

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
Національний університет «Запорізька політехніка»

Радіoeлектроніки і телекомунікацій

(повне найменування інституту, факультету)

Мікро- та нанoeлектроніки

(повне найменування кафедри)

Пояснювальна записка

до дипломного роботи

бакалавр

(ступінь вищої освіти)

на тему: Проектування та виготовлення вагової системи з широким спектром показань

Виконав: студент(ка) IV курсу, групи РТ-317
Спеціальності 153 – “Мікро- та
наносистемна техніка”

(код і найменування спеціальності)

Освітня програма (спеціалізація)
“Мікро- та нанoeлектронні прилади та
пристрої”

Омельчук А. А.

(прізвище та ініціали)

Керівник Нагорна Н. М.

(прізвище та ініціали)

Рецензент Сніжної В. Л.

(прізвище та ініціали)

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 бакалавр
 Спеціальність 153 – “Мікро- та наносистемна техніка”
 (код і найменування)
 Освітня програма (спеціалізація) “Мікро- та наноелектронні прилади та пристрої”
 (назва освітньої програми (спеціалізації))

ЗАТВЕРДЖУЮ
 Завідувач кафедри мікро- та
наноелектроніки
Г. В. Сніжної
 « » 2021 року

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

- Омельчуку Артему Андрійовичу
 (прізвище, ім'я, по батькові)
1. Тема проєкту (роботи) Проектування та виготовлення вагової системи з широким спектром показань
- керівник проєкту (роботи) Нагорна Ніна Миколаївна
 (прізвище, ім'я, по батькові, науковий ступінь, вчене звання)
- затверджені наказом закладу вищої освіти від «17» травня 2021 року № 190
2. Строк подання студентом проєкту (роботи) 25 травня 2021 р.
3. Вихідні дані до проєкту (роботи) Тензодатчик резистивний балочного типу, АЦП 24-розрядний, мікроконтролер atmega328p, РК-дисплей 1602A на 32 позиції.
4. Зміст розрахунково-пояснювальної записки (перелік питань, які потрібно розробити) Розділ 1 Прилади вимірювання ваги. Етапи обробки сигналу.
Розділ 2 Розробка, виготовлення і тестування системи зважування
5. Перелік графічного матеріалу (з точним зазначенням обов'язкових креслень)

7. Дата видачі завдання «26» квітня_____2021 року.

КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН

[illegible]

Студент

(підпис)

Омельчук А.А.
(прізвище та ініціали)

Керівник проєкту (роботи)

(підпис)

Нагорна Н. М.
(прізвище та ініціали)

АНОТАЦІЯ

Пояснювальна записка містить: 50 с., 26 рис., 7 табл., 11 джерел., 2 додатки.

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

Метою роботи є ознайомлення з принципами роботи зважувальних систем, освоєння методів проєктування та конструювання вказаних систем, а також набуття знань і навичок експлуатаційного тестування систем в різних режимах роботи системи.

Методи дослідження – теоретичні, програмні, експериментальні.

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

В частині виготовлення вимірювальної системи була розроблена її конструкція, яка дозволяє з достатньо великою точністю зважувати об'єкти вимірювання при установці їх на будь-якому місці зважувальної платформи.

В ході роботи були вивчені принципи роботи середовищі розробки Arduino IDE і розроблена на основі даного середовища програма керування системою на базі мікроконтроллера atmega328p.

Програма відлагоджувалася на протязі виконання всієї роботи з урахуванням результатів експериментальних даних. В результаті вдосконалення програми вдалося збільшити швидкодію зважувальної системи і підвищити її точність.

Експериментальне тестування системи проводилося в достатньому об'ємі з розрахунком похибок і параметрів системи.

Розроблена система зважувань, як показали експерименти, дійсно має широкий спектр показань і може бути рекомендована для подальшої розробки в напрямку корпусування електронної частини системи.

ЕЛЕКТРОННА СИСТЕМА ЗВАЖУВАННЯ, ТЕНЗОДАТЧИК, СИГМА-ДЕЛЬТА АЦП, МІКРОКОНТРОЛЛЕР, АРДУІНО, ПРОГРАМА ОБРОБКИ ДАНИХ.

ЗМІСТ

АНОТАЦІЯ	4
ВСТУП	6
1 ПРИЛАДИ ВИМІРЮВАННЯ ВАГИ. ЕТАПИ ОБРОБКИ СИГНАЛУ	7
1.1 Фізичні основи тензорезистора.....	7
1.1.1 Рівняння перетворення деформації	7
1.1.2 Вплив складу тензочутливих матеріалів на їх властивості	12
1.1.3 Вплив зв'язуючих речовин на часові процеси	12
1.2 Аналіз схемного виконання тензочутливих датчиків	13
1.3 Вплив операційних підсилювачів на точність	17
1.4 Аналогово-цифрові перетворювачі	19
1.4.1 АЦП послідовного наближення.....	19
1.4.2 Сигма-дельта АЦП	20
1.5 Програмні методи обробки цифрових сигналів.....	22
2 РОЗРОБКА, ВИГОТОВЛЕННЯ І ТЕСТУВАННЯ СИСТЕМИ ЗВАЖУВАННЯ	26
2.1 Розробка та виготовлення пристрою зважування.....	26
2.2 Розробка програми обробки даних з АЦП	32
2.3 Тестування приладу	35

2.4 Програмний розрахунок невизначеності результатів вимірювань	39
ВИСНОВКИ.....	46
ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ	47
ДОДАТОК А Лістинг програми керування системою зважування.....	47
ДОДАТОК Б Загальний вигляд виготовленого пристрою.....	50

ВСТУП

Неперервний розвиток технологій різноманітних галузей потребує виготовлення, вдосконалення та розробки нових прецизійних систем вимірювання фізичних величин. Серед таких систем затребуваними є зважуванні системи сипучих речовин і рідин в динаміці, дозатори, системи дозування, платформні ваги, з/д ваги, автомобільні ваги, пристрої контролю переваги, системи, що використовуються при експериментальних дослідженнях напруженого стану конструкцій.

Метою даної роботи є проектування однієї з таких систем, опираючись на відому інформацію вже проведених досліджень та вилучення нової інформації з практичних результатів аналізу системи..

Дослідження вагової системи з широким спектром показань (ВС, або ВСШС) проводилось як на рівні окремих функціональних блоків, так на рівні системному з використанням методів спостереження, експериментів, аналізу.

Сконструйована та описана в даній роботі ВС має спрямованість на широкий спектр показів, що дозволяє її використовувати у різних виробничих галузях і при цьому не потребує вагового втручання в її будову. ВС базується на використанні тензорезистивних датчиків та їх переваг: інерційність, дозволяють проводити вимірювання в багатьох точках; спосіб установки їх на досліджувану деталь не вимагає складних пристосувань і не спотворює поле деформацій досліджуваної деталі. Тензорезистори використовують з сучасними багатоканальними

вимірювально-інформаційних системами, що потребують програмного контролю та точного налаштування, що також описано у даній роботі.

1 ПРИЛАДИ ВИМІРЮВАННЯ ВАГИ. ЕТАПИ ОБРОБКИ СИГНАЛУ

1.1 Фізичні основи тензорезистора

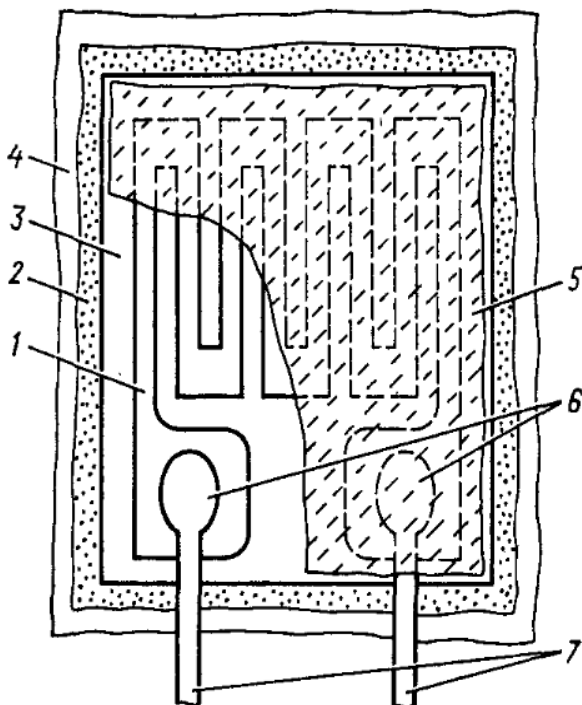
1.1.1 Рівняння перетворення деформації

Для обґрунтування вибору компонентів системи потрібно розуміти з якими параметрами цих компонентів і процесами, що протікають в них, в подальшому належить працювати. Ознайомлення саме з цими питаннями описане в розділі 1.

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 в 1856 р лордом Кельвіном і в 1881 р О. Д. Хвольсоном.

Деформація досліджуваної конструкції є передана через сполучну речовину

чутливому елементу, призводить до зміни його опору, залежної від деформації уздовж головної осі тензорезистора (рис.1.1).



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

Рисунок 1.1 – Структура тензорезистора

Доцільно характеризувати тензорезистори не однієї комплексною характеристикою, що відображає всі метрологічні властивості тензорезистора, а комплексом метрологічних характеристик, кожна з яких відображає одна 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 в цьому випадку матиме вигляд.

$$\varepsilon = \frac{1}{K\Phi_t} [\xi - \sum_{i=1}^n (\pm \xi_i)], \quad (1.1)$$

де ε – вимірювана деформація;

K – чутливість;

Φ_t – функція впливу температури на чутливість;

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

ξ_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:

$$R = \rho \frac{l}{S}, \quad (1.2)$$

де ρ – питомий опір

l – довжина провідника

S – площа поперечного перерізу

Якщо прикласти до матеріалу деформацію

$$\varepsilon = \frac{dl}{l}, \quad (1.3)$$

то ця деформація матиме такий вплив на опір:

$$\frac{dR}{R} = \left(\frac{d\rho}{\rho} + \frac{dl}{l} - \frac{dS}{S} \right) \quad (1.4)$$

Зміна довжини та площі перерізу пов'язани коефіцієнтом Пуассона:

$$\frac{dS}{S} = -2\mu \cdot \frac{dl}{l} \quad (1.5)$$

тоді з (1.4) отримаємо:

$$\frac{dR}{R} = \frac{d\rho}{\rho} + (1 + 2\mu) \frac{dl}{l} \quad (1.6)$$

У рівнянні (1.6) перший член визначає зміну геометрії тіла, а другий - зміну питомої опору; $\mu \leq 0.5$, а отже, збільшення опору за рахунок геометрії не перевищує $2 dl/l$. 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 матеріала через коефіцієнт Бріджмена:

$$\frac{d\rho}{\rho} = B \cdot \frac{dV}{V} \quad (1.7)$$

В свою чергу:

$$\frac{dV}{V} = (1 - 2\mu) \frac{dl}{l}, \quad (1.8)$$

отже

$$\frac{d\rho}{\rho} = B \cdot (1 - 2\mu) \frac{dl}{l}. \quad (1.9)$$

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

$$\frac{dR}{R} = B \cdot (1 - 2\mu) \frac{dl}{l} + (1 + 2\mu) \frac{dl}{l}. \quad (1.10)$$

Запишемо через $K_{\text{пер}}$:

$$\frac{dR}{R} = K_{\text{пер}} \cdot \varepsilon, \quad (1.11)$$

де

$$K_{\text{пер}} = 1 + B + 2\mu(1 - B)$$

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:

$$\int_{R_{\Pi}}^{R_K} \frac{dR}{R} = K_{\text{пер}} \int_{l_{\Pi}}^{l_K} \frac{dl}{l}, \quad (1.12)$$

де R_{Π} і R_K – початковий і кінцевий опір тензорезистора;

l_{Π} і l_K – початкова і кінцева довжина чутливого елемента тензорезистора.

Інтеграл в правій частині рівняння (1.12) є істинним (логарифмічним) значенням деформації чутливого елемента $\overline{\varepsilon}_q$ [5]. З огляду на це та інтегруючи ліву частину, отримаємо:

$$\ln \left(\frac{\Delta R}{R_{\Pi}} + 1 \right) = K_{\text{пер}} \overline{\varepsilon}_q, \quad (1.13)$$

де

$$\Delta R = R_K - R_{\Pi}, \quad (1.14)$$

остаточно будемо мати

$$\frac{\Delta R}{R_{\Pi}} = e^{K_{\text{пер}} \overline{\varepsilon}_q} - 1 \quad (1.15)$$

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:

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

де 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.

1.1.2 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.

1.1.3 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:

$$\Pi = \frac{\xi_{\tau}(\varepsilon) - \xi_0(\varepsilon)}{\xi_0(\varepsilon)}, \quad (1.16)$$

де $\xi_0(\varepsilon)$ – вихідний сигнал одразу після навантаження;

$\xi_{\tau}(\varepsilon)$ – 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 $\xi_{\text{зр}}$ при зростанні та $\xi_{\text{зм}}$ при зменшенні деформації, отримана при одних і тих же значеннях деформації деталі, на якій встановлений тензорезистор:

$$\Gamma = \xi_{\text{зр}} - \xi_{\text{зм}}, \quad (1.17)$$

або в відносних одиницях:

$$\Gamma = (\xi_{\text{зр}} - \xi_{\text{зм}}) / \xi_{\text{м}}, \quad (1.18)$$

де $\xi_{\text{м}}$ – вихідний сигнал при максимальному значенні $\varepsilon_{\text{м}}$.

1.2 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.

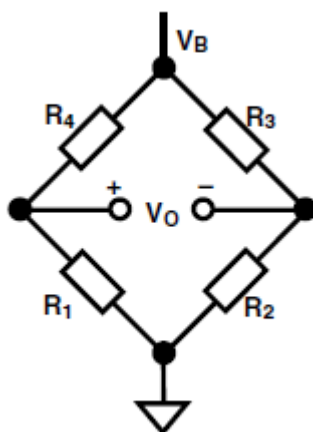


Рисунок 1.2 – Мостова схема Уїтстона

Вихідна напруга врівноваженого мосту визначається формулою:

$$V_o = \frac{R_1}{R_1 + R_4} V_B - \frac{R_2}{R_2 + R_3} V_B = V_B \left(\frac{R_1}{R_1 + R_4} - \frac{R_2}{R_2 + R_3} \right), \quad (1.19)$$

або

$$V_o = \frac{\frac{R_1}{R_4} - \frac{R_2}{R_3}}{\left(1 + \frac{R_1}{R_4}\right) \left(1 + \frac{R_2}{R_3}\right)} V_B \quad (1.20)$$

Міст знаходиться в нульовому (збалансованому) стані при віжношенні 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:

$$R_1 = K \cdot R_4 \quad (1.21)$$

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

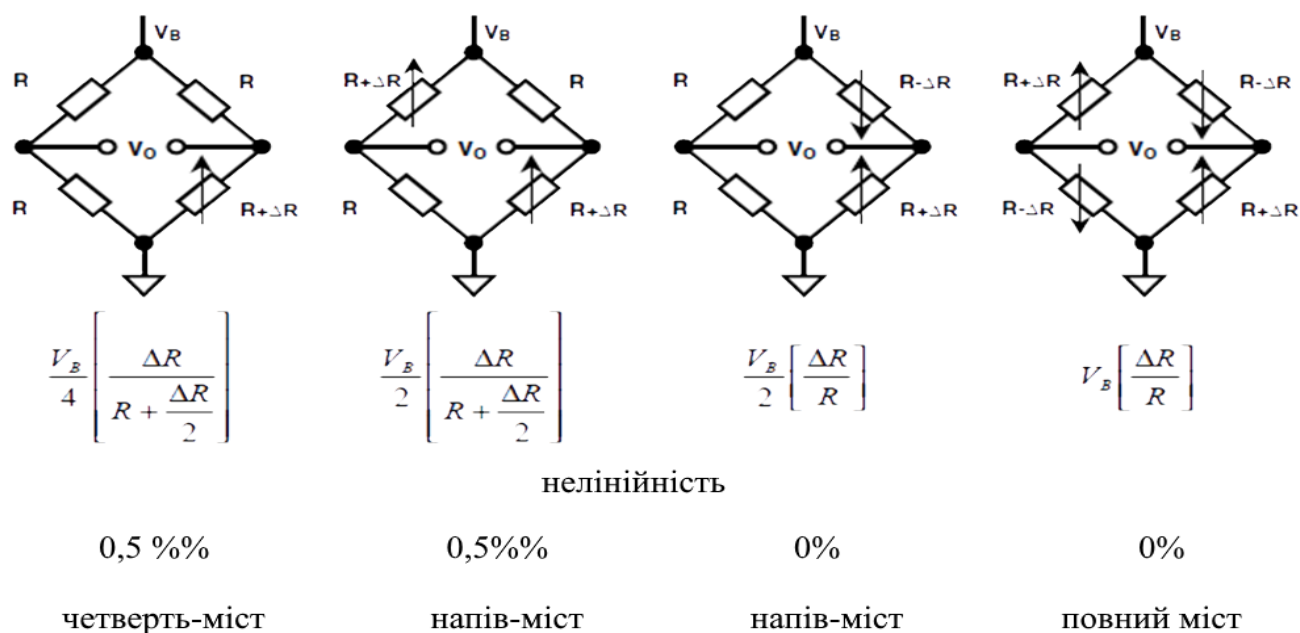


Рисунок 1.3 – Конфігурації мосту Уїтстона

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.

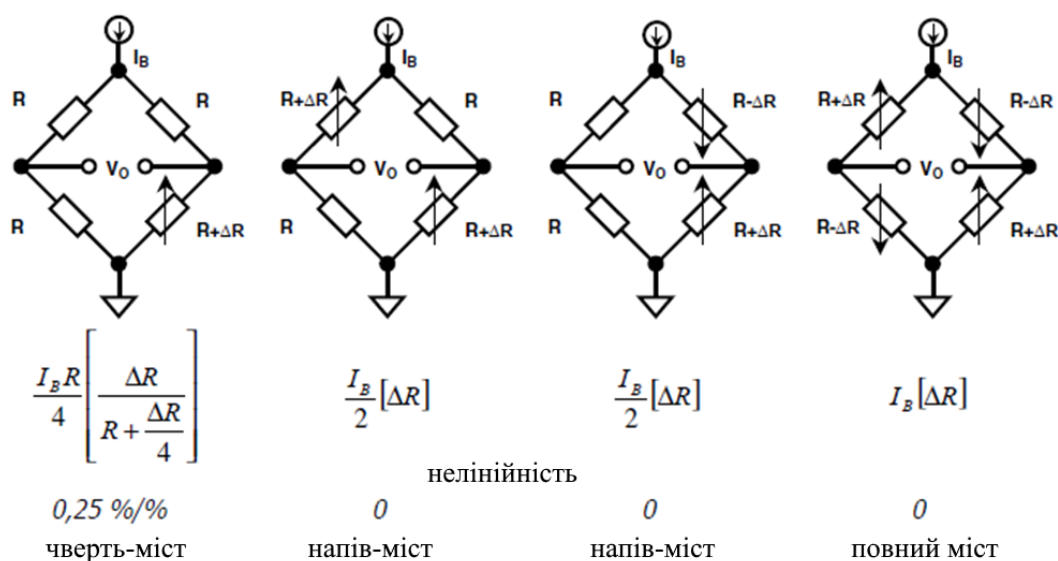


Рисунок 1.4 – Нелінійність мосту при збудженні постійним струмом

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:

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

тоді чутливість можна визначити як:

$$\alpha = \frac{1}{R} \frac{dR}{ds}, \quad (1.23)$$

де s – прикладена зовнішня дія (деформація).

Остаточно можна записати:

$$V_{out} = V_{in} \alpha s + V_0 \quad (1.24)$$

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:

$$\frac{dV_{out}}{dT} = \left(\alpha \frac{dV_e}{dT} + \frac{d\alpha}{dT} V_e \right) \quad (1.25)$$

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

$$\alpha \frac{dV_e}{dT} = - \frac{d\alpha}{dT} V_e, \quad (1.26)$$

Звідки

$$\frac{1}{V_e} \frac{dV_e}{dT} = -\frac{1}{\alpha} \frac{d\alpha}{dT} = -\beta, \quad (1.27)$$

де β – температурний коефіцієнт чутливості плеча мосту.

Рівняння (1.27) є умовою ідеальної температурної компенсації

1.3 Вплив операційних підсилювачів на точність

Ідеальним ОП називається підсилювач, що володіє ідеальними параметрами.

Основні характеристики такого ОП:

- коефіцієнт посилення нескінченно великий ($K \rightarrow \infty$)
- полоса пропускання нескінченно велика ($\Delta F \rightarrow \infty$)
- вхідний опір нескінченно велике ($R_{вх} \rightarrow \infty$)
- вихідний опір нескінченно мало ($R_{вих} \rightarrow 0$)
- вихідна напруга дорівнює нулю при нульовій напрузі на вході.
- Високий показник КОСС

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 ОУ 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 посилення 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 ОУ 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, визначальним точність роботи ОУ.

Вхідний струм зсуву ($I_{зс}$). Різниця струмів зміщення, необхідних для двох вхідних транзисторів операційного підсилювача, з'являється внаслідок неточного узгодження коефіцієнтів посилення за током (β) вхідних транзисторів. Вхідний струм зсуву змінюється приблизно також, як вхідна напруга, тому струм зсуву є змінною величиною. Зазвичай $I_{зс}$ 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.

Фліккер-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.

1.4 Аналогово-цифрові перетворювачі

1.4.1 АЦП послідовного наближення

Найбільш розповсюджені прецизійні АЦП ґрунтуються на двох основних архітектурах: АЦП послідовного наближення і сигма-дельта АЦП.

Основи побудови АЦП послідовного наближення показані на рисунку 1.5. АЦП починає виконання перетворення по зовнішній команді. При подачі сигналу пристрій вибірки-зберігання (ПВЗ) перемикається в режим зберігання і всі розряди регістра послідовного наближення (РПН) скидаються в «0», окрім старшого, який встановлюється в «1». Регістр послідовного наближення управляє внутрішнім ЦАП, в якому генерується певний рівень сигналу. Якщо вихідний сигнал ЦАП більше ніж величина аналогового сигналу, то даний біт в РПН скидається, в іншому випадку він залишається встановленим. Потім в «1» встановлюється наступний найбільший значущий розряд. Якщо наступний вихідний сигнал ЦАП більше, ніж вхідний аналоговий сигнал, цей біт в РПН скидається, в іншому випадку він залишається встановленим. Даний процес повторюється по черзі для кожного розряду. Після того, як всі розряди встановлені, вміст РПН буде відповідати величині вхідного аналогового сигналу, і процес перетворення завершиться. Для розуміння цього процесу, він проілюстрований на рисунку 1.6.

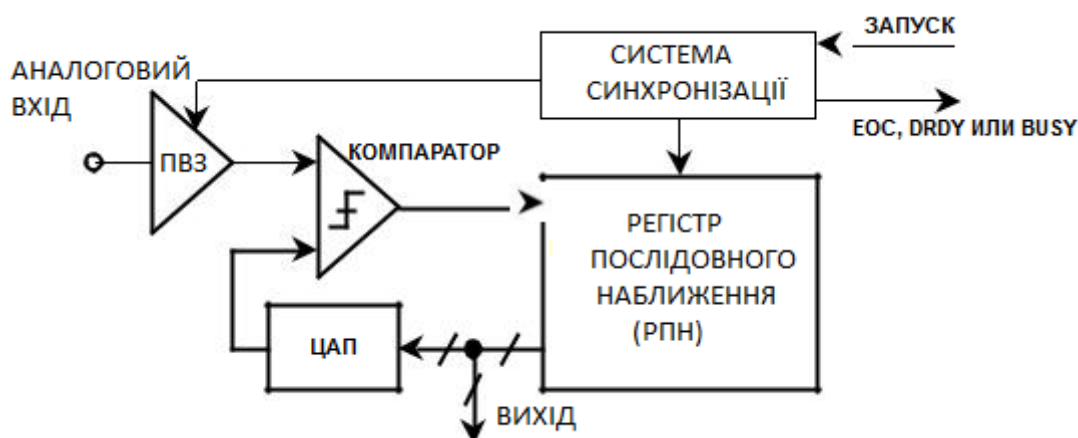


Рисунок 1.5 – Структурна схема АЦП послідовного наближення

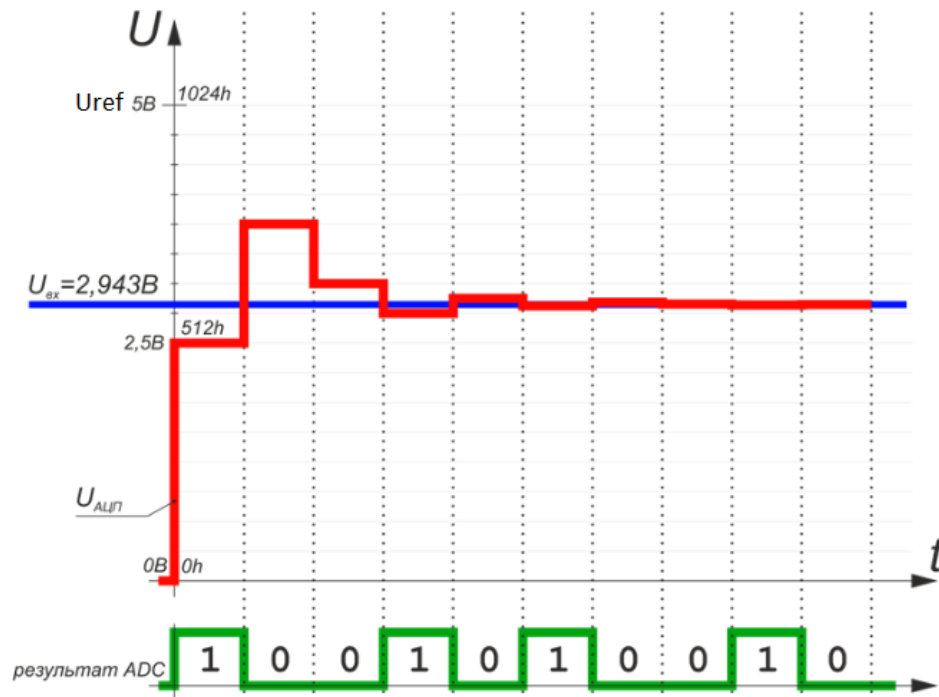


Рисунок 1.6 – принцип роботи АЦП ПН

1.4.2 Сигма-дельта АЦП

Даний АЦП працює в такий спосіб. Припустимо, що на вході присутній сигнал постійного рівня V_{IN} . У точці А (рис. 1.6) інтегратор постійно виробляє пилкоподібну напругу поперемінно позитивної і негативної полярності. Сигнал з виходу компаратора повертається назад через однобітний ЦАП на вхід підсумовування в точку В. Петля негативного зворотного зв'язку з виходу компаратора через однобітний ЦАП в точку підсумовування встановить середню величину постійної напруги в точці В 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 з виходу компаратора.

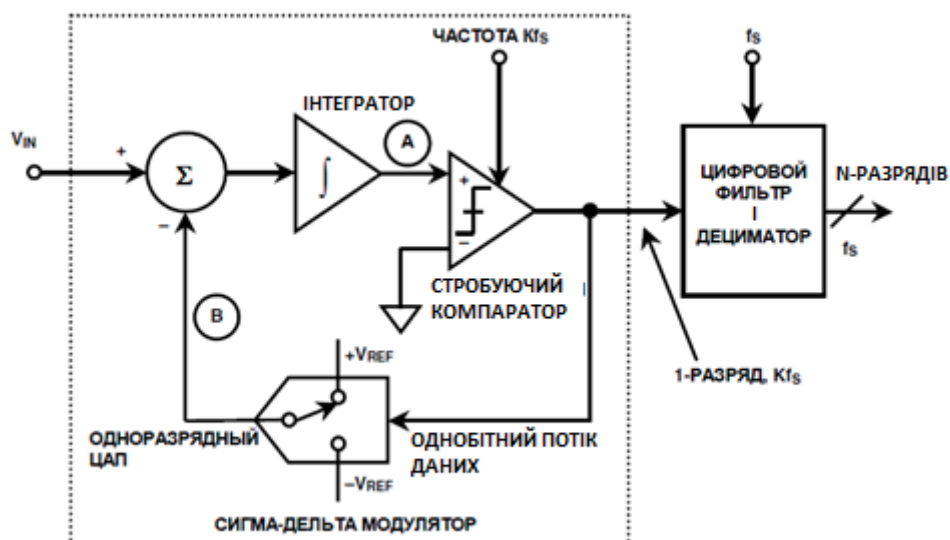


Рисунок 1.6 – Структурна схема $\Sigma\Delta$ – АЦП

Цифровий фільтр і дециматор обробляють послідовний потік бітів і дають кінцеві вихідні дані (рис 1.7).

$\Sigma\Delta$ -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.

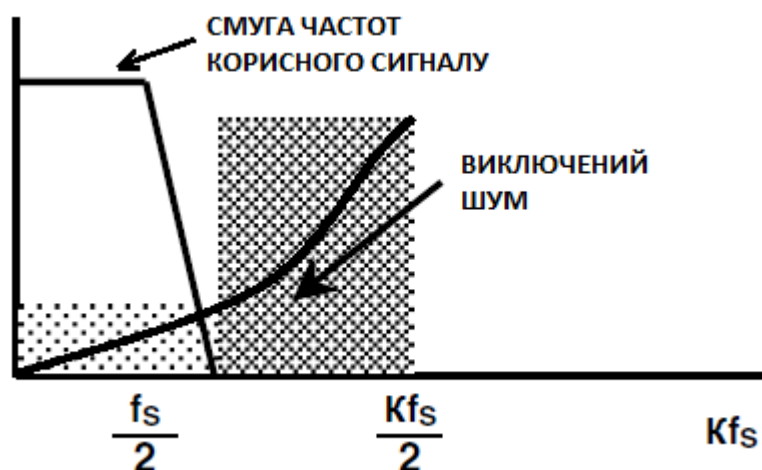


Рисунок 1.7 – Результат роботи цифрового фільтру

1.5 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(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).

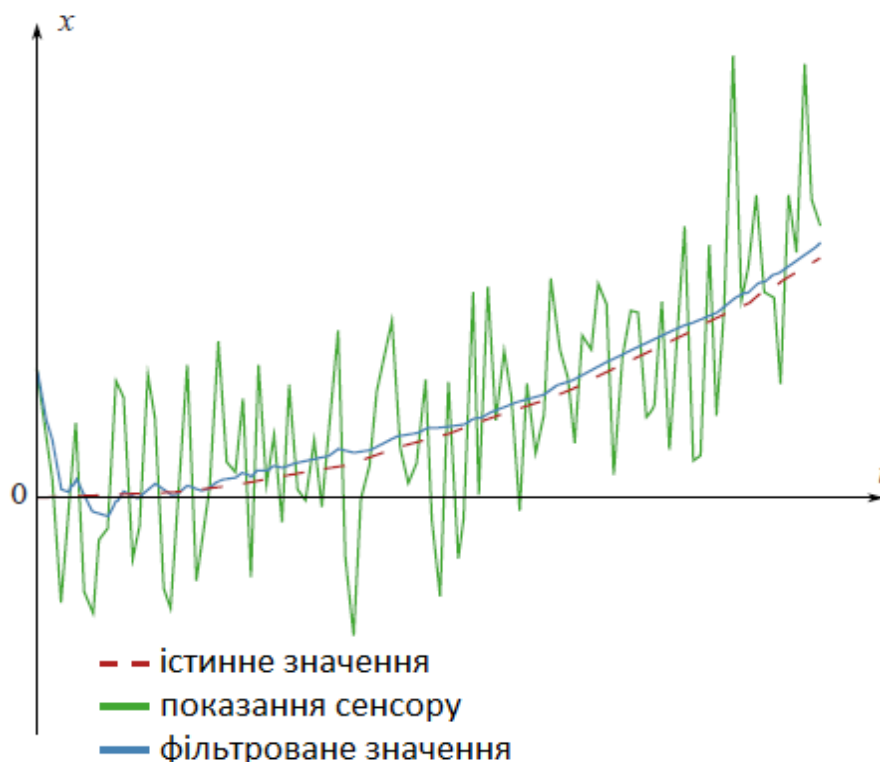


Рисунок 1.8 – Приклад роботи фільтру Калмана

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.

$$F(a, b) = \sum_{i=1}^n (y_i - (ax_i + b))^2 \quad (1.28)$$

Формули для знаходження коефіцієнтів мають вигляд:

$$a = \frac{n \sum_{i=1}^n x_i y_i - \sum_{i=1}^n x_i \sum_{i=1}^n y_i}{n \sum_{i=1}^n x_i^2 - (\sum_{i=1}^n x_i)^2} \quad (1.29)$$

$$b = \frac{\sum_{i=1}^n y_i - a \sum_{i=1}^n x_i}{n} \quad (1.29)$$

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

$$y^*[n] = y^*[n - 1] + \frac{1}{W_0} (x[n] - x[n - W_0]) . \quad (1.30)$$

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:

$$y^*[n] = \frac{1}{W_0} \sum_{j=0}^{W_0-1} (x[nW_0 - j]), \quad (1.31)$$

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:

$$y^*[n] = ay^*[n - 1] + (1 - a)x[n], \quad (1.32)$$

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.

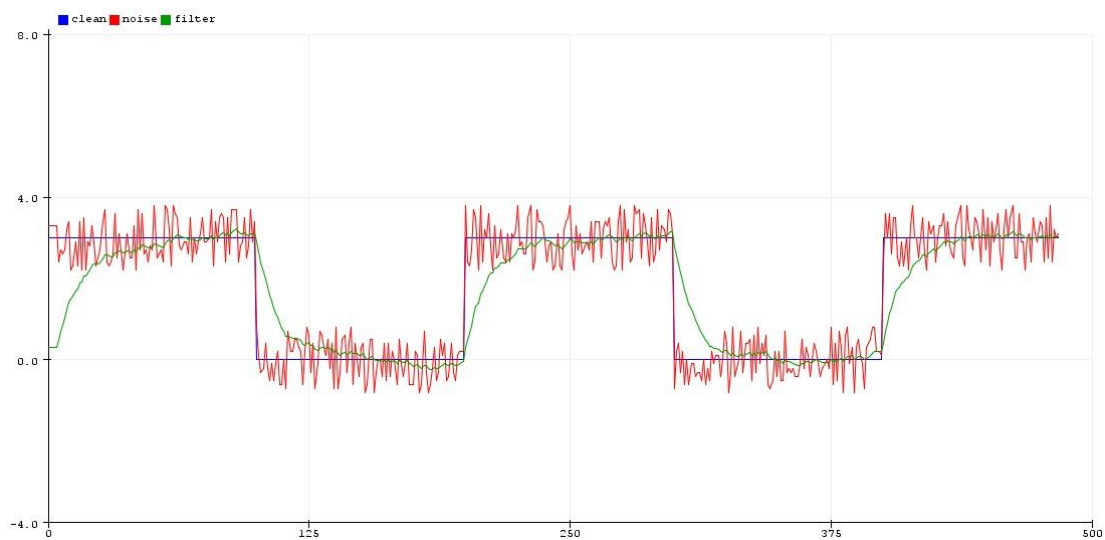


Рисунок 1.9 – Затримка зміни вихідного значення

2 РОЗРОБКА, ВИГОТОВЛЕННЯ І ТЕСТУВАННЯ СИСТЕМИ ЗВАЖУВАННЯ

2.1 Розробка та виготовлення пристрою зважування

При розробці пристрою основними вимогами до нього були: широкий діапазон вимірювань, обмежений максимальним навантаженням на тензометричний датчик, точність і достатньо висока швидкодія.

Основною платформою розробки був обраний апаратно-програмний комплекс Arduino у зв'язку з його доступністю. Загальна схема пристрою наведена на рис. 2.1.

Для вимірювання маси об'єкта, що цікавить була виготовлена платформа на основі тензодатчика вантажопідйомністю до 10 кілограм. Пристрій платформи показано на рис. 2.2.

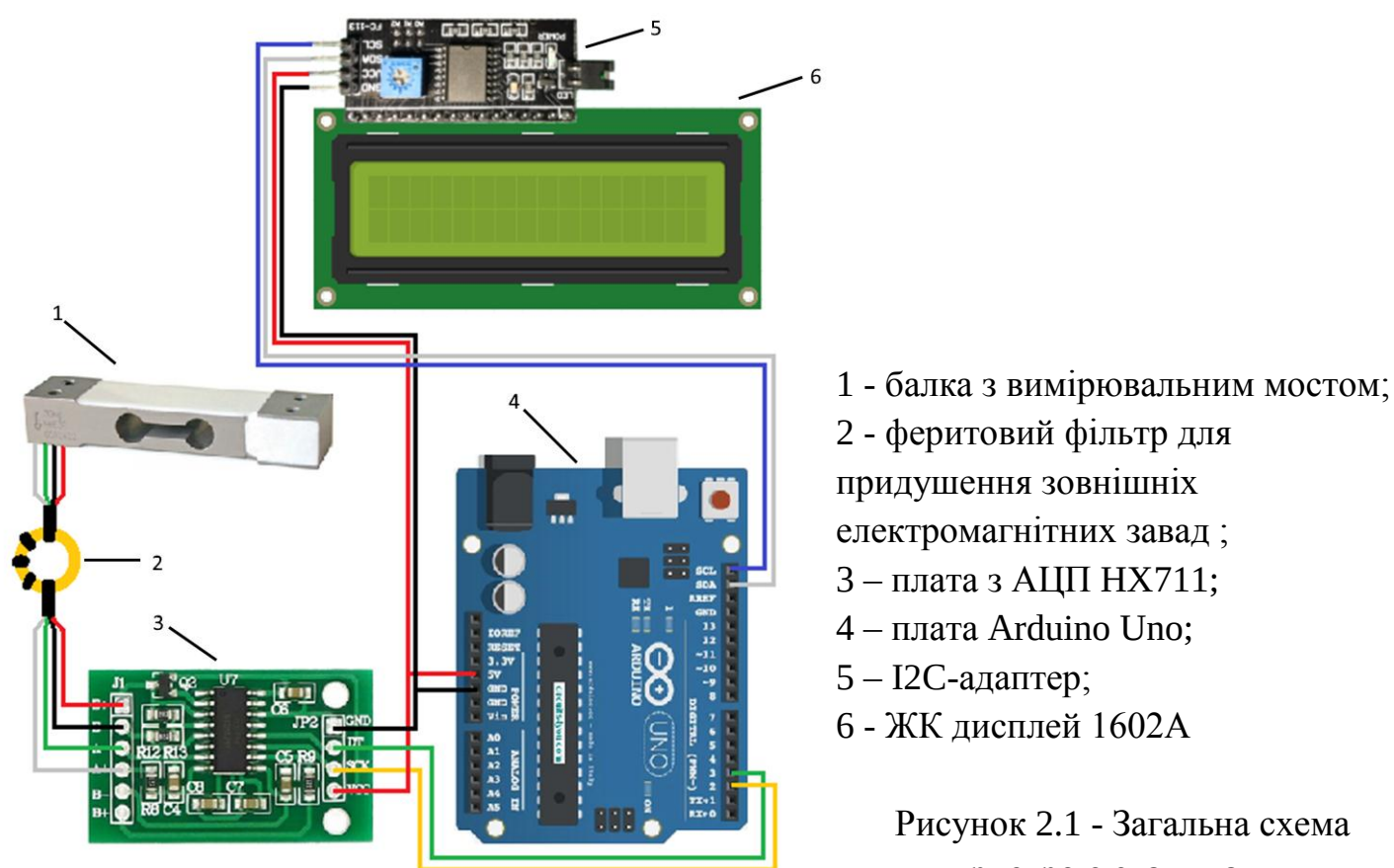
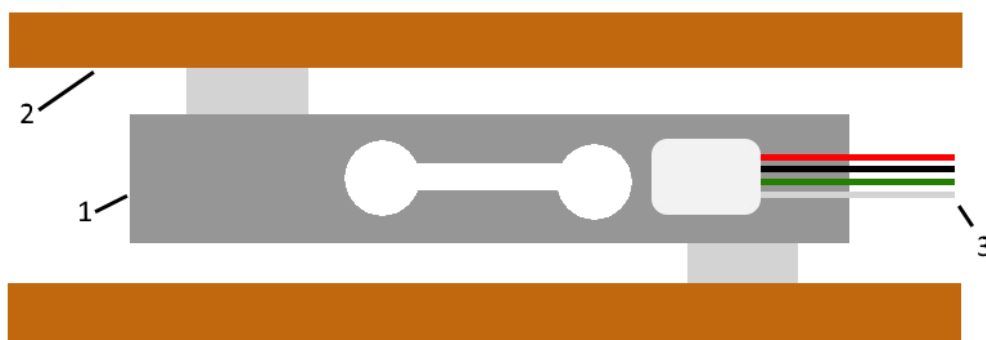


Рисунок 2.1 - Загальна схема пристрою зважування



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

Рисунок 2.2 - Платформа для вимірювання маси

Використовуваний тензодатчик має ключові параметри, зазначені у таблиці 2.1.

Таблиця 2.1 - 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 $1,0 \text{ mV/V}$, максимальна похибка, яка буде видна в робочому діапазоні датчика, буде $0,001 \text{ mV/V}$.

Так як використовується фабрично виготовлений тензодатчик, то вплив на параметри тензорезистора є неможливим, тому основний упор в розробці зроблений на інші способи поліпшення точності результатів.

Найбільшу похибку при вимірюванні серед параметрів тензодатчика можуть вносити тягучість, його температурна залежність і зовнішні електромагнітні наводки.

Для мінімізації температурної залежності нуля можна скористатись двома методами.

Перший є очевидним – використання термочутливого елементу для внесення коригування в показники. Умовою раціональності використання такого підходу є великий діапазон робочих температур.

Другий підхід передбачає коригування значення компенсації показань тензодатчика (параметр offset) у разі, якщо оператор вирішить, що поточне значення не відповідає прийнятному відхиленню.

Для мінімізації зовнішніх електромагнітних наведень, були використані наступні методи: використання феритового фільтра, екранування дротів, плетіння дротів.

В даному проєкті використовується НХ711 - прецизійний 24-розрядний АЦП. НХ711 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 $\pm 20 \text{ мВ}$ або амплітуду $\pm 40 \text{ мВ}$ відповідно. Диференціальний вхід каналу В має фіксований коефіцієнт підсилення, рівний 32. Повномасштабний діапазон його вхідної напруги становить $\pm 80 \text{ мВ}$, 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 2.2).

Таблиця 2.2 – 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

На кристалі також розміщений вбудований генератор синхронізуючих сигналів, тому зовнішній генератор на окремій мікросхемі не потрібний. Але при необхідності змінення частоти синхронізуючих сигналів зовнішній генератор може бути підключений.

Напруга живлення (DVDD) цифрових блоків мікросхеми АЦП така ж, як і напруга живлення, що подається на мікроконтролер.

При використанні внутрішнього аналогового регулятора живлення падіння напруги регулятора залежить від використовуваного зовнішнього транзистора (2.1). Вихідна напруга регулятора розраховується так:

$$V_{AVDD} = V_{BG} \cdot (R1 + R2) / R2 \quad (2.1)$$

Ця напруга має бути, як мінімум, на 100 мВ нижче напруги V_{SUP} .

Якщо ж вбудований аналоговий регулятор живлення не використовується, контакт $VSUP$ повинен бути підключений або до виводів $AVDD$ або $DVDD$ в залежності від напруги, яка вище. А контакт VFB повинен бути підключений до землі. Контакт $BASE$ стає NC . Зовнішній блокуючий конденсатор ємністю 0,1 мкФ підключений до виводу VBG (рисунок 2.3) при роботі внутрішнього аналогового регулятора живлення. Блокуючий конденсатор відключається при не використанні внутрішнього регулятора, а вивід VBG не задіюється.

Параметри осцилятора. При підключенні виводу XI до заземлення, активізується вбудований в мікросхему АЦП осцилятор (генератор сигналів синхронізації). Його номінальні вихідні дані: 10 SPS ($RATE = 0$) або 80 SPS ($RATE = 1$). Довідка: частота перетворення зазвичай виражається у відліках за секунду (samples per second, SPS).

Якщо потрібна точна швидкість виводу вихідних даних, можуть бути використані зовнішні осцилятори, які під'єднуються до мікросхеми АЦП через виводи XI та XO. Зовнішній осцилятор можна підключити до виводу XI через конденсатор змінного струму 20 пФ. Зовнішні осцилятори не обов'язково повинні формувати прямокутні імпульси.

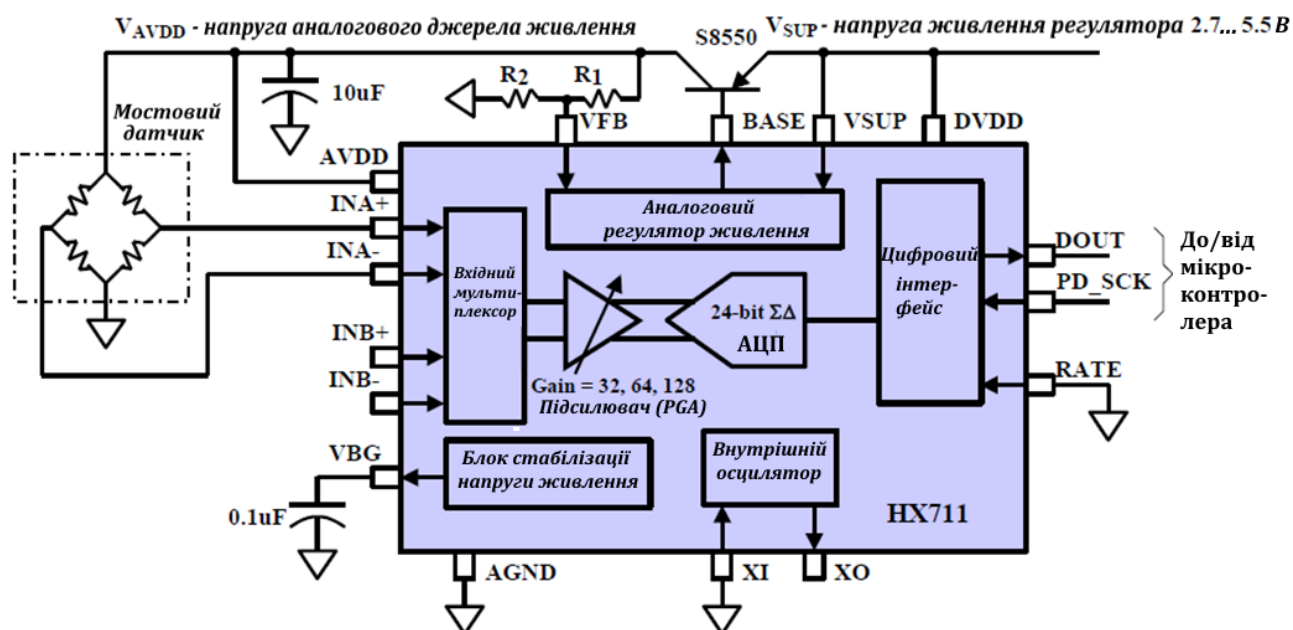


Рисунок 2.3 – Структурна схема мікросхеми АЦП HX711 з під'єднаними зовнішніми компонентами пристрою вимірювання ваги

На рис. 2.4 показана схема, розташована на друкованій платі, де розміщується мікросхема АЦП.

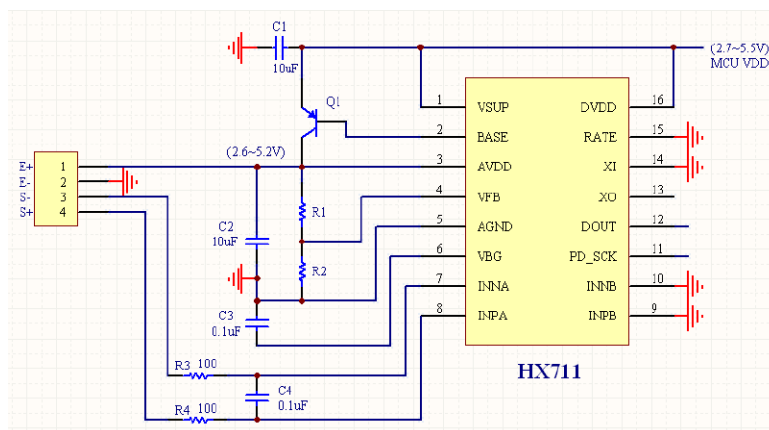


Рисунок 2.4 - Схема, розташована на друкованій платі, де розміщується мікросхема АЦП

2.2 Розробка програми обробки даних з АЦП

Дані, отримані з АЦП не володіють достатньою точністю для коректної оцінки результатів зважування. Для цього їх необхідно додатково обробити програмними методами.

Методом обробки вхідних даних був обраний метод середнього арифметичного з динамічною шириною вибірки. Даний спосіб обробки був обраний на основі прийнятних показників швидкодії і точності. При його використанні ми отримується найменше значення середньоквадратичного відхилення, а при використанні умови підлаштування під різку зміну вхідних значень – велику швидкодію.

З використанням даного методу розроблена в роботі програма, ділянка коду якої показана на рис. 2.5. Повний лістинг програми приведений в додатку А.

```

long midArifmVariable(long newVal) {
    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
}

```

Рисунок 2.5– Лістинг функції обробки даних з коментарями

На рис. 2.6 показані: шорстка лінія – вхідні дані, пряма лінія – вихідні дані.

Чутливість програми до зміни навантаження представлена на рисунку 2.7.

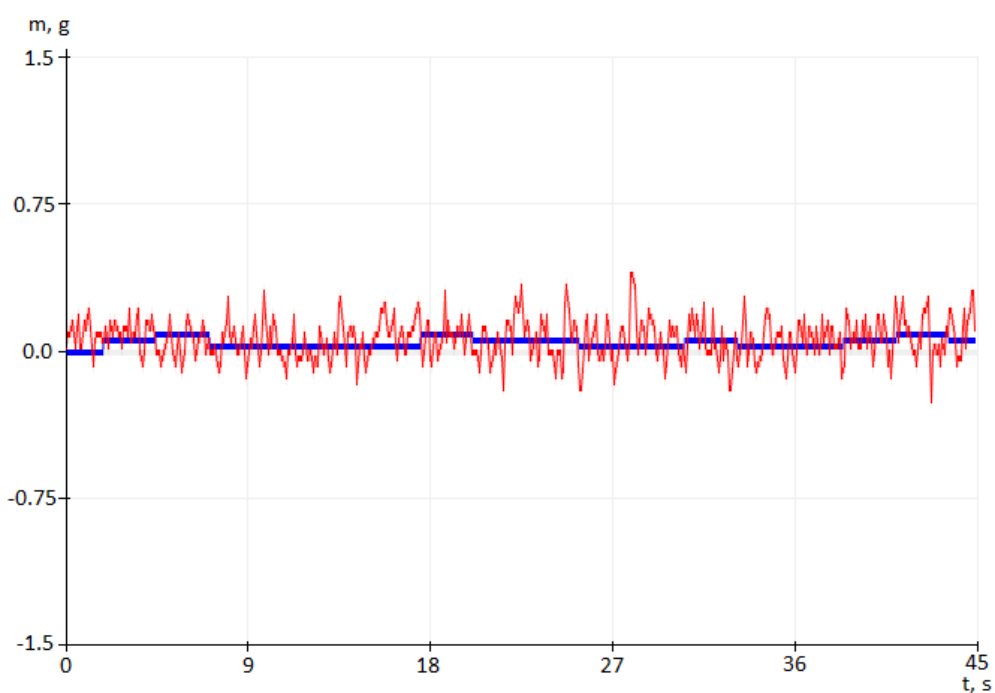


Рисунок 2.6 – Часова діаграма поведження алгоритму

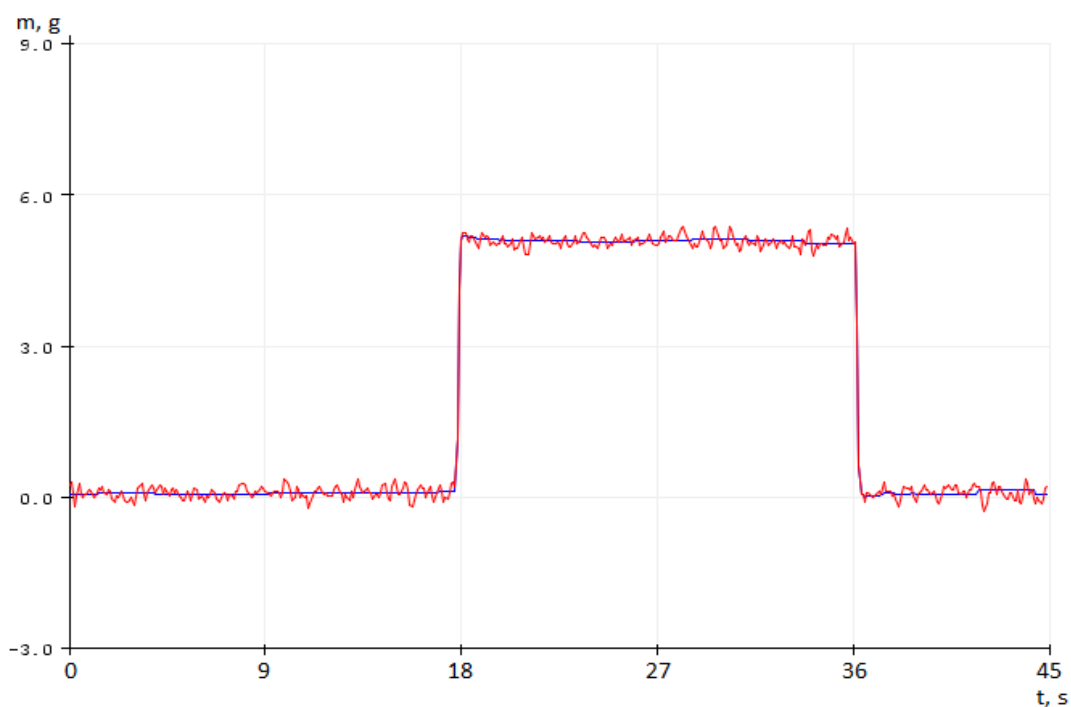


Рисунок 2.7 – Реакція алгоритму на зміну навантаження на датчик

2.3 Тестування приладу

Для побудови точного вимірювального приладу необхідно забезпечити його завадостійкість на всіх етапах обробки і передачі сигналу. Одним із вразливих місць приладу є сигнальні дроти. В використовуваному АЦП є функція придушення впливу мережевої напруги частотою 50-60 Гц, але вона не є програмованою, тому оцінити її вплив не є можливим. Разом з цим був проведений дослід зі зменшення впливу високочастотних завад на аналогові лінії, що йдуть від вимірювального мосту до АЦП.

Були перевірені три електротехнічні методи зменшення завад: встановлення феритового фільтру, екранування кабелів, плетіння кабелів. Результати вимірювання ефективності знімалися з виходу АЦП при відсутності на вагах об'єкту вимірювання. У таблиці 2.3 приведені результати.

Таблиця 2.3 - Результати ефективності подавлення шумів різними електротехнічними методами

	Без	Тільки феритовий	ФФ та	ФФ, плетіння
--	-----	------------------	-------	--------------

	використання методів	фільтр	плетиння	та екранування
Стандарт. відхил., г	0,13	0,103	0,108	0,106

На рисунку 2.9 зображені дані, що показують розподіл значень з АЦП за ймовірностями при дослідженні електротехнічних методів зменшення завад. Можна зробити висновок, що характер розподілу не залежить від способу придушення шумів, проте вони зменшують нормальне відхилення результатів, це видно на рисунку, де лінії графіків з їх застосуванням помітно вище.

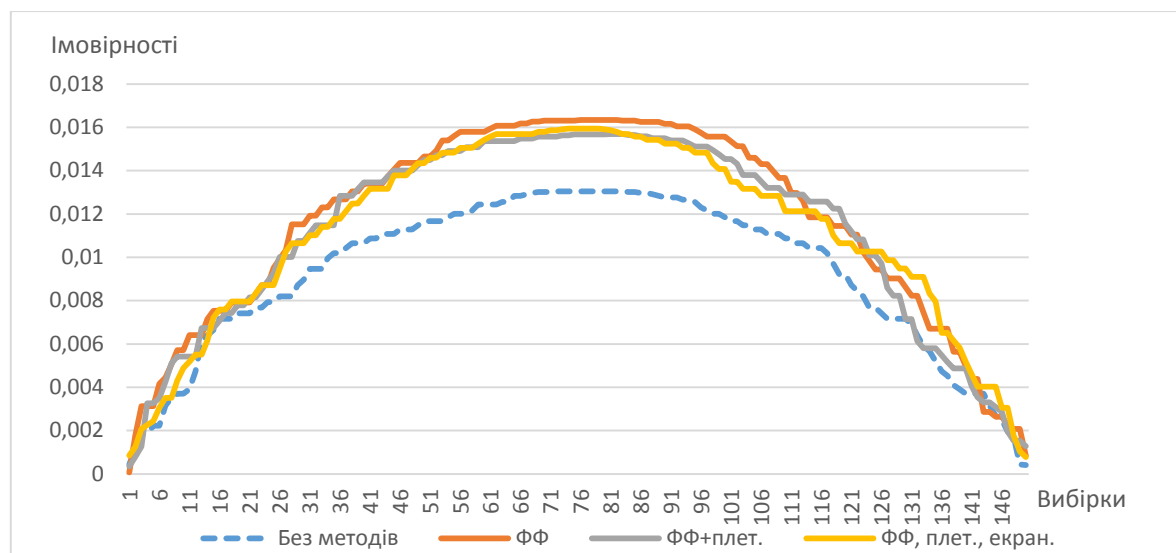


Рисунок 2.9 – Розподіл ймовірностей показань маси

В ході оцінювання точності приладу було проведено п'ять дослідів з різними ступенями навантаження. Кожен дослід починався з калібрування нульового значення. Для цього увімкнений прилад витримується деякий час для врівноваження процесів, таких, як встановлення температури вимірювального мосту, температури АЦП тощо.

Перший дослід проводився за схемою «АВВА» та складався з чотирьох спостережень. Він передбачав чергування зважувань еталонними гирями та гирями з шуканим значенням ваги, схожим з еталонним.

У таблиці 2.4 приведені результати вимірювань у грамах двох однокілограмових гир. Середнє значення усіх замірів складає для еталонної гирі 1000,06 грами, нормальне відхилення $\sigma = 0,097$ г. Для нееталонної відповідно 1000,4 г та 0,055 г. Більш стабільне значення відхилення для невідомої гирі можна пояснити близькістю у часі замірів її маси. Рисунок 2.10 описує часові інтервали зважувань та реакцію датчика на них.

Таблиця 2.4 – Результати першого дослідження

№	Еталон А, г	Шукане В, г	Середнє А, г	Середнє В, г
1	1000,04	-	1000,095	1000,465
	-	1000,5		
	-	1000,43		
	1000,15	-		
2	1000	-	1000,1	1000,37
	-	1000,34		
	-	1000,4		
	1000,2	-		
3	999,99	-	1000,065	1000,405
	-	1000,4		
	-	1000,41		
	1000,14	-		
4	999,88	-	999,98	1000,36
	-	1000,3		
	-	1000,42		
	1000,08	-		

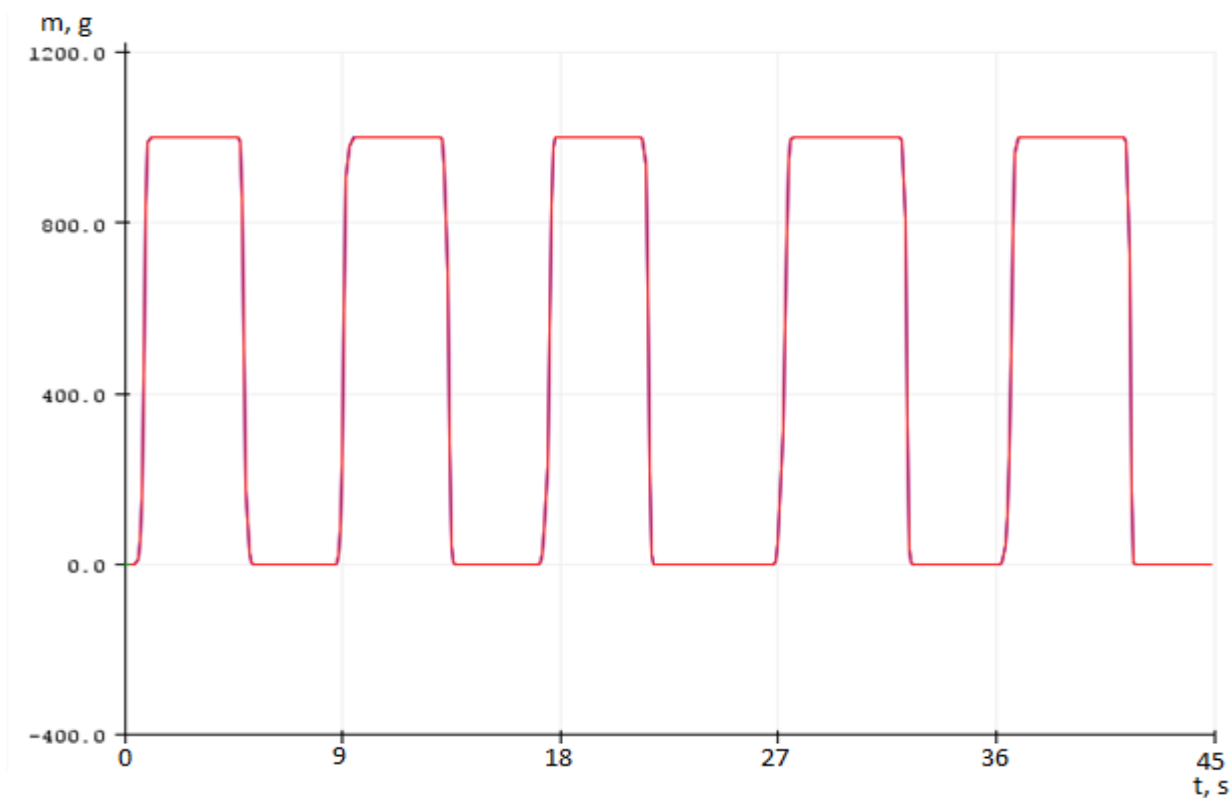


Рисунок 2.10 – Часова діаграма навантажень на датчик

Час навантажень складав 4 секунди, саме стільки часу алгоритм оброблює вхідний сигнал, перш ніж надати точний результат. Інтервал між вимірюваннями 4 секунди, тобто відсоток часу навантажень складав 50%. Дані значення часу відносяться і до послідуєчих тестувань.

Другий дослід передбачає дослідження повторюваності значень для різних навантажень. (таблиця 2.5)

Таблиця 2.5 – Результати другого дослідів

Номер вимірювання	Навантаження, г			
	2	10	100	1000
1	1,95	10,02	100,06	1000,08
2	1,94	10,04	100,14	999,96
3	1,97	10,01	100,05	1000,1
4	1,98	10,05	99,99	1000,22
5	1,94	10,03	100	1000,14
6	1,97	10	100,04	1000,23
7	2,01	9,99	99,94	1000,18
8	1,97	10,07	100	1000,2
9	1,97	10,05	100,06	1000,17
10	1,98	10,05	100,04	1000,14
11	2,03	10,08	100,06	1000,2
12	2	10,09	100,06	1000,15
13	1,96	10,12	100,02	1000,28
14	1,97	10,11	100,02	1000,3
15	2,03	10,11	100	1000,28
Середнє	1,978	10,05467	100,032	1000,175
Стандарт.відх.	0,027	0,040	0,044	0,085

Проаналізувавши показання середньоквадратичного відхилення з дослідів можна зробити висновок про високу стабільність показань. Проте покази зважувань масою від 1 кг мають тенденцію до зростання значень в зв'язку з процесами повзучості і гістерезису матеріалів тензодатчика.

2.4 Програмний розрахунок невизначеності результатів вимірювань

Невизначеністю результатів вимірювання вважають параметр, пов'язаний з результатом вимірювання і характеризуючий розсіювання значень, які достатньо обґрунтовано могли б бути приписані вимірювальній величині. Оцінку невизначеності можна розділити на два типи.

Оцінка невизначеності за типом А – метод оцінювання невизначеності шляхом статистичного аналізу рядів спостережень. Складові типу А оцінюються як стандартні невизначеності, рівні середньоквадратичним відхиленням (СКВ)

середніх арифметичних багаторазових спостережень. Ці складові характеризуються ступенями свободи, рівними $n-1$, де n - число спостережень.

Оцінка невизначеності за типом В – метод оцінювання невизначеності іншим способом, ніж статистичний аналіз рядів спостережень. Складові типу В оцінюються як стандартні відхилення, одержувані з відомих меж, в яких можуть знаходитися значення вимірюваних величин. Ці складові характеризуються числом ступенів свободи, рівними нескінченності.

На практиці використовують дещо інший параметри для оцінки невизначеності – розширену невизначеність. Її отримують шляхом множення невизначеності на коефіцієнт охоплення.

Коефіцієнт охоплення являє собою множник, на який помножують стандартну сумарну оцінку невизначеності для отримання розширеної невизначеності. Його наближене значення для рівня довіри 0,95 дорівнює 2.

Розширена невизначеність – величина, яка визначає інтервал навколо результату вимірювання, в межах якого, як можна чекати, знаходиться більша частина розподілу значень, які з достатньою підставою могли бути приписані вимірюваній величині.

Для даного способу розрахунку невизначеності вимірювань використовувалось програмне забезпечення «Невизначеність 1.5». Для розрахунку були обрані данні з таблиці 2.5 щодо маси 1 кілограм, як граничні за значенням нормального відхилення.

Формула розрахунку розширеної невизначеності (2.2) (рисунк 2.11) складається з трьох складових: невизначеність вимірювань шуканої величини (Rep), невизначеність, що описую точність у зв'язку з ціною повірочної поділки e (Ver), невизначеність, пов'язану з ціною поділки вимірювальної системи($Read$).

$$m = Rep + Read + Ver \quad (2.2)$$

Модель оцінювання | Джерела(складові) невизначеності | Кореляція | Бюджет невизначеності

Текстовий опис

Опис оцінювання: Розрахунок невизначеності показань маси.

Опис моделі: Rep - повторюваність вимірювання маси;
Read - невизначеність, що пов'язана з обмеженою роздільною здатністю шкали ваг;
Ver - невизначеність, що відображає повірочну поділку
Вважається, що жодні джерела невизначеності не мають суттєвої кореляції між собою.

Математична модель вимірювання

$$m = Rep + Read + Ver$$

Рисунок 2.11 - Формула розрахунку невизначеності

Далі приведені рисунки 2.12 - 2.15 з заданими параметрами складових невизначеності.

Модель оцінювання | Джерела(складові) невизначеності | Кореляція | Бюджет невизначеності

Вибір змінної: Rep

Опис джерела

Змінна: Rep Одиниця вимірювання: г

Тип: Тип А

По типу А

Кількість спостережень: 15 Підрахунок КЧО

Оцінювання невизначеності: Експериментальне

Значення

Закрити

1	1000,08	9	1000,17
2	999,96	10	1000,14
3	1000,1	11	1000,2
4	1000,22	12	1000,15
5	1000,14	13	1000,28
6	1000,23	14	1000,3
7	1000,18	15	1000,28
8	1000,2		

Рисунок 2.12 – Дані для розрахунку складової Rep

Модель оцінювання | Джерела(складові) невизначеності | Кореляція

Вибір змінної: Read

Опис джерела

Змінна: Read Одиниця вимірювання: г

Тип: Тип В

По типу В

Вид розподілу: Рівномірний Параметри розподілів: Центр/півширина

Параметри розподілу

Центр інтервалу: 0

Півширина інтервалу: 0,005

Степені свободи: Безмежність

Рисунок 2.13 – Задання складової Read

Припускається, що Read являє собою півширину поділки шкали приладу вимірювання ваги.

Модель оцінювання | Джерела(складові) невизначеності | Кореляція

Вибір змінної: Ver

Опис джерела

Змінна: Ver Одиниця вимірювання: г

Тип: Тип В

По типу В

Вид розподілу: Рівномірний Параметри розподілів: Центр/півширина

Параметри розподілу

Центр інтервалу: 0

Півширина інтервалу: 0,1

Степені свободи:

Рисунок 2.14 – Параметри складової Ver

Припускається, що кореляції між складовими немає (рис. 2.15).

Модель оцінювання			
Джерела(складові) невизначеності			
Кореляція			
Матриця кореляції			
	Rep	Read	Ver
Rep	1	0	0
Read	0	1	0
Ver	0	0	1

Рисунок 2.15 – Задання кореляції

За програмою розрахований бюджет невизначеності, показаний на рисунку 2.16.

Модель оцінювання		Джерела(складові) невизначеності		Кореляція		Бюджет невизначеності	
Підрахунок розширеної невизначеності(коефіцієнту охоплення)							
Рівень довіри		Тип підрахунку(розподіл вихідної величини)					
0.9545		Не заданий(автоматичний)					
Бюджет невизначеності							
Змінна	Приписане значення	Станд. невизначеність	Розподіл імовір.	Ст. свободи	Коеф. чутливості	Вклад в невизначеність	
Rep	1000,18 г	0,0227 г	Нормальний	14	1	0,0227	
Ver	0 г	0,0577 г	Рівномірний	Безмежність	1	0,0577	
Read	0 г	0,0029 г	Рівномірний	Безмежність	1	0,0029	
m	1000,18 г	0,0621 г					

Рисунок 2.16 – Розраховані бюджети невизначеності

Отримані результати оцінювання невизначеності такі: розширена невизначеність складає 0,124 грами, у відносному співвідношенні вона дорівнює 0,01%. Більш наочно вклад складових в невизначеність можна оцінити за діаграмою Парето (рис 2.17). З даної діаграми ми бачимо, що очікувано найменший вклад вносить обмеженість ціни поділки приладу, так як ціна поділки багато менше нормального відхилення результатів вимірювань Rep, а та в свою чергу менше ціни повірочної поділки: $\text{Read} \ll \text{Rep} < \text{Ver}$. Якщо записати чисельно, то $0,005 \ll 0,085 < 0,1$.

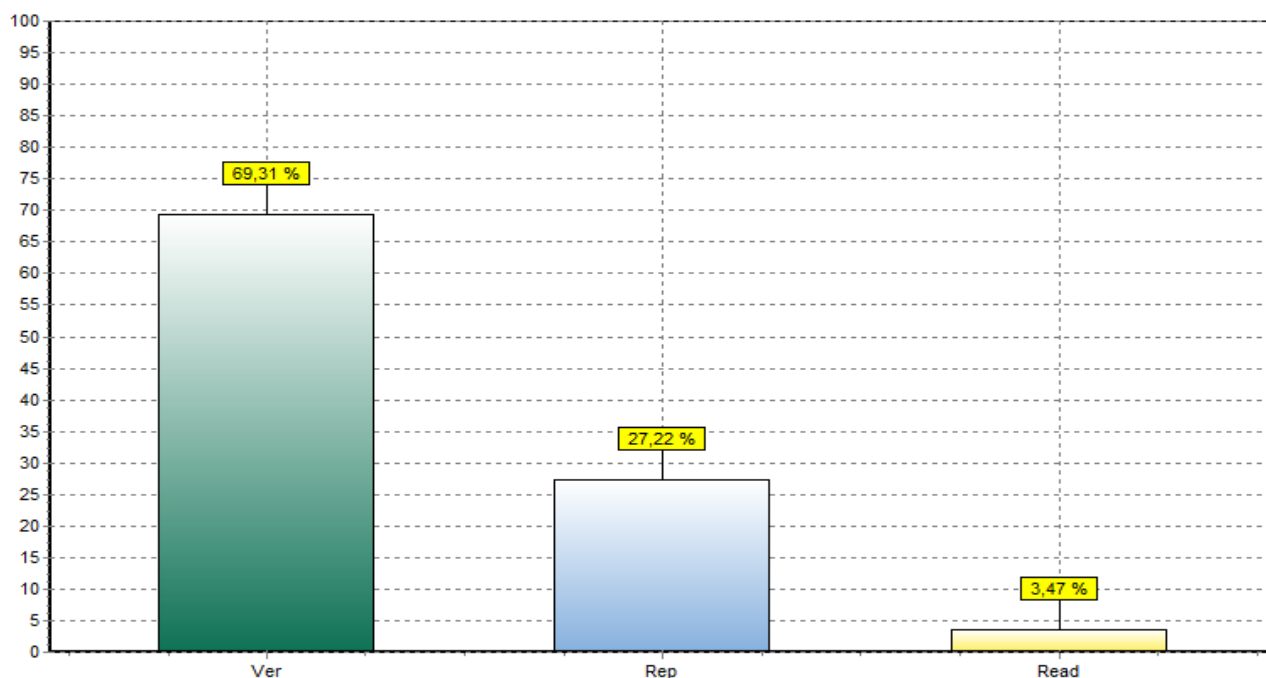


Рисунок 2.17 – Діаграма Парето

З отриманих розрахунків можна визначити клас точності даної системи вимірювання ваги за стандартом ДСТУ EN 45501:2007 (EN 45501:1992, IDT).

Головними метрологічними критеріями цього стандарту є:

- 1) найбільша границя зважування Max;
- 2) найменша границя зважування Min. Значення навантаження. Нижче якого результат зважування може мати надмірну відносну похибку;
- 3) ціна поділки дійсна «d». Значення виражене в одиницях маси, яке дорівнює різниці між значеннями двох послідовних показів (для цифрової індикації);
- 4) ціна повірочної поділки шкали «e». Значення. Виражене в одиницях маси, використане для класифікації та повірки приладу;
- 5) кількість повірочних поділок шкали $n = \text{Max}/e$.

За результатами оцінки значень таблиці 2.6 можна стверджувати, що раціонально буде класифікувати виготовлений прилад як багатоінтервальний зі встановленою ціною повірочної поділки e для кожного інтервалу.

Таблиця 2.6 – Класифікація приладів за точністю

Клас точності	Ціна повірочної поділки, e	Кількість повірочних поділок $n = \text{Max}/e$		Найменша границя зважування, Min
		мінімальна	максимальна	
Спеціальний (I)	$0,001 \text{ г} \leq e$	50 000	—	100 e
Високий (II)	$0,001 \text{ г} \leq e \leq 0,05 \text{ г}$	100	100 000	20 e
	$0,1 \text{ г} \leq e$	5 000	100 000	50 e
Середній (III)	$0,1 \text{ г} \leq e \leq 2 \text{ г}$	100	10 000	20 e
	$5 \text{ г} \leq e$	500	10 000	20 e
Звичайний (III)	$5 \text{ г} \leq e$	100	1 000	10 e

Для вимірювань до 100г допустимим буде $e = 0,05 \text{ г}$ на основі оцінки нормального і максимального відхилення. У □ терміном «суттєвий промах» позначається промах, що перевищує « e ». Отримані максимальні відхилення, описані терміном суттєвого промаху, не потрапляють під його дію. Знаючи e та Max , можна визначити кількість повірочних поділок; $n = 100/0,05 = 2000$.

Наступний інтервал визначається за тими же принципами: $e = 0,1$; $\text{Max} = 1\text{кг}$; $n=10\ 000$. Третій інтервал для зважувань: $e = 1$; $\text{Max} = 10\text{кг}$; $n=10\ 000$.

Таблиця 2.7 – Визначені інтервали

Інтервал	e	n
<100 г	0,05	2000
<1 000 г	0,1	10 000
<10 000 г	1	10 000

З цих міркувань, і керуючись таблицею 2.6, можна зробити висновок про клас точності приладу, а отримана діаграма (рис 2.17) свідчить, що $\text{Rep} < \text{Ver}$, це є умовою стабільності приладу і його відповідності класу. Представлена розроблена і виготовлена система вимірювання ваги широкого діапазону має клас точності середній (III), з наближенням до другого класу (високий).

Для дотримання умов відповідності третьому класу необхідно визначити правила користування системою для мінімізації похибок:

- 1) забезпечити стабільні температурні умови зовнішнього середовища;
- 2) для отримання точних показань рекомендується тримати навантаження на датчик не більше часу, ніж до моменту появи індикації «ОК» на дисплеї приладу;
- 3) для послідовного зважування мас, що суттєво відрізняються (вимірювані маси відповідають різним діапазонам вимірювань), необхідно витримати час до стабілізації нуля, або задати нове значення нуля.

До переваг виготовленого приладу можна віднести: мале електроспоживання, широкий діапазон вимірюваних значень при фактичній точності від 0,05 до 1 грама завдяки прецезійному сигма-дельта АЦП, швидкодія встановлення показань ваги, можливість використання в умовах навчальної лабораторії, вартість.

ВИСНОВКИ

В даній роботі зібрані положення, що мають загальне відношення щодо принципів роботи вимірювальних приладів, датчиків зовнішніх сигналів, та їх перетворення. Практична користь роботи не обмежується розробкою та виготовленням системи зважування ваги з широким діапазоном показів.

Виготовлена система базується на використанні апаратно-програмного комплексу Arduino. Використана плата моделі Arduino UNO на базі мікроконтролера atmega328p. Програмування системи відбувалося за допомогою Arduino IDE. Розроблена програма для роботи мікроконтролера має можливість програмного калібрування системи та потребує мінімального втручання оператора. Зображення виготовленого дослідного зразка приведено в додатку Б.

Експлуатаційне тестування системи відбувалося при виконанні п'яти дослідів. На основі результатів дослідів проведений програмний розрахунок невизначеності вимірювань.

Результатом досліджень стало встановлення приналежності розробленого приладу до класу точності III відповідно до стандарту ДСТУ EN 455501:2007 (EN 455501:1992, IDT) «Прилади неавтоматичні вагові. Загальні технічні вимоги та методи випробувань»[11].

Пристрій має високі показники стабільності результатів, які можна описати параметром ціни повірочної поділки шкали, рівним від 0,05 до 1 грама. Це дозволяє використовувати розроблену систему в широкому спектрі задач.

Для покращення якісних показників приладу необхідне більш детальне проєктування системи на всіх етапах розробки. А саме: вибір матеріалів тензорезистивного елемента та балки, до якої він прикріплений; захист шляхів передачі інформації від зовнішніх впливів конструктивними і схемотехнічними методами; додавання інших датчиків для моніторингу навколишнього середовища та впровадження отриманих з них інформації в програмне керування.

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. **Мамий, А.Р.** Операционные усилители[Текст] / А.Р. Мамий, В.Б. Тлячев. - Майкоп: АГУ, 2005. – 192 с. – ISBN 5-85108-142-2
7. **Горшков, Б.Л.** Методы практического конструирования при нормировании сигналов с датчиков[Текст] / Горшков Б.Л., Силантьев В.И. – М. : АВТЭКС – 311с.
8. 24-Bit Analog-to-Digital Converter (ADC) for Weigh Scales : нормативно-технічний матеріал. – 9с.

9. **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

10. **Гурин, С.А.** Исследование и разработка тонкопленочных гетерогенных структур чувствительных элементов датчиков давлений с экстремальными условиями эксплуатации[Текст]: дисертація / С. А. Гурин – Пенза – 2006 – 157с.

11. ДСТУ EN 455501:2007 (EN 455501:1992, IDT) «Прилади неавтоматичні вагові. Загальні технічні вимоги та методи випробувань».

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

Загальний вигляд виготовленого пристрою

