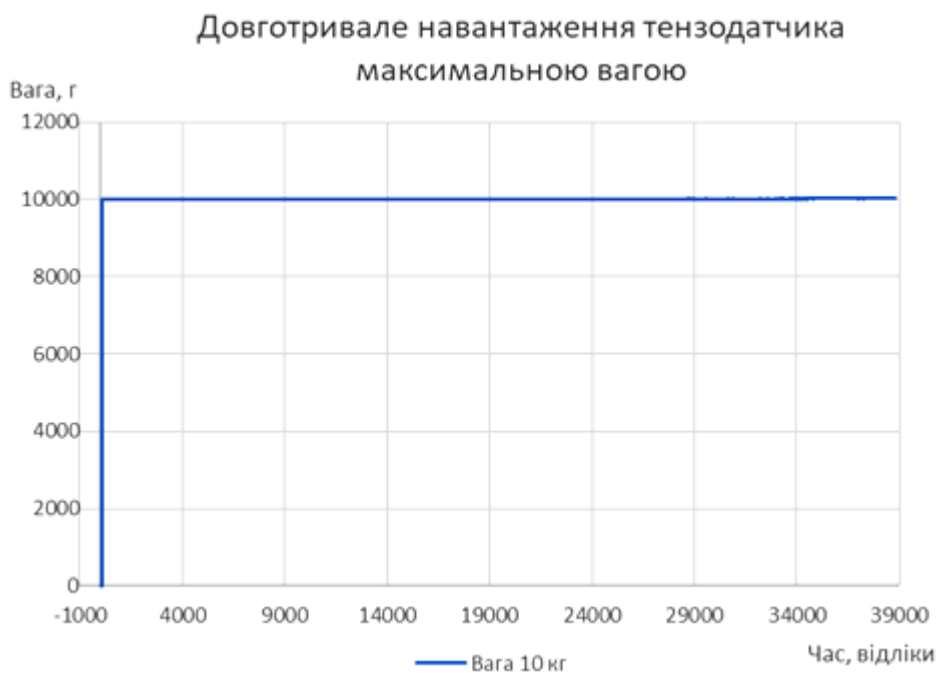


Рисунок 3.10 – Загальний вигляд поведінки ваг при навантаженні



Рисунок 3.11 – Показники ваг при наближеному масштабі

З рисунку 3.11 можна зробити висновок про вплив тягучості матеріалу тензодатчика, що є чинником невизначеності при вимірюваннях, особливо на самому початку вимірювання, коли кут нахилу кривої дуже різкий.

Даний графік представляє собою довгостроковий вплив повзучості (тривалість вимірювання ~80 хвилин).

У роботах [16,17] були представлені моделі тягучості. В цій роботі є спроба описати тягучість формулою, яка в загальному випадку називається кривою Ламе або Супереліпсом. Дана крива була обрана через її найбільшу схожість з реальною поведінкою кривої на графіку і гнучкістю зміни параметрів.

$$k = 1. \quad (3.1)$$

Явно виразимо y через x і отримаємо:

$$n. \quad (3.2)$$

Емпіричним шляхом встановлено такі параметри для формули:

- k та n описують властивості пружної та тягучої складових матеріалу відповідно;
- a є часовою складовою тягучості;
- b виражає собою приріст показань маси за час a .

Порівнявши масштаби реальної повзучості (рис 2.10) з формулою супереліпса можна прийти до висновку, що степені k та n мають дуже великі значення. Для зменшення степені у формулі можна скористатись методом апроксимації та виразити частину функції константою, а саме початкову, різку, зміну значення, а частину з довготривалою кривизною виразити наближеною формулою кривої Ламе.

На практиці це виглядає наступним чином:

$$n, \quad (3.3)$$

* t – миттєве значення ваги;

$$[m^*] = \text{г};$$

$$C = 0,99937m;$$

$$b = 0,00063m.$$

Віднімання $t-a$ є суто коригуючим для зміщення кривої у першу чверть координатної площини.

Коефіцієнти 0,99937 та 0,00063 були встановлені експериментально та виражають відношення постійної та змінної складових до маси m , набутої через час a . Час a вибирається виходячи з експлуатаційних особливостей ваг, а саме розрахункового максимального часу дії навантаження на ваги. Це ж саме стосується значень C та b .

Подальші тестування навантажень проводилися тривалістю ~ 15 хвилин, (~ 7400 відліків) що можна підставити у параметр a . Для обраної моделі тензодатчика параметри $k = 3.2$, $n = 2$.

Після проведених підстановок формула тягучості набуває вигляду:

$$2. \quad (3.4)$$

Для знаходження істинної маси m (набутої за час a) виразимо:

$$2, \quad (3.5)$$

де $[m^*] = \text{г}$.

Приклад її відповідності реальним значенням проілюстровано на рисунку 3.12, а також в додатку В, значення коефіцієнтів C та b для конкретної ваги вказано в таблиці 3.5.

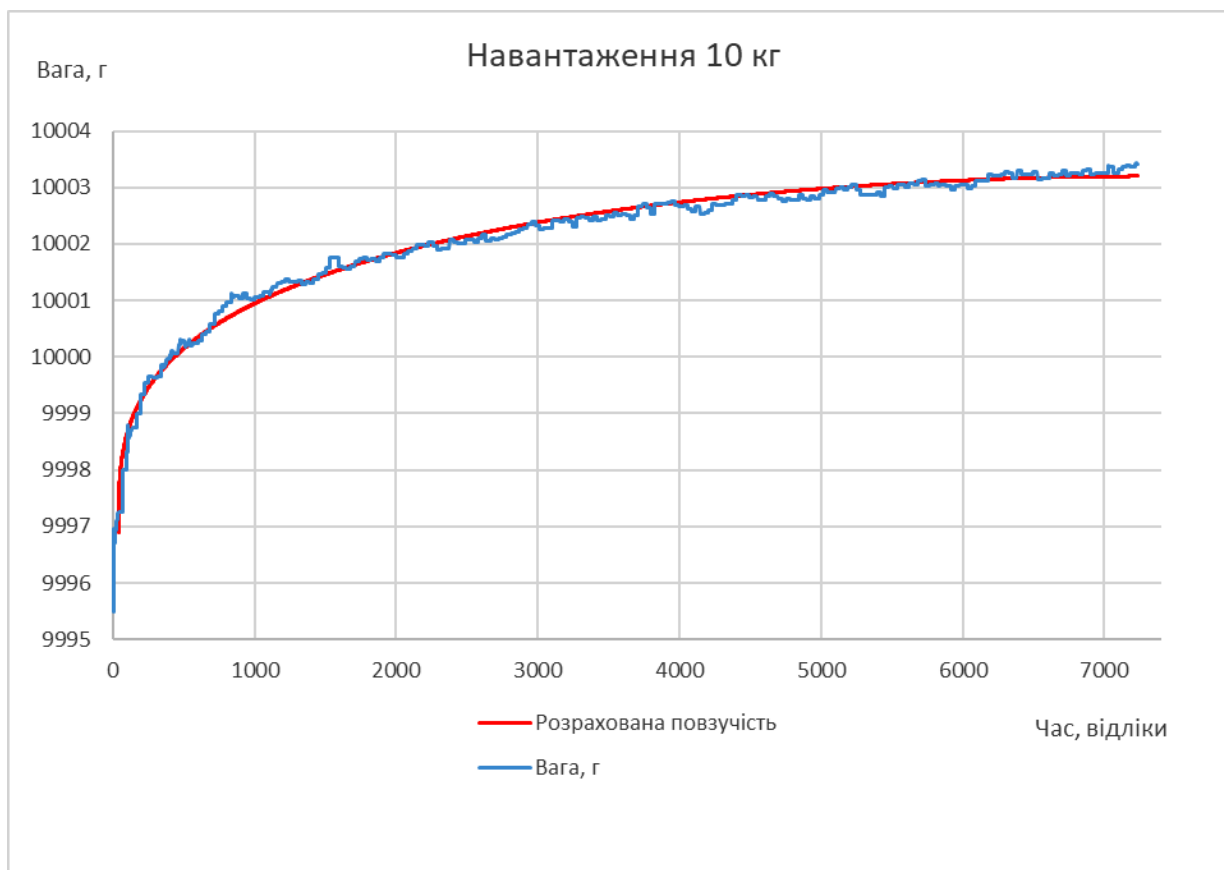


Рисунок 3.12 – Відповідність функції реальним показам

Таблиця 3.5 – Коефіцієнти для різних навантажень

Очікувана вага, г	C, г	b, г
10 003,2	9 996,9	6,3
7 505,7	7 501	4,72
5 008,8	5005,6	3,15
3 003,2	30001,3	1,9
1000	999,35	0,63
450,7	450,37	0,28

Завдяки використанню цієї коригуючої формули можна значно зменшити вплив тягучості.

Але похибка вимірювання при використанні цієї формули полягає у невизначеності початку відліку часу t для коригування значення. Коли покази ваги перестають миттєво збільшуватись і починають слідувати закону тягучості

тензодатчика, можуть трапитись спонтанні викиди значень, виникає ситуація, коли програма не може коректно відреагувати на них. Це залежить від встановленої чутливості програми обробки результатів до різких викидів значень. Ця чутливість не повинна бути меншою за значення випадкових впливових величин (таких як незалежна величина) та не більшою за мінімальний встановлений діапазон ваг (інакше саме значення чутливості програми буде мінімальним значенням діапазону).

З таблиці 3.4 візьмемо значення стандартного відхилення для незалежної величини, це 0,0765 г. Оптимальним значенням чутливості буде розкид значень 99,73 процентиля, тобто $2 \cdot 3\sigma$. У випадку цих ваг така чутливість буде $2 \cdot 3 \cdot 0,0765 = 0,459$ г. Чутливість програми не повинна бути менше цього значення.

Розрахуємо невизначеність використання даної коригувальної формули у випадку хибного початку відліку у зв'язку зі спонтанними викидами значень. Візьмемо умовний інтервал часу $\Delta t = 20$ відліків, протягом якого значення можуть різко змінюватись. Розрахуємо значення для двох формул з параметрами $t-7400$ та $t-7420$. Тобто порівнюються дві формули зі зсувом по осі часу. Розрахуємо значення функцій для максимального допустимого навантаження 10 кг та порівняємо їх (рисунки 3.13, 3.14).

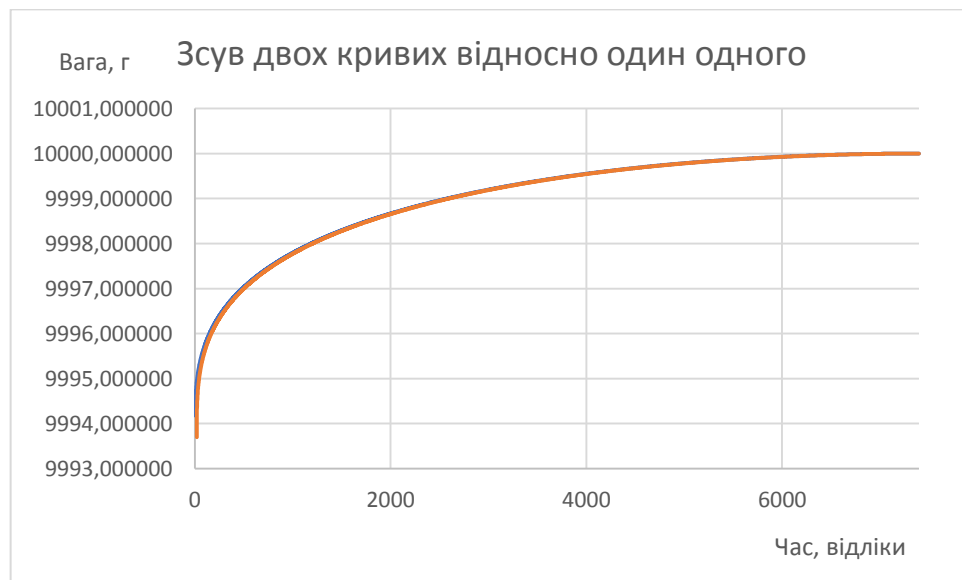


Рисунок 3.13 – Візуальне порівняння двох функцій

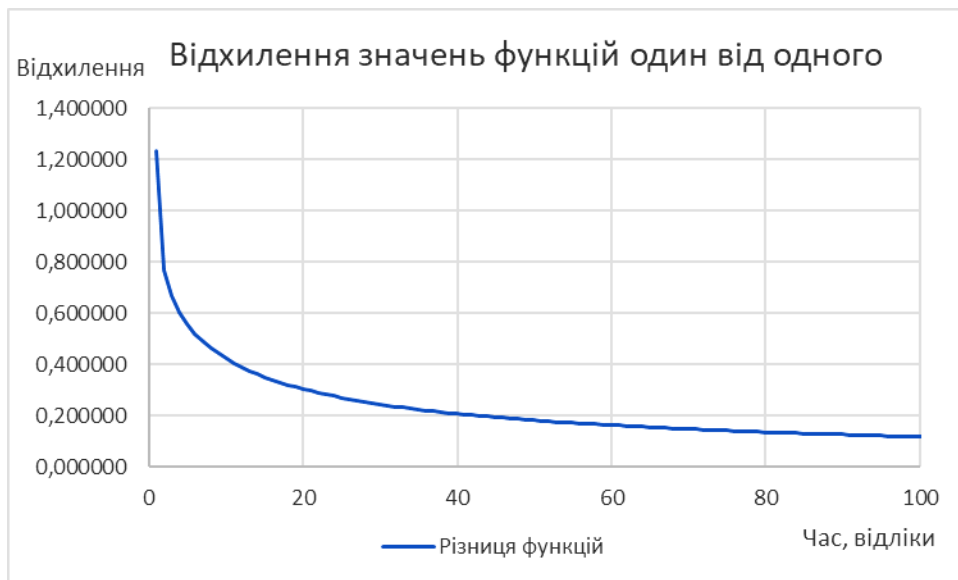


Рисунок 3.14 – Різниця значень функцій

Для простоти розрахунків вважатимемо істинний закон розподілу невідомим та приймемо гіпотезу про рівномірний розподіл у межах від нуля до середнього значення відхилення значень функцій $\Delta m = 0,1$ г. Стандартна невизначеність:

$$12 = 0,029 \text{ г.}$$

Але в такому випадку математичним очікуванням буде значення 0,05 г. Так, часова невизначеність суто обчислювальна, можна зсунути момент початку відліку на 10 одиниць, у такому випадку функція нібито випереджає реальний тренд вимірюваного значення. Разом з цим зсувається математичне очікування з 0,05 г до 0 г. Стандартна невизначеність залишається колишньою.

3.2.4 Похибка ексцентриситету

У зв'язку з особливостями будови зважувального приладу може бути присутнім такий вектор дії навантаження на тензодатчик, при якому покази можуть суттєво відрізнятись. Це явище називається ексцентриситетом, через яке виникає похибка.

При перевірці впливу ексцентриситету при розміщенні об'єкта вимірювання на платформі ваг об'єкт вимірювання кладеться на платформу ваг в положеннях, зазначених на рисунку 3.15, у наступній послідовності: по центру, спереду ліворуч, ззаду ліворуч, ззаду праворуч, спереду праворуч.

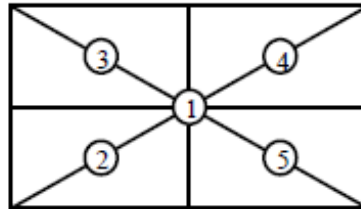


Рисунок 3.15 – Послідовність встановлення положення об'єкта вимірювання

Похибка, що виникає внаслідок ефекту ексцентриситету:

$$max,$$

max - максимальна різниця за модулем у вимірних масах у точці 1 та i -тій точці (вибирається з точок 2, 3, 4, 5).

Стандартна невизначеність внаслідок наявності ексцентриситету оцінюється за формулою (закон розподілу прямокутний):

$$12,$$

ess - найбільша різниця у показаннях при нецентральному і центральному положеннях об'єкта вимірювання.

При розрахунках ексцентриситету були отримані наступні результати для ваги 1 кг та занесені до таблиці 3.6.

Таблиця 3.6 – Різниця у масах при ексцентриситеті

Вимірювана різниця	Значення, г
Центр-Положення 1	-0,037
Центр-Положення 2	0,059
Центр-Положення 3	0,239
Центр-Положення 4	0,136

З отриманих значень можна зробити висновок, що найбільша різниця досягається в положенні 3, стандартна невизначеність буде мати значення $u=0,069$ г для ваги 1 кг при нормальному розподілі. Візуально відхилення зображені на рисунку 3.16.

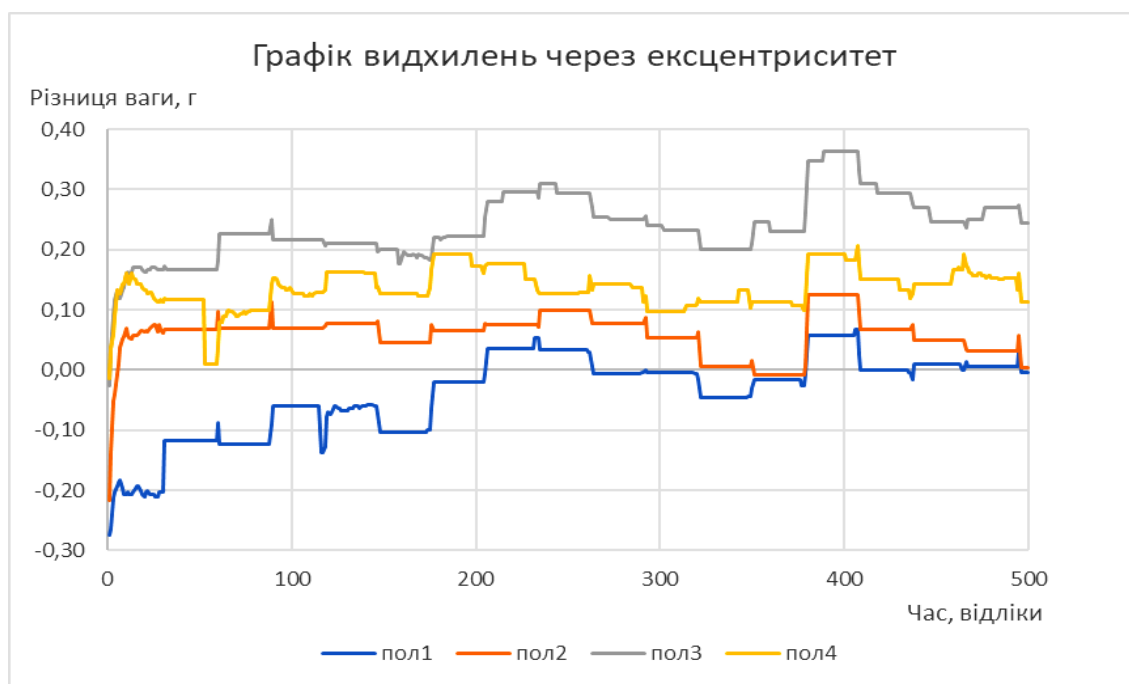


Рисунок 3.16 – Відхилення у масах внаслідок ексцентриситету

3.2.5 Повторюваність вимірювань

Вагомою складовою невизначеності є повторюваність результатів. Для її оцінки була проведена серія вимірювань у кількості 10, при якій ваги навантажувались максимальною зважуваною масою, а саме 10 кг.

Отримані значення маси при кожному вимірюванні, розраховане середнє значення та невизначеність повторюваності за законом нормального розподілу приведені в таблиці 3.7.

Таблиця 3.7 – Повторюваність показань

10003,81 г	10007,09 г
10005,97 г	10005,54 г
10006,97 г	10008,14 г
10007,97 г	10008,53 г
10007,73 г	10007,66 г
Середнє значення: 10006,942 г	
Стандартне відхилення: 1,448 г	

3.3 Розрахунок загальної невизначеності методом Монте-Карло

Метод полягає у перетворенні або, як прийнято в іншомовній літературі, трансформуванні розподілів вхідних величин за алгоритмом, що задається рівнянням виміру.

Число випробувань при застосуванні методу Монте-Карло було обрано відповідно рекомендацій стандарту $M = 10^6$.

Формування формули невизначеності.

Для розрахунку невизначеності була обрана адитивна модель невизначеності для обраних її складових стандартних невизначеностей:

$$u = u_{\text{temp}} + u_{\text{time}} + u_{\text{indep}} + u_{\text{ecc}} + u_{\text{rep}} + u_{\text{dig}},$$

де u_{temp} – температурна складова;

u_{time} – часова складова;

u_{indep} – незалежна складова;

u_{ecc} – складова ексцентриситету;

u_{rep} – складова повторюваності;

u_{dig} – складова цифровізації значень (округлення).

Розрахунок невизначеності виконувався для максимального значення діапазону вимірювань, - 10 кілограмів, відповідно до цього значення маємо наступні значення складових.

Температура не залежить від вимірюваної ваги, тому u_{temp} має фіксоване значення 0,082 г. Закон розподілу – нормальний.

Часова складова $u_{time} = 0.103$ г. Закон розподілу – рівномірний.

Незалежна складова $u_{indep} = 0,077$ г. Закон розподілу – нормальний.

Ексцентриситет був розрахований для 1 кг і дорівнює 0,069 г, для 10 кг $u_{ecc} = 0,069 \cdot 10 = 0,69$ г. Закон розподілу – нормальний.

Складова повторюваності $u_{rep} = 1,448$ г. Нормальний розподіл.

Складова цифровізації значень u_{dig} залежить від ціни поділки приладу. Для розрахунків візьмемо значення ціни поділки = 0,01 г. При рівномірному розподілі невизначеність має значення 0,003 г.

Характеристики невизначеностей продубльовані в таблиці 3.8.

Таблиця 3.8 – Характеристики складових невизначеностей

Складова невизначеності	Фактичне значення u , г (для 10 кг)	Закон розподілу	Чи залежить від зважуваної маси
Температурна	0,082	Нормальний	Ні
Часова	0,029	Рівномірний	Так
Незалежна	0,077	Нормальний	Ні
Ексцентриситет	0,069	Нормальний	Так
Повторюваність	1,448	Нормальний	Так
Цифровізації значень	0,003	Рівномірний	Ні

Розрахунки проводились у програмі Mathcad. Програма розрахунків представлена на рисунку 3.17.

На рисунку 3.18 представлений результат роботи програми у вигляді гістограми та характеристик, які описують невизначеність.

Вага 10 кг
Метод Монте-Карло

Вага, г	Кількість досліджень
mload := 10000	<u>m</u> := 1000000
$\Delta m_{\text{Temp}} := \text{norm}(m, 0, 0.082)$	$\Delta m_{\text{Ecc}} := \text{norm}(m, 0, 0.069)$
$\Delta m_{\text{Time}} := \text{runif}(m, -0.05, 0.05)$	$\Delta m_{\text{Rep}} := \text{norm}(m, 0, 1.448)$
$\Delta m_{\text{Indep}} := \text{norm}(m, 0, 0.077)$	$\Delta m_{\text{Dig}} := \text{runif}(m, -0.005, 0.005)$
$m1 := \Delta m_{\text{Temp}} + \Delta m_{\text{Time}} + \Delta m_{\text{Indep}} + \Delta m_{\text{Ecc}} + \Delta m_{\text{Rep}} + \Delta m_{\text{Dig}}$	
<u>H</u> := histogram(m, m1)	

Рисунок 3.17 – Програма розрахунку невизначеності

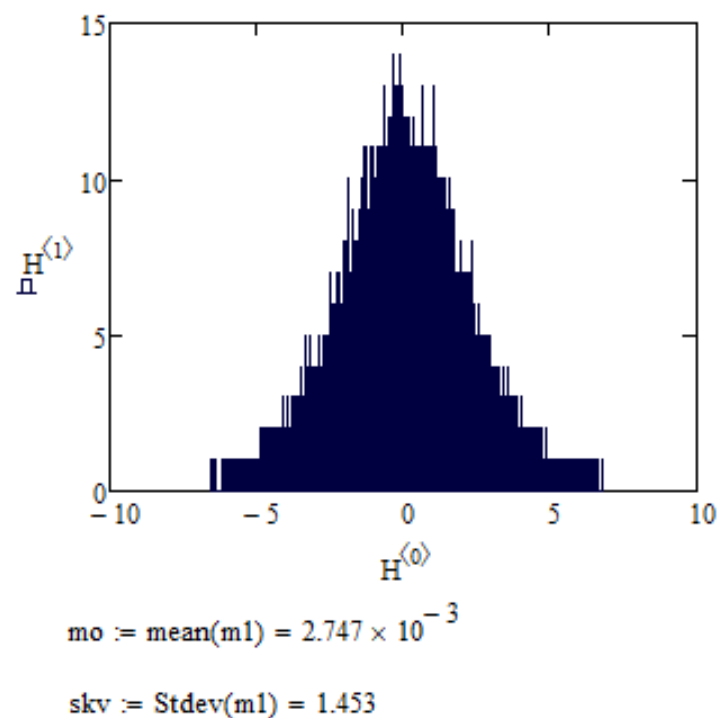


Рисунок 3.18 – Гістограма та характеристики вихідної величини за результатами розрахунку

Сумарна невизначеність, за стандартним методом розраховується як:

2.

$c = 1,454$ г, що відповідає отриманому значенню за методом Монте-Карло.

Так як не всі значення складових невизначеностей залежать від вимірюваної маси, а саме температурна, незалежна і цифровізована, то слід визначити сумарну невизначеність з урахуванням тільки цих складових.

$$c = 0,113 \text{ г.}$$

Це мінімальна невизначеність, яку ще можна назвати власною, та яку не вдасться уникнути без особливих заходів типу: корекція температури, встановлення меншої ціни поділки, визначення складових незалежної невизначеності.

Ідеалізованим значенням невизначеності повинне бути значення незалежної невизначеності після програмної корекції всіх інших складових.

Розширена невизначеність, визначена при рівні довіри $P = 0,95$ та за умови розподілення результатів вимірювання за нормальним законом:

$$c \cdot k,$$

де k – коефіцієнт охоплення ($k = 1,98$ при $P = 0,95$).

При розрахованих значеннях розширена невизначеність для максимально навантаження складає $U = 1,453 \cdot 1,98 = 2,877$ г.

$$10000) \cdot 100 = 0,029 \text{ \%}.$$

Відповідно для власної невизначеності розширена буде

$$U = 0,113 \cdot 1,98 = 0,224 \text{ г.}$$

Складений бюджет невизначеності представлений у табл. 3.9.

Таблиця 3.9 – Бюджет невизначеності

Величина X_i	Оцінка x_i , г	Стандартна невизначеність $u(x_i)$, г	Розподіл	Коефіцієнт чутливості	Внесок у невизначеність $u(y)$, г
Δm_{temp}	0	0,082	Нормальний	1	0,082
Δm_{time}	0	0,029	Рівномірний	1	0,029
Δm_{indep}	0	0,077	Нормальний	1	0,077
Δm_{ecc}	0	0,069	Нормальний	1	0,069
Δm_{rep}	10000	1,448	Нормальний	1	1,448
Δm_{dig}	0	0,003	Рівномірний	1	0,003
m	10000	Сумарна стандартна невизначеність: 2,877 г		Розширена невизначеність: 2, 877 г	

ВИСНОВКИ

В першому розділі даної роботи зібрані положення щодо конструктивних особливостей окремих компонентів вагової системи. Ці положення дають уявлення про особливості використання та можливу поведінку компонентів системи.

В другому розділі міститься інформація про поняття невизначеності вимірювання, прийняті методи її вимірювання та розрахунку. Описані етапи оцінювання невизначеності, що включають постановку задачі вимірювального завдання, розробку модельного рівняння та отримання результату. Окрему увагу приділено опису методу Монте-Карло, так як він є ключовим для оцінки невизначеності в даній роботі.

Третій розділ є практичною частиною даної роботи. В ньому описане обладнання та його взаємодія. Встановлення вхідних параметрів, що впливають на невизначеність, особливості та методи їх визначення. Розраховано чисельне значення невизначеностей для встановлених параметрів. Обчислено їх вклад у загальну невизначеність за методами, описаними в розділі 2, розширену невизначеність та бюджет невизначеності.

За результатами роботи отримані дані пропонується використовувати для розробки вагових систем високої точності завдяки акцентуванню процесу розробки за напрямками поліпшення встановлених складових невизначеності.

Для вдосконалення формули розрахунку невизначеності та поліпшення кількісних параметрів рекомендується використання більш точних компонентів системи для подальшої оцінки складових невизначеності. Рекомендується покращити методику тестування за рахунок кращої ізоляції впливових чинників одне від одного.

ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ

- 1 **Клокова, Н.П.** Тензорезисторы: Теория, методики расчета, разработки[Текст] / Н.П. Клокова; ред. Л.С. Антонова – М. : Машиностроение, 1990. – 224 с. – ISBN 5-217-00990-X
- 2 **Kuczynski, G.C.** Effect of elastic strain on the electrical resistance of metals[Текст]/ G. C. Kuczynski // Phys. Rev. –1954. –V.94, No1. –P.61–64.
- 3 **Rees, D.W.A.** The behavior of post yield strain gauges[Текст]/ Rees D.W.A. //Strain. – 1982 –P. 28–33.
- 4 **Егер, Дж.К.** Упругость, прочность и текучесть[Текст] / Дж.К. Егер; пер. Ю.Н. Востропятова; ред. О.В.Лужина - М. : Машиностроение, 1961. –172с.
- 5 **Фрайден, Дж.** Современные датчики : Справочник[Текст] / Дж. Фрайден; пер. Ю.А. Заболотная; ред. Е.Л. Свинцова. – М. : Техносфера, 2005. –589с. – ISBN 5-94836-050-4.
- 6 Semiconductor temperature sensors. Режим доступа:
<https://www.dspe.nl/knowledge/thermomechanics/chapter-5-measurement/5-2contact-sensors/5-2-6-semiconductor-temperature-sensors/> .(дата звернення:15.12.2022)
- 7 B.C. Yadav, Richa Srivastava, Satyendra Singh, Anurodh Kumar. Temperature Sensors based on Semiconducting Oxides: An Overview. Режим доступа:
<https://arxiv.org/ftp/arxiv/papers/1205/1205.2712.pdf> .(дата звернення:15.12.2022)
- 8 **Мамий, А.Р.** Операционные усилители[Текст] / А.Р. Мамий, В.Б. Тлячев. - Майкоп: АГУ, 2005. – 192 с. – ISBN 5-85108-142-2
- 9 **Горшков, Б.Л.** Методы практического конструирования при нормировании сигналов с датчиков[Текст] / Горшков Б.Л., Силантьев В.И. – М. : АВТЭКС – 311с.
- 10 **Kester, W.** Practical Analog Design Techniques Section 3: High Resolution Signal Conditioning ADCs[Текст]/ W. Kester – Analog Devices, 1995. – 40с. – ISBN-0-916550-16-8.
- 11 ДСТУ 2681—94 МЕТРОЛОГІЯ. Терміни та визначення.
- 12 ДСТУ ISO 10012:2005 Системи керування вимірюванням. Вимоги до процесів вимірювання та вимірювального обладнання (ISO 10012:2003, IDT).

13 ДСТУ ISO/IEC Guide 98-3:2018 (ISO/IEC Guide 98-3:2008, IDT) «Невизначеність вимірювань. Частина 3. Настанова щодо подання невизначеності у вимірюванні» (ISO/IEC Guide 98-3:2008 «Uncertainty of measurement — Part 3: Guide to the expression of uncertainty in measurement (GUM:1995)»).

14 **Захаров, И. П.** Теория неопределённости в измерениях [Текст]: учеб. пособие / И. П. Захаров, В. Д. Кукуш. – Х., Консум, 2002. – 256 с.

15 24-Bit Analog-to-Digital Converter (ADC) for Weigh Scales : нормативно-технічний матеріал. – 9с.

16 **Работнов, Ю.Н.** Расчёт деталей машин на ползучесть. Изв. АН СССР. Отд.техн.наук.1948.№6.

17 **Качанов, Л.М.** Теория ползучести/Л.М. Качанов – М.:Физматгиз, 1960.

ДОДАТОК А

Лістинг програми керування системою зважування

```
#include "HX711.h" //ініціалізація бібліотек
#include <Wire.h>
#include <LiquidCrystal_I2C.h>

HX711 scale(3, 4); //ініціалізація модулів дисплею та АЦП
LiquidCrystal_I2C lcd(0x3f,16,2);
float FinalData = 0;
float OldData = 0;
long preData = 0;
long offset = 0;

long midArifmVariable(long newVal) { //головна функція обробки даних
    static byte counter = 1; //лічильник
    static int NUM_READ = 30; //кількість вибірок (вікно)
    static long prevResult = 0; //зберігає попереднє готове значення
    static long sum = 0; //сума, що накоплює вхідні значення
    static long oldVal = 0; //зберігає попереднє вхідне значення

    sum += newVal; //накоплюємо суму вхідних значень
    counter++; // збільшуємо лічильник

    if(NUM_READ <30){ //умова збільшення вікна після його скидання
        NUM_READ ++;
        prevResult = sum/counter; //підрахування результату після скидання вікна
    }

    else{
```

```
    if(counter >= NUM_READ){    //досягнення лічильником значення вікна, якщо  
скидання вікна не було
```

```
    prevResult = sum/counter; //підрахування результату, якщо скидання вікна не було  
    counter = 1;  
    sum = newVal;  
    lcd.setCursor(0, 1);  
    lcd.print("OK");  
    }  
}
```

```
    if (abs(oldVal-newVal)>125) {    //умова скидання вікна NUM_READ (різка зміна  
значення)
```

```
    sum = newVal;    //приведення суми до актуального значення newVal  
    prevResult = newVal; //приведення результату до актуального значення newVal  
    counter = 1;    //скидання лічильника  
    NUM_READ = 0;    //скидання кількості вибірок NUM_READ  
    lcd.setCursor(0, 1);  
    lcd.print(" ");  
    }  
    oldVal = newVal; //поточне вхідне значення набуває статус попереднього  
    return prevResult; //повернення функцією готового значення  
}
```

```
void setup() {  
    Serial.begin(9600);  
    lcd.begin();  
    lcd.backlight();  
  
    lcd.setCursor(0, 0);
```

```
lcd.print("Set tare");
```

```
delay(1000);
```

```
for(int i=0; i<30; i++) //Задання нульового значення за допомогою функції
```

```
    preData = midArifmVariable(scale.read());
```

```
scale.set_offset(preData);
```

```
offset = scale.get_offset();
```

```
lcd.setCursor(0, 0);
```

```
lcd.print("Mass: ");
```

```
}
```

```
void loop() { //циклічна обробка даних за АЦП
```

```
    delay(60);
```

```
    preData = scale.read();
```

```
    FinalData = (float)((midArifmVariable(preData)-scale.get_offset())/235.04);
```

```
//приведення даних до значення маси
```

```
    Serial.print(FinalData);
```

```
    Serial.print(" ");
```

```
    Serial.print((preData-offset)/235.05);
```

```
    Serial.println();
```

```
    if(FinalData != OldData){ //умова оновлення показань на дисплеї
```

```
        lcd.setCursor(5, 1);
```

```
        lcd.print("      ");
```

```
        lcd.setCursor(5, 1);
```

```
        lcd.print(FinalData);
```

```
        OldData=FinalData;
```

```
    }
```

```
}
```

ДОДАТОК Б
Характеристики АЦП

Parameter	Notes	MIN	TYP	MAX	UNIT
Full scale differential input range	V(inp)-V(inn)	± 0.5(AVDD/GAIN)			V
Common mode input		AGND+1.2		AVDD-1.3	V
Output data rate	Internal Oscillator, RATE = 0	10			Hz
	Internal Oscillator, RATE = DVDD	80			
	Crystal or external clock, RATE = 0	f _{clk} /1,105,920			
	Crystal or external clock, RATE = DVDD	f _{clk} /138,240			
Output data coding	2's complement	800000		7FFFFFFF	HEX
Output settling time ⁽¹⁾	RATE = 0	400			ms
	RATE = DVDD	50			
Input offset drift	Gain = 128	0.2			mV
	Gain = 64	0.4			
Input noise	Gain = 128, RATE = 0	50			nV(rms)
	Gain = 128, RATE = DVDD	90			
Temperature drift	Input offset (Gain = 128)	±6			nV/°C
	Gain (Gain = 128)	±5			ppm/°C
Input common mode rejection	Gain = 128, RATE = 0	100			dB
Power supply rejection	Gain = 128, RATE = 0	100			dB
Reference bypass (V _{BG})		1.25			V
Crystal or external clock frequency		1	11.0592	20	MHz
Power supply voltage	DVDD	2.6		5.5	V
	AVDD, VSUP	2.6		5.5	
Analog supply current (including regulator)	Normal	1400			μA
	Power down	0.3			
Digital supply current	Normal	100			μA
	Power down	0.2			

ДОДАТОК В

Загальний вигляд графіків показань ваг

