

**МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
ДЕРЖАВНИЙ ВИЩИЙ НАВЧАЛЬНИЙ ЗАКЛАД
«ДОНЕЦЬКИЙ НАЦІОНАЛЬНИЙ ТЕХНІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ»
КАФЕДРА ЕЛЕКТРОННОЇ ТЕХНІКИ**

**МЕТОДИЧНІ ВКАЗІВКИ
до виконання лабораторних робіт
з дисциплін «Інформаційно-вимірювальні та обчислювальні
системи» та «Інформаційно-вимірювальні системи та комплекси»
(для студентів денної та заочної форм навчання усіх спеціальностей)**

ПОКРОВСЬК – 2020

Методичні вказівки до виконання лабораторних робіт з дисциплін «Інформаційно-вимірювальні та обчислювальні системи» та «Інформаційно-вимірювальні системи та комплекси» (для студентів денної та заочної форм навчання усіх спеціальностей) [Електронний ресурс] / уклад. О.В. Вовна, Г.А. Лактіонова, Е.А. Петелін. – Покровськ : ДонНТУ, 2020. – 82 с.

Методичні вказівки є лабораторним практикумом з дисциплін «Інформаційно-вимірювальні та обчислювальні системи» та «Інформаційно-вимірювальні системи та комплекси», у них викладено необхідні положення під час підготовки до лабораторних робіт, порядок виконання та завдання до лабораторних робіт, зміст звіту та контрольні запитання.

Укладачі: Вовна О.В. – професор, д.т.н., зав. каф. електронної техніки.
Лактіонова Г.А. – асистент каф. електронної техніки.
Петелін Е.А. – доцент, к.т.н., доцент каф. електронної техніки.

Рецензент Цололо С.О. – доцент, к.т.н., доцент каф. комп'ютерної інженерії.

Відповідальний за випуск: Вовна О.В. – завідувач кафедри електронної техніки, д.т.н., професор.

Затверджено навчально-методичним відділом ДонНТУ,
протокол № 10 від 28.04.2020 р.

Розглянуто на засіданні кафедри електронної техніки,
протокол № 3 від 01.04.2020 р.

ЗМІСТ

ВСТУП.....	4
ЛАБОРАТОРНА РОБОТА № 1 – Дослідження метрологічних характеристик вимірювального пристрою величини постійної та змінної напруг.....	6
Лабораторна робота № 2 – Розробка та дослідження математичної моделі функціонування детектора горючих газів.....	15
ЛАБОРАТОРНА РОБОТА № 3 – Розробка та дослідження математичної моделі функціонування вимірювача температури.....	32
ЛАБОРАТОРНА РОБОТА № 4 – Моделювання та дослідження нелінійних вимірювальних перетворювачів.....	46
ЛАБОРАТОРНА РОБОТА № 5 – Обґрунтування метрологічних вимог до вимірювальних параметрів системи.....	62
ЛАБОРАТОРНА РОБОТА № 6 – Планування експерименту під час дослідження вимірювальної системи.....	70
СПИСОК РЕКОМЕНДОВАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ.....	81

ВСТУП

Методичні вказівки є лабораторним практикумом з дисциплін «Інформаційно-вимірювальні та обчислювальні системи» та «Інформаційно-вимірювальні системи та комплекси», у них викладено необхідні положення під час підготовки до лабораторних робіт, порядок виконання та завдання на лабораторні роботи, зміст звіту й контрольні запитання.

На першому занятті викладач повідомляє студентам план лабораторних занять на поточний семестр, рекомендує необхідну літературу, знайомить із прийнятою методикою проведення робіт та заходами під час контролю щодо підготовленості студентів до лабораторних занять. У вступній бесіді зі студентами викладач пояснює мету виконання робіт, знайомить зі застосуванням основного устаткування та дає загальні методичні вказівки до проведення досліджень. При цьому викладач вказує на специфічні умови роботи у лабораторії, які обумовлено правилами внутрішнього розпорядку, організацією робочого часу, вимогами техніки безпеки та правилами протипожежної безпеки під час роботи з електричними колами, приладами, апаратами й установками. Кожен студент повинний самостійно вивчити перераховані документи та підтвердити розписом у спеціальному журналі кафедри про ознайомлення його зі заходами щодо безпечного виконання робіт у лабораторії та зобов'язанні не порушувати встановлені правила.

Виконання кожної лабораторної роботи складається із двох етапів:

1. Підготовка до лабораторної роботи, вивчення теоретичного матеріалу, виконання всіх розрахунків, складання плану досліджень.

2. Складання з розрахованих та підібраних елементів робочої схеми і дослідження її відповідності зі складеним планом, зіставлення теоретичних і практичних результатів та їхній аналіз, оформлення звіту.

У процесі підготовки до лабораторної роботи студент повинен чітко усвідомити собі кінцеву мету лабораторного дослідження, форму та характер зміни вхідних і вихідних параметрів досліджуваної схеми та виконати необхідні розрахунки. Протокол, підготовлений до лабораторної роботи, повинен містити назву і мету роботи, досліджувані схеми, і часові діаграми, які пояснюють їх роботу, план досліджень.

Звіт з лабораторної роботи, який представлено до захисту, додатково містить часові діаграми реальних процесів, що протікають у схемі, аналіз і

порівняння отриманих результатів з теоретичними.

Часові діаграми обов'язково складаються таким чином, щоб вони знаходились, одна під іншою, синхронізовані та були ілюстрацією фізичних процесів, які протікають у схемі. Оформлення звітів виконується відповідно до вимог ЄСКД до текстових документів.

Порядок, виконання досліджень у лабораторії:

1. Студені допускається до виконання чергової лабораторної роботи при наявності підготовленого, відповідно до приведених вище вимог протоколу.

2. Після дозволу виконувати дослідження студент збирає схему і самостійно проводить налаштування її у випадку, якщо схема не працює або працює неправильно, він має знайти причину несправності та усунути її.

3. Налаштувавши схему та перевіривши відповідність її вихідних сигналів розрахунковим даним, студент запрошує викладача для огляду та перевірки.

4. Після цього виконуються заплановані дослідження, по закінченню яких результати пред'являються викладачеві та за його дозволом схема розбирається і робоче місце прибирається.

5. До наступної лабораторної роботи остаточно оформлюється звіт і пред'являється викладачеві. Зміст з попередньої роботи захищається студентом на наступному лабораторному занятті, студент не допускається до наступної лабораторної роботи, якщо не представлений звіт із попередньої роботи.

Перед виконанням кожної лабораторної роботи викладач, опитує студентів як за змістом самої роботи, так і за методикою її виконання. Непідготовлені студенти не допускаються до виконання лабораторної роботи, а вивчають у лабораторії не засвоєний ними матеріал за літературою, що рекомендується.

ЛАБОРАТОРНА РОБОТА № 1
ДОСЛІДЖЕННЯ МЕТРОЛОГІЧНИХ ХАРАКТЕРИСТИК
ВИМІРЮВАЛЬНОГО ПРИСТРОЮ ВЕЛИЧИНИ
ПОСТІЙНОЇ ТА ЗМІННОЇ НАПРУГ

Мета роботи – експериментально визначити основні метрологічні характеристики та параметри вимірювачів постійної та змінної напруги й порівняти їх значення з його паспортними даними та теоретичним розрахунком.

1. Підготовка до роботи

1.1. Перед розробниками інформаційно-вимірювальних пристроїв або систем виникає ряд проблем:

- Які технічні засоби адекватні поставленому завданню?
- На що необхідно звернути особливу увагу під час вибору, розрахунку та проектуванню спеціалізованих вузлів?
- Як краще організувати з'єднання таких елементів, як датчик, виконавчі механізми, що керують мікроконтролерами?
- Як організувати живлення пристрою або системи, а також забезпечити захист від перешкод, перенапруг і т.п.?

Охопити всі існуючі типи схем і варіанти рішень нереально. Тому увагу необхідно зосередити на ключових питаннях практичних розрахунків і побудови схем.

У системі розрізняють дві тісно переплетені структури – інформаційну (функціонально-алгоритмічну) та апаратну (технічну). Уточнення першої структури здійснюється під час дослідження об'єкта та імітаційного моделювання з апаратної точки зору. Данні, що отримано під час дослідження необхідні для побудови інформаційної структури.

Дослідження об'єкта дає відповіді на такі запитання:

1. Роль приладу або системи. Чи може об'єкт працювати без них? Які «блоки» інформаційної структури (функції) необхідні для об'єкта, а які тільки підвищують його ефективність і наскільки? Які наслідки можливих відмов?

2. Умови експлуатації приладу або системи:

– умови зовнішнього середовища на об'єкти: наявність спеціальних приміщень та місць установки апаратури, температура, тиск, пил, бруд,

масляний туман, агресивні компоненти в повітрі, вологість вібрації та удари, можливість вентиляції. Обов'язково необхідно звернути увагу на можливості організації лінії зв'язку та небезпека навмисного механічного пошкодження ліній зв'язку та апаратури, до актів вандалізму (наявність на об'єкті стороннього персоналу з низькою кваліфікацією). Ці обставини можуть впливати на розміщення і, отже, апаратну структуру системи, а також визначають її механічну конструкцію;

- умови електромагнітної сумісності апаратури: джерела та види перешкод, можливість або неможливість заземлення;

- вимоги до іскробезпеки на об'єкті;

- якість мережі живлення (наявність роздільних освітлювальної та силової мереж, можливість підключення апаратури до цих мереж).

3. Забезпечення об'єкта первинними вимірювальними перетворювачами (датчиками) і можливі види таких, види та рівні сигналів, точність й справність метрологічного забезпечення.

4. Можливість технічного обслуговування та ремонту апаратури.

1.2. Призначення інформаційно-вимірювальних пристроїв – перетворення сигналів, що надходять від датчиків, до стандартних видів (нормалізація) для обробки в обчислювальних блоках або пристроях. Якщо застосовуються аналогові обчислювальні пристрої, то вони мають шкалу – $10 \dots 0 \dots +10$ В або від 0 до 10 В, якщо цифрові, то код, що використовується в системі. Сигнал, що надходить від датчика Д, проходить шлях, що наведено на рис. 1.1. За лінією зв'язку ЛЗ₁ сигнал потрапляє до гальванічного роздільника ГР, де відбувається придушення синфазної перешкоди, далі ключ комутатора К (якщо є комутатор), підсилювач-перетворювач сигналу П, лінія зв'язку ЛЗ₂ та АЦП або аналоговий вирішальний блок (АВ), наприклад, регулятор. Можна вважати, що під час належної організації системи помилки під час передачі даних від АЦП до мікроконтролера відсутні. Також можливо застосування перешкодозахищених кодів, спеціальних методів вимірювального контролю і т.д.

Можливості кожного пристрою визначаються точністю та швидкістю, з якими надходить інформація щодо зміни параметрів об'єкту. Тут діє закон, який є подібний до другого початку термодинаміки в теплотехніці, – під час перетворення отриману інформацію можна тільки втрачати, і потрібно отримати дані зі заданою величиною відносною похибки:

$$\delta = \frac{\Delta x}{x} \cdot 100,$$

де δ – відносна похибка вимірювання, %; Δx – абсолютна похибка вимірювання; x – істинне значення вимірюваної величини.

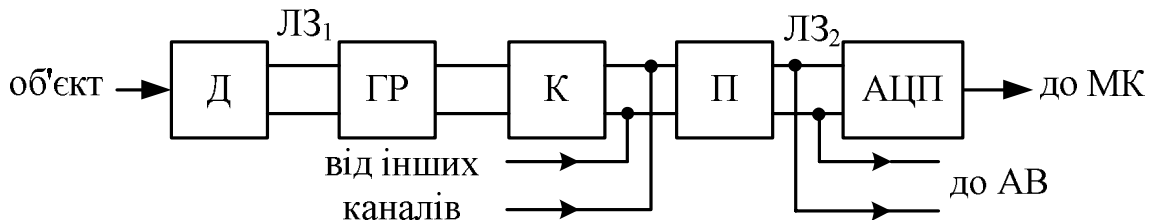


Рисунок 1.1 – Структура каналу інформаційно-вимірювального пристрою або системи

Якщо величина виявляється практично недосяжною, то визначається деяке компромісне значення. Припустимо, що інформація щодо зміни x пройшла N перетворень, поки не потрапила до МК або АВ, де виникають додаткові похибки (округлення та квантування – під час цифрової обробки, від дрейфу, шумів і т.п. – в аналогових приладах). Якщо ці похибки незалежні, то можна грубо вважати, що в середньому:

$$\delta_{\Sigma} \approx \sqrt{\sum_{i=1}^N \delta_i^2},$$

де δ_{Σ} – сумарна похибка на вході МК або АВ; δ_i – величина відносної похибки окремого блоку.

Компоненти та вузли вимірювального каналу системи (див. рис. 1.1) можуть бути відсутніми або деякі можуть стояти на інших місцях. У схемі, що наведено на рис. 1.1, всі п'ять вузлів створюють свою частку похибки, а обидві лінії зв'язку вносять свої частки шумів. Проблема полягає в отриманні похибки не більш заданої з мінімальними втратами. У складних випадках завдання може розв'язуватися під час моделювання варіантів системи але, зазвичай, практичні обмеження майже не залишають можливостей для вибору. Процедура визначення δ_i зі заданим значенням δ_{Σ} називають складанням балансу похибок. Зазвичай, вузьким місцем виявляється первинний перетворювач – датчик Д, і на нього припадає лівова частка загальної похибки.

Вартість датчиків і обладнання стрімко зростає під час підвищення точності, а їх надійність (середній час напрацювання на відмову) швидко зменшується. Ці тенденції особливо різко проявляються, якщо $\delta_i < 0,1\%$. Простий й розумний підхід полягає в тому, що загальна похибка тракту нормалізації приймається такою, величина якої дорівнює величині похибці датчика, а в АЦП дорівнює $0,5 \cdot \text{МЗР}$ (половина кроку квантування за рівнем) – дорівнює δ_Σ всьому обладнанню, що знаходиться до АЦП (включаючи датчик).

До завдання нормалізації сигналів крім їх детектування та підсилення може входити лінеаризація. Сигнали від таких датчиків, як термopapa, тензодатчики і т.д., можуть тільки в першому наближенні (якщо $\delta = (0,5 \div 5)\%$) вважатися такими, що лінійно залежать від зміни вимірюваної величини. У випадках, коли $\delta_\Sigma = (0,5 \div 1)\%$, лінеаризація може виконуватися за допомогою аналогових нелінійних перетворювачів, що включаються до блоку підсилення П (за умови однотипності датчиків). Зокрема, так доцільно виконувати лінеаризацію в системах з аналоговими регуляторами та вирішальними пристроями.

У схемі, яку наведено на рис. 1.1, сигнали з ЛЗ₁ спочатку подаються до ГР, а потім до комутатора. Таким чином, кожен датчик забезпечується індивідуальним ГР, схема якого вибирається залежно від типу сигналу, можливого рівня перешкод і необхідної точності. Спроби ставити комутатор до ГР і реалізовувати останній груповим вузлом майже завжди ведуть до невдачі через труднощі організації живлення та керування комутатора, який відірваний від землі системи. Комутатор ставиться або між індивідуальними ГР і підсилювачем-перетворювачем (з наявністю однотипних датчиків), або після нормалізації підсилювачів-перетворювачів, якщо багато типів датчиків.

Амплітуда вихідних сигналів датчиків змінного струму має досить велике значення, тому їх підсилення не викликає труднощів. Для випрямлення цих сигналів застосовуються схеми прецизійних детекторів на операційних підсилювачах з подальшим використанням активних фільтрів нижніх частот.

Складніше ситуація з сигналами постійного струму, що мають низький рівень. По-перше, необхідно застосовувати дуже високі значення коефіцієнту ослаблення синфазного сигналу ($K_{\text{осц}}$) від 80 до 200 дБ. По-друге, величини перешкод і зсувів у схемах мають однаковий порядок з цими сигналами за абсолютною величиною. По-третє, датчики постійного струму зазвичай мають нелінійну характеристики перетворення, а під час нормалізації цих сигналів

характеристику необхідно лінеаризувати. Перші дві обставини призводять до того, що кожному датчику обов'язково потрібен індивідуальний ГР і, можливо, підсилювач. Під час наявності локалізованої групи однотипних датчиків у межах 50 м і трансформаторних ГР, які мають дуже велике значення $K_{ОСС}$ підсилювач повинен бути груповим. Для передачі даних до АЦП мікроконтролера використовується сигнал постійного струму в діапазоні від 4 до 20 мА (підсилювач може мати вихід за струмом).

У системах з великою кількістю датчиків і підвищеною точністю ($\delta_{\Sigma} < 0,25\%$) доцільно застосовувати спеціалізований мікроконтролерний вузол для автопідстроювання. Це дозволяє замість великої кількості дорогих і прецизійних групових й одноканальних підсилювачів, а також складних прецизійних комутаторів застосувати операційні підсилювачі та прості інтегральні схеми комутаторів. У цій системі спеціалізований мікроконтролерний пристрій періодично підключає кожен з групових підсилювачів-перетворювачів через один з ключів до калібрувального сигналу (зазвичай до 0 В) і запам'ятовує значення. Під час опитування датчика значення цього сигналу віднімається від отриманого в програмній компонентів. Мікроконтролер також може фіксувати значення вихідного сигналу в одному з каналів, яке виходить за межі шкали, потім здійснюється задавання через цифро-аналоговий перетворювач (ЦАП) необхідних зсувів, що дозволяє змінювати чутливість підсилювачів-перетворювачів, а також виявляти несправні канали або генерувати відповідні аварійні сигнали. Лінеаризація даних може здійснюватися в мікроконтролері програмно під час зворотного функціонального перетворення. Схема АЦП спрощується, так як функції його цифрових вузлів бере на себе МК. Під час достатньої швидкодії МК може виконувати функції керування та корекції вимірювальних каналів, а також пристрою керування.

2. Порядок виконання роботи

2.1. Дослідження зміни метрологічних характеристик мультиметра під час вимірювання величини постійної напруги на різних діапазонах.

2.1.1. Встановити два різних значення вихідної напруги (E_1 та E_2) на лабораторному блоку живлення.

2.1.2. Виконати вимірювання значення вихідних напруг за допомогою мультиметру в режимі за постійною напругою на всіх діапазонах. Результати експериментальних досліджень занести до таблиці 1.1.

Таблиця 1.1 – Результати вимірювання значення постійної напруги на всіх діапазонах мультиметра

Лабораторний блок живлення	Діапазон вимірювання постійної напруги $U_{\max}$, В				
	0,2	2	20	200	1000
$E_1 =$ В					
$E_2 =$ В					

2.1.3. Розрахувати значення абсолютної та відносної похибок вимірювання постійної напруги, результати розрахунків занести до таблиці 1.2.

Таблиця 1.2 – Визначення величин абсолютної та відносної похибок вимірювання значення постійної напруги на всіх діапазонах мультиметра

Похибки вимірювання	Діапазон вимірювання постійної напруги $U_{\max}$, В				
	0,2	2	20	200	1000
ΔU , В					
δU , %					

2.1.4. За результатами розрахунків (див. табл. 1.2) необхідно побудувати графіки зміни абсолютної та відносної похибок результату вимірювання від діапазону мультиметра.

2.2. Дослідження зміни метрологічних характеристик мультиметра під час вимірювання величини змінної синусоїдальної напруги та різної частоти сигналу на всіх діапазонах мультиметра.

2.2.1. Встановити два різних амплітудних значення вихідної напруги (U_{1m} та U_{2m}) генератора сигналів. Встановити значення частот вихідного сигналу $f=100$ Гц, 1 кГц, 10 кГц.

2.2.2. Виконати вимірювання амплітудного значення вихідної напруги за допомогою осцилографа. Результати експериментальних досліджень занести до таблиці 1.3.

2.2.3. Виконати вимірювання діючого значення вихідної напруги за допомогою мультиметру в режимі за змінною напругою (діюче значення) на всіх діапазонах мультиметра. Результати експериментальних досліджень занести до таблиці 1.3.

Таблиця 1.3 – Результати вимірювання значення змінної напруги на всіх діапазонах мультиметра

Генератор, $U_m = V_{pp}/2$	Результат вимір. осци- логографом, U_m , В	Діюче значення вихідної змінної напруги за результатами вимірювання мультиметром, U_d , В				
Діапазон вимірювання, В		0,2	2	20	200	750
$f=100$ Гц						
$U_{1m}=$ В						
$U_{2m}=$ В						
$f=1$ кГц						
$U_{1m}=$ В						
$U_{2m}=$ В						
$f=10$ кГц						
$U_{1m}=$ В						
$U_{2m}=$ В						

2.2.4. Розрахувати значення абсолютної та відносної похибок вимірювання змінної напруги, результати розрахунків занести до таблиці 1.4.

Таблиця 1.4 – Визначення величин абсолютної та відносної похибок вимірювання значення змінної напруги

Тип похибки	Значення похибки вимірювання					
	осцилографом	мультиметром				
Діапазон вимірювання, В	0,2	2	20	200	750	
$f=100$ Гц						
Δ_U , В						
δ_U , %						
$f=1$ кГц						
Δ_U , В						
δ_U , %						
$f=10$ кГц						
Δ_U , В						
δ_U , %						

2.2.5. За результатами розрахунків (див. табл. 1.4) необхідно побудувати графіки зміни абсолютної та відносної похибок результату вимірювання від діапазону значення змінної напруги мультиметром та від зміни частоти сигналу.

2.2.6. Виконати теоретичних розрахунок для визначення середнього та діючого значення синусоїдального сигналу:

$$U_{cp} = \frac{1}{T} \int_0^T u(t) dt = \frac{1}{T} \int_0^T U_m \sin \omega t dt = \frac{U_m}{T \cdot \omega} \int_0^T \sin \omega t d\omega t = \frac{U_m}{T \cdot \frac{2\pi}{T}} \cdot (-\cos \omega t) \Big|_0^T =$$

$$= \frac{U_m}{2\pi} \cdot \left(-\cos \frac{2\pi}{T} \cdot T + \cos \frac{2\pi}{T} \cdot 0 \right) = \frac{U_m}{2\pi} \cdot (-\cos 2\pi + \cos 0) = \frac{U_m}{2\pi} \cdot (-1 + 1) = 0 \text{ В};$$

$$U_d = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T u^2(t) dt} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T (U_m \sin \omega t)^2 dt} = \sqrt{\frac{U_m^2}{T} \int_0^T \sin^2 \omega t dt} =$$

$$= U_m \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T \left(\frac{1 - \cos 2\omega t}{2} \right) dt} = U_m \sqrt{\frac{1}{2T} \int_0^T dt - \frac{1}{2T} \int_0^T \cos 2\omega t dt} =$$

$$= U_m \sqrt{\frac{1}{2T} \cdot t \Big|_0^T - \frac{1}{2T \cdot 2\omega} \int_0^T \cos 2\omega t d(2\omega t)} = U_m \sqrt{\frac{1}{2T} \cdot (T - 0) - \frac{1}{4 \cdot T \cdot \frac{2\pi}{T}} \sin 2\omega t \Big|_0^T} =$$

$$= U_m \sqrt{\frac{1}{2} - \frac{1}{8\pi} \left(\sin 2 \cdot \frac{2\pi}{T} \cdot T - \sin 2\omega \cdot 0 \right)} = U_m \sqrt{\frac{1}{2} - \frac{1}{8\pi} (\sin 4\pi - \sin 0)} =$$

$$= U_m \sqrt{\frac{1}{2} - \frac{1}{8\pi} (0 - 0)} = \frac{U_m}{\sqrt{2}}.$$

2.3. Дослідження зміни метрологічних характеристик мультиметра під час вимірювання величини змінної прямокутної напруги для різної частоти сигналу на різних діапазонах мультиметра виконати аналогічно п.п. 2.2.

2.4. Дослідження зміни метрологічних характеристик мультиметра під час вимірювання величини змінної трикутної напруги для різної частоти сигналу на різних діапазонах мультиметра виконати аналогічно п.п. 2.2.

3. Зміст звіту

3.1. Мета роботи.

3.2. Результати експериментальних досліджень метрологічних характеристик вимірювального пристрою для постійної та змінної (синусоїдальної, прямокутної та трикутної) напруг.

3.3. Графіки зміни абсолютної та відносної похибок результату вимірювання від діапазону значення постійної та змінних напруг мультиметром.

3.4. Виконати порівняльний аналіз теоретичного розрахунку середнього та діючого значення синусоїдального, прямокутного та трикутного сигналів з експериментальними даними.

3.5. Порівняльний аналіз експериментально визначених значень метрологічних характеристик мультиметра з його паспортними даними.

3.6. Висновки за результатами виконаної роботи.

4. Контрольні запитання

1. Які проблеми виникають перед розробниками інформаційно-вимірювальних пристроїв або систем?

2. Зміна яких факторів впливає на умови експлуатації інформаційно-вимірювальних систем?

3. Наведіть структуру каналу інформаційно-вимірювальної системи та поясніть призначення кожного з блоків?

4. Яким чином складається баланс похибок у вимірювальній системі?

5. Навіщо в інформаційно-вимірювальній системі застосовується спеціалізований мікроконтролерний вузол?

6. Яким чином здійснюється автопідстроювання параметрів у інформаційно-вимірювальному пристрої?

7. Як змінюється похибка вимірювання залежно від діапазону значень?

8. Яким чином впливає зміна частоти на показники точності вимірювання змінної напруги?

9. Що таке середнє та діюче значення сигналу?

10. Яким чином розраховується середнє та діюче значення синусоїдального, прямокутного та трикутного сигналів?

Література: [1 – 4].

ЛАБОРАТОРНА РОБОТА № 2

РОЗРОБКА ТА ДОСЛІДЖЕННЯ МАТЕМАТИЧНОЇ МОДЕЛІ ФУНКЦІОНУВАННЯ ДЕТЕКТОРА ГОРЮЧИХ ГАЗІВ

Мета роботи – виконати розробку та дослідження математичної моделі функціонування апаратної частини детектора горючих газів, який заснований на термокаталітичному методі вимірювального контролю, визначити основні характеристики та параметри детектора.

1. Підготовка до роботи

Термокаталітичні датчики метану та побудовані на їх основі газоаналізатори, сигналізатори та інші прилади призначені для вимірювального контролю вибухонебезпечної концентрації метану в діапазоні від 0 до 5% та менше. Принцип дії цих датчиків заснований на безполуменовому спалюванні (окисленні) метану на поверхні каталітично активного елементу та вимірюванні кількості тепла, що виділяється на ньому. Якщо підтримується постійність умов тепломасообміну, то концентрації метану в аналізованому об'ємі пропорційна цій кількості тепла.

Як каталітично активний елемент свого часу широке застосовувалася спіраль з платиного дроту, яка підігравалась електричним струмом до температури (700 – 800)°C. Ця спіраль у термокаталітичних газоаналізаторах використовується до теперішнього часу, проте в останні роки її витіснили низькотемпературні каталітичні активні елементи. Принцип дії цих елементів засновано на використанні каталітичних покриттів, що наносяться на термостійкі носії з широко розгалуженою поверхнею.

Сигнал, величини якого пропорційна концентрації метану, формується на каталітичному активному елементі завдяки підвищенню температури на поверхні елемента внаслідок окислення метану та зміні опору спіралі з платиного дроту. Цей дріт має високе значення температурного коефіцієнта опору (ТКО). Таким чином, приріст опору платиного дроту ΔR є мірою концентрації метану. Вимірювання величини ΔR здійснюється під час підключення платинової спіралі до одного з плечей мостової вимірювальної схеми. Для компенсації коливань навколишньої температури, тиску та інших

параметрів атмосфери до суміжного плеча мостової вимірювальної схеми підключається компенсаційний елемент. Цей елемент за своїми характеристиками та конструктивним виконанням аналогічний каталітичному активному елементу. Компенсаційний елемент відрізняється тільки відсутністю активного покриття та метан на ньому не окислюється. Каталітично активний та компенсаційний елементи, які відповідно далі будуть називатися робочим і компенсаційним елементами, встановлюють до реакційної камери, що утворює датчик метану.

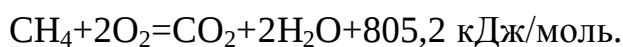
Реакційна камера є порожнина, як стінки якої застосовується газообмінний фільтр. Фільтр виконано з пористої металокераміки або звичайної кераміки (в більш ранніх конструкціях як газообмінний фільтр використовувалася подвійна металева сітка) та пластмасових колодок. Колодки є дном реакційної камери з прохідною втулкою для держаків, на яких кріпляться провідники, що проводять електричний струм. До держаків кріпляться робочий та компенсаційний елементи за допомогою кінців, що проводять електричний струм. Для виключення взаємного впливу робочого та компенсаційного елементів їх розносять на достатню відстань один від іншого або встановлюють між ними екран.

У реальних конструкціях датчиків форма газообмінного фільтра буває у вигляді усіченого конуса, циліндра, півсфери або плоскої стінки. З'єднання газообмінного фільтра з іншими елементами конструкції камери здійснюється з дотриманням вимог правил виготовлення вибухозахищеного електрообладнання. Газообмінний фільтр не тільки взаємодіє з аналізованим середовищем, а й виконує функцію вибухозахисту. Товщина стінок газообмінного фільтра, кількість і розмір пір вибираються з умови забезпечення необхідної проникності, досить високого гідравлічного опору та задовільною міцності фільтра.

Надходження аналізованої газової суміші до реакційної камери та видалення продуктів реакції окислення здійснюється завдяки дифузії через пори (отвори) в газообмінному фільтрі. У ранніх конструкціях реакційних камер, коли як газообмінний фільтр застосовувалися металеві сітки з порівняно малим гідродинамічним опором, газообмін здійснювався завдяки молекулярній та турбулентній дифузії. Для зменшення величини турбулентної складової в різних конструктивних рішеннях застосовуються лабіринти на шляху до фільтру, встановлення додаткових фільтрів з сіткою, яка має менші комірки та ін. З переходом до керамічних і металокерамічних фільтрів з'явилася можливість під

час виготовлення фільтрів формувати величину гідродинамічного опору та вибирати її значення. Під час цього газообмін через фільтр практично здійснюється завдяки молекулярній дифузії. Це практично повністю виключає вплив на роботу датчика змін швидкості повітряних потоків в атмосфері (залежно від місця встановлення датчика величина цієї швидкості змінюється від 0 до 10 м/с).

Після дифузії через пори газообмінного фільтра метан надходить до робочого елементу та окислюється на ньому. Каталітично активні елементи є каталізаторами глибокого окислення, тому реакція йде так само, як і під час звичайного горіння:



Продукти реакції (CO_2 та H_2O) під впливом градієнта концентрації дифундують через пори газообмінного фільтра назовні. Усередині камери внаслідок тепломасообміну спостерігається підвищення температури, величина якої залежить від розмірів і конструкції реакційної камери, та змінюється в діапазоні від декількох градусів до 40°C .

Величина сигналу та швидкодія датчика залежать від параметрів активного елементу, реакційної камери, вимірювальної схеми, режиму роботи та умов тепломасообміну. Під час конструювання датчиків залежно від функціонального призначення приладів кожен раз доводиться вибирати найбільш оптимальні параметри і режими роботи. Раніше це здійснювалося емпірично, а в теперішній час накопичений досвід теоретичних і експериментальних досліджень дозволяє здійснювати інженерний розрахунок датчиків.

Структурну схему термокatalітичного детектора горючих газів наведено на рис. 2.1, де позначено: TR – терморезистор; ВМ – вимірювальний міст; ДП – диференціальний підсилювач; НП – нормуючий підсилювач; КГ₁ – керований генератор, частота вихідного сигналу якого змінюється від 1 до 2 Гц залежно від амплітуди вхідної напруги, КГ₂ – керований генератор, частота вихідного сигналу якого змінюється від 100 до 200 Гц залежно від амплітуди вхідної напруги.

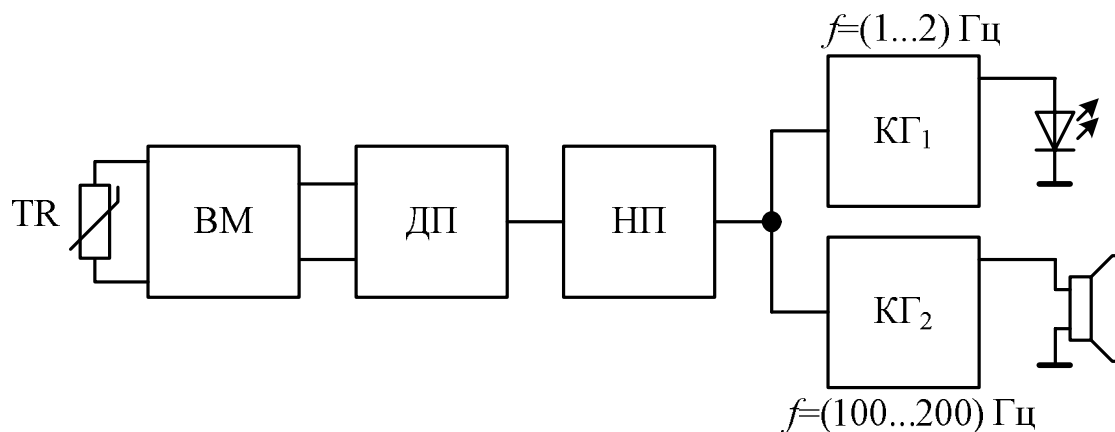


Рисунок 2.1 – Структурна схема детектора горючих газів

2. Порядок виконання роботи

2.1. Розробити математичну модель функціонування детектора горючих газів у пакеті прикладних програм MathCAD.

2.1.1. Визначити зміну опору платиного дроту ΔR як функцію від концентрації метану:

$$R(T = 0^\circ\text{C}) = 100 \text{ Ом}; \quad R(T = 100^\circ\text{C}) = 139,113 \text{ Ом};$$

$$R(T) = R_0 \cdot (1 + \alpha \cdot T) \text{ для } T \text{ від } -260 \text{ до } +1100^\circ\text{C};$$

$$R(T = 100^\circ\text{C}) = R_0 \cdot (1 + \alpha \cdot 100^\circ\text{C});$$

$$\alpha = \frac{\frac{R(T = 100^\circ\text{C})}{R_0} - 1}{100} = \frac{\frac{139,113}{100} - 1}{100} = 3,911 \cdot 10^{-3} \frac{\text{Ом}}{^\circ\text{C}};$$

$$T = (700..800)^\circ\text{C} = C_{CH_4} (0..5)^{об. \%};$$

$$R(C_{CH_4}) = R_0 \cdot (1 + \alpha \cdot C_{CH_4}) \text{ для } T \text{ від } +700 \text{ до } +800^\circ\text{C}.$$

Для перетворення зміни опору терморезистора, як функція температури, до напруги використовується вимірювальний міст.

Величина напруги живлення моста приймається $E_{GM} = 10$ В. Під час побудови моделі детектора горючих газів рекомендується виконувати балансування вимірювального моста:

$$T = 700^{\circ}\text{C} \text{ відповідає } C_{CH_4} = 0^{0\%};$$

$$T = 800^{\circ}\text{C} \text{ відповідає } C_{CH_4} = 5^{0\%};$$

$$R_{1TR}(T = 800^{\circ}\text{C}) = R_2 = R_3 = R_4.$$

Залежність зміни вихідної напруги вимірювального моста від температури (див. рис. 2.2) розраховується за формулою:

$$U_{Mout}(T) = E_G \cdot \frac{R(T) \cdot R_3 - R_2 \cdot R_4}{(R(T) + R_2) \cdot (R_3 + R_4)}.$$

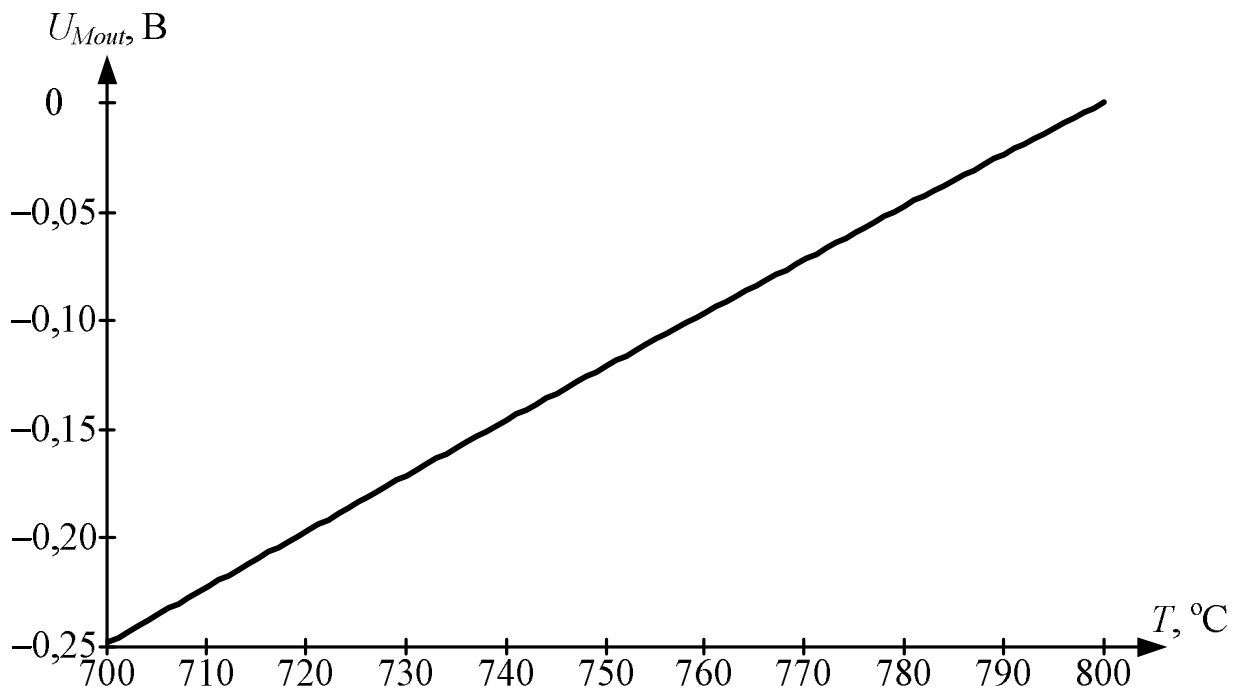


Рисунок 2.2 – Зміна вихідної напруги вимірювального моста від температури

На основі принципу роботи термокаталітичного методу вимірювального контролю концентрації горючих газів встановлено залежність зміни температури платиного дроту від концентрації метану (див. рис. 2.3):

$$UM = \begin{pmatrix} U_{Mout}(T = 700^{\circ}\text{C}) \\ U_{Mout}(T = 710^{\circ}\text{C}) \\ U_{Mout}(T = 720^{\circ}\text{C}) \\ U_{Mout}(T = 730^{\circ}\text{C}) \\ U_{Mout}(T = 740^{\circ}\text{C}) \\ U_{Mout}(T = 750^{\circ}\text{C}) \\ U_{Mout}(T = 760^{\circ}\text{C}) \\ U_{Mout}(T = 770^{\circ}\text{C}) \\ U_{Mout}(T = 780^{\circ}\text{C}) \\ U_{Mout}(T = 790^{\circ}\text{C}) \\ U_{Mout}(T = 800^{\circ}\text{C}) \end{pmatrix} \text{ В;}$$

$$CH4 = \begin{pmatrix} 0,0 \\ 0,5 \\ 1,0 \\ 1,5 \\ 2,0 \\ 2,5 \\ 3,0 \\ 3,5 \\ 4,0 \\ 4,5 \\ 5,0 \end{pmatrix} \text{ об.\%}.$$

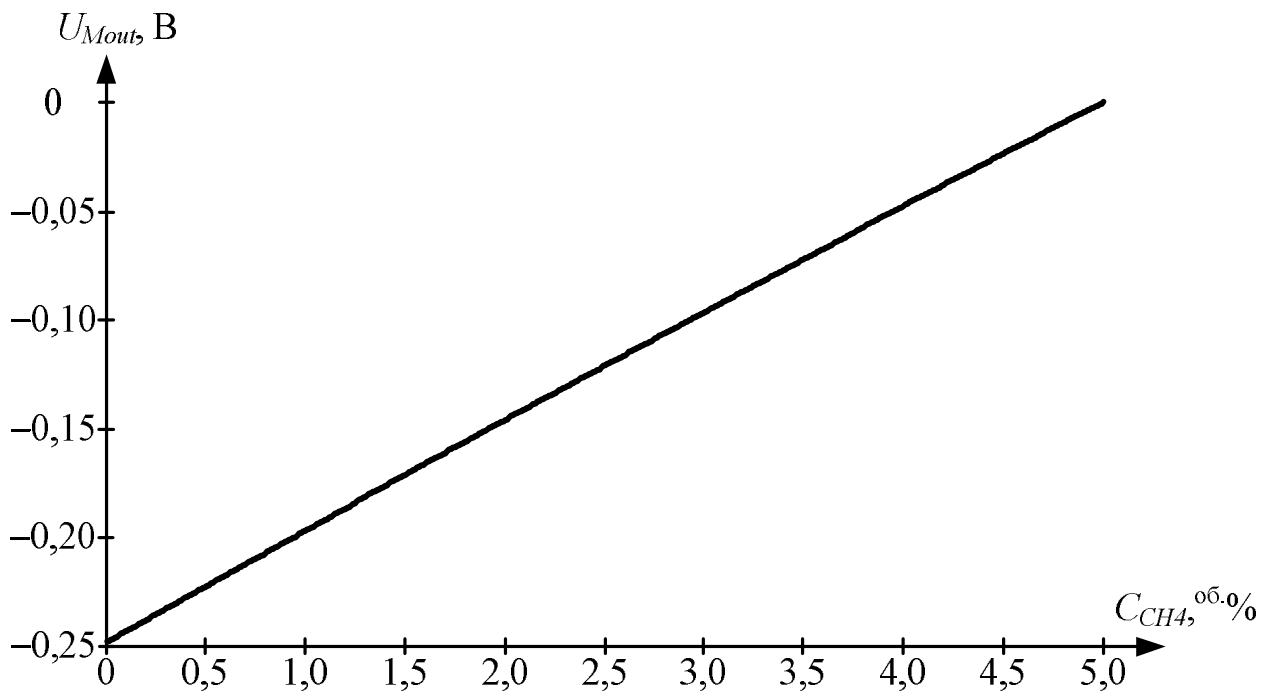


Рисунок 2.3 – Зміна вихідної напруги вимірювального моста від концентрації метану

2.1.2. За допомогою пакета прикладних програм MathCAD виконується апроксимація ступеневим поліномом 3-го ступеня залежності зміни вихідної напруги вимірювального моста від концентрації метану:

$m = 3$ – ступінь полінома; $n = 11$ – кількість; $i = 0..m$ та $j = 0..m$ – цикли рядків та стовпців.

$$CC_{i,j} = \sum_{k=0}^{n-1} (CH4_k)^{i+j};$$

$$UMC_i = \sum_{k=0}^{n-1} UM_k \cdot (CH4_k)^i;$$

$$B = CC^{-1} \cdot UMC;$$

$$B = \begin{pmatrix} -0.2485904 \\ 0.0521886 \\ -5.1749463 \cdot 10^{-4} \\ 4.6810584 \cdot 10^{-6} \end{pmatrix};$$

$$\frac{B}{2} = \begin{pmatrix} -0.1242952 \\ 0.0260943 \\ -2.5874732 \cdot 10^{-4} \\ 2.3405292 \cdot 10^{-6} \end{pmatrix};$$

$$U_{Mout}(C) = \sum_{q=0}^m (B)_q \cdot C^q;$$

$$C_{CH4} = 0,001..5.$$

Зміни вихідних напруг вимірювального моста від концентрації метану (див. рис. 2.4) розраховуються за формулами:

$$U_{Mout1}(C_{CH4}) = \frac{U_{Mout}(C_{CH4})}{2};$$

$$U_{Mout2}(C_{CH4}) = -\frac{U_{Mout}(C_{CH4})}{2}.$$

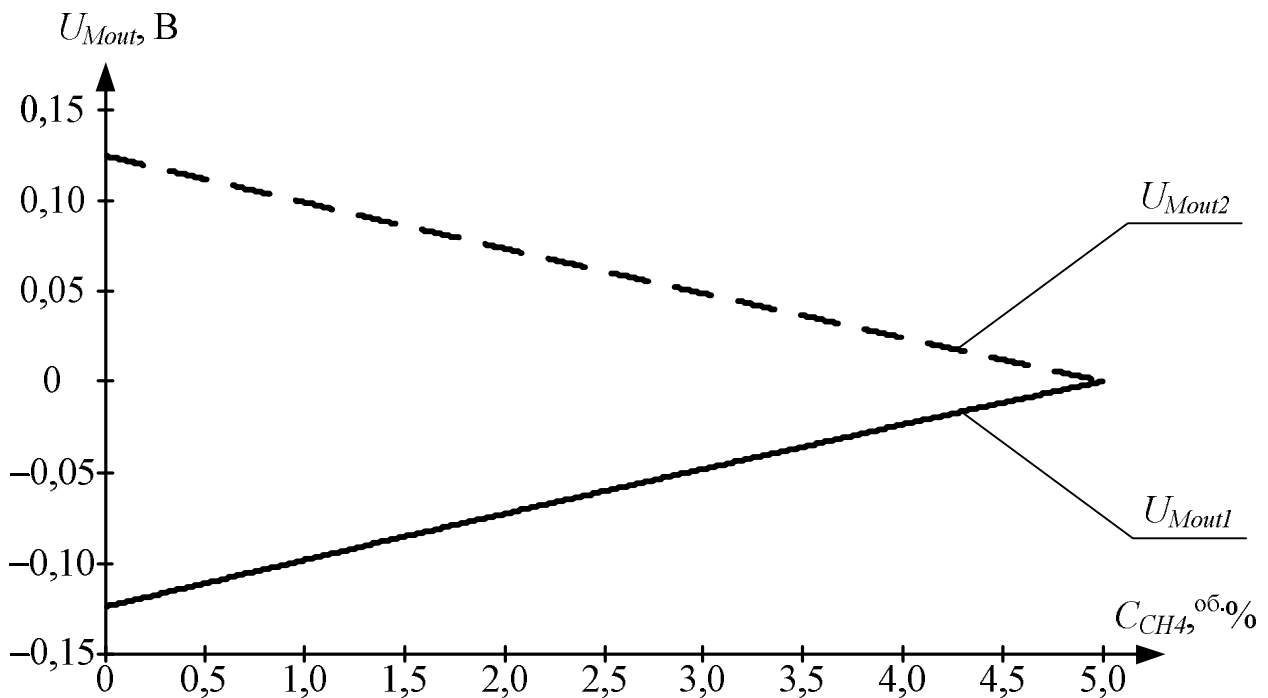


Рисунок 2.4 – Зміна вихідних напруг вимірювального моста від концентрації метану

2.1.3. Розробити математичну модель функціонування диференціального підсилювача на базі операційного підсилювача, принципову схему якого наведено на рис. 2.11. Передавальну функцію диференціального підсилювача можна описати залежністю:

$$U_{DAout}(C_{CH4}) = \frac{R_8}{R_6 + R_8} \cdot \left(1 + \frac{R_7}{R_5}\right) \cdot U_{DAin2}(C_{CH4}) - \frac{R_7}{R_5} \cdot U_{DAin1}(C_{CH4}).$$

Якщо виконується умова $R_5 \cdot R_8 = R_6 \cdot R_7$, то отримуємо:

$$U_{DAout}(C_{CH4}) = \frac{R_7}{R_5} \cdot (U_{DAin2}(C_{CH4}) - U_{DAin1}(C_{CH4})).$$

Номінали опорів резисторів, що використовуються в схемі диференціального підсилювача (див. рис. 2.11): $R_5 = R_6 = 10 \text{ кОм}$; $R_7 = R_8 = 100 \text{ кОм}$. Графік зміни вихідної напруги диференціального підсилювача від вимірювальної концентрації метану наведено на рис. 2.5.

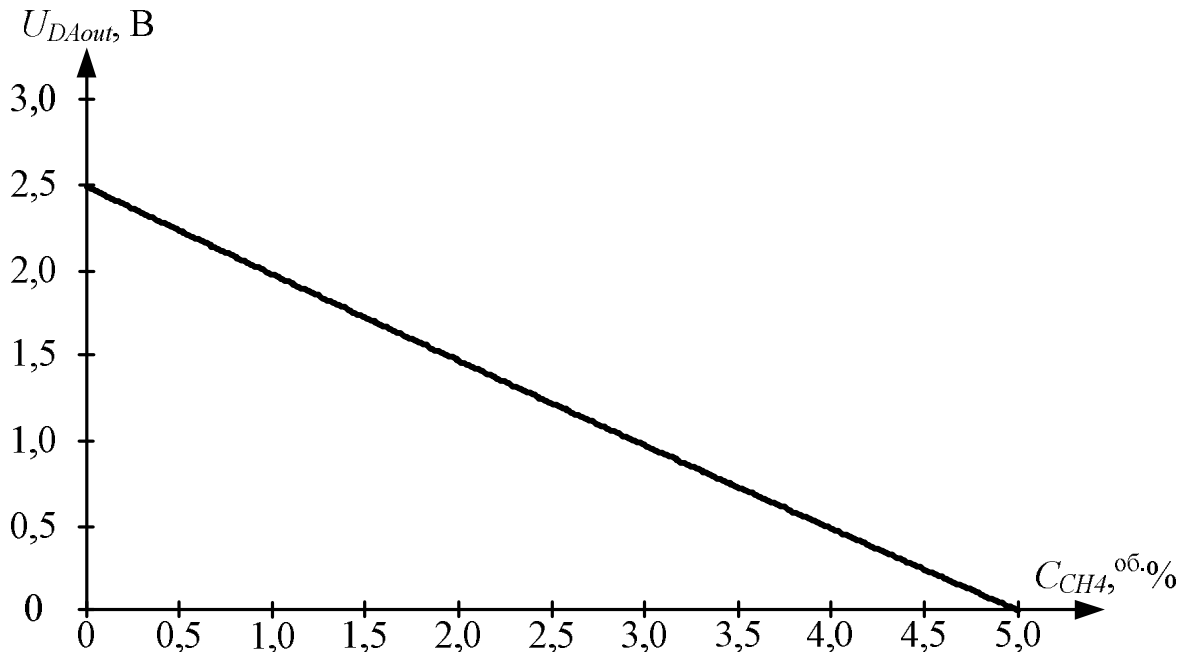


Рисунок 2.5 – Зміна вихідної напруги диференціального підсилювача від вимірювальної концентрації метану

2.1.4. Розробити математичну модель функціонування нормуючого підсилювача на базі операційного підсилювача, принципову схему якого наведено на рис. 2.13. Передавальну функцію нормуючого підсилювача можна описати залежністю:

$$U_{NAout}(C_{CH4}) = -\frac{R_{11} + R_{12}}{R_9} \cdot U_{NAin}(C_{CH4}).$$

Номінали опорів резисторів, що використовуються в схемі нормуючого підсилювача (див. рис. 2.13): $R_9 = R_{10} = 10 \text{ кОм}$; $R_{11} = 75 \text{ кОм}$; $R_{12} = 10 \text{ кОм}$ – потенціометр. Графік зміни вихідної напруги нормуючого підсилювача від вимірювальної концентрації метану наведено на рис. 2.6.

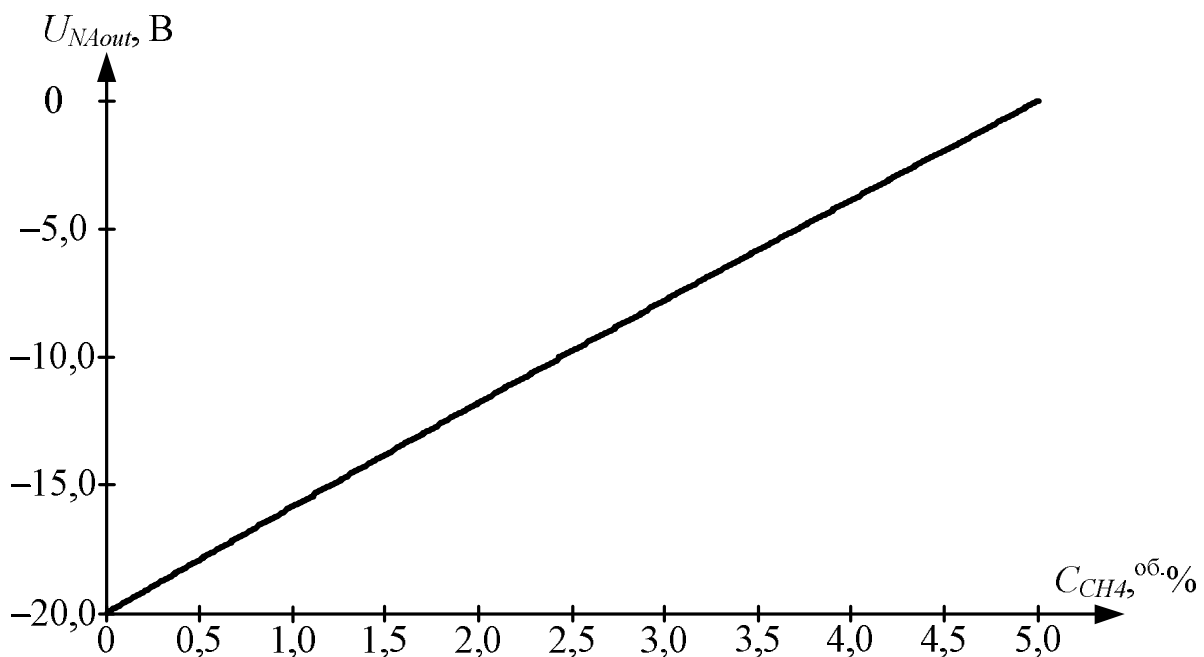


Рисунок 2.6 – Зміна вихідної напруги нормуючого підсилювача від вимірювальної концентрації метану

2.1.5. Розробити математичну модель функціонування керованого генератора, частота вихідного сигналу якого змінюється залежно від амплітуди вхідної напруги, принципову схему якого наведено на рис. 2.15. У схемі під час дії негативного вхідного імпульсу транзисторний Q_1 відкритий, величина напруги на неінвертуючому вході операційного підсилювача буде дорівнювати:

$$U_{R14}(C_{CH4}) = \frac{U_{KGin}(C_{CH4}) \cdot R_{14}}{R_{Q1} + R_{14}},$$

де $R_{Q1} = 145 \text{ Ом}$ – опір відкритого транзисторного ключа Q_1 ; $R_{10} = 10 \text{ кОм}$.

Якщо $U_{R14} < U_{KGout}^+$, то під час $U_{C1} < U_{R14}$, де U_{C1} – напруга на конденсаторі C_1 , на виході генератора виникає напруга насичення U_{KGout}^+ та ключ Q_1 закривається. Надалі конденсатор C_1 буде заряджатися, та під час $U_{C1} \approx 0$ на виході схеми знову виникає напруга U_{KGout}^- , тобто процес повторюється.

Тривалість імпульсу (t_I) та паузи (t_{II}), які складають період, для схеми керованого генератора:

$$t_I = \tau \cdot \ln \left(1 + \left| \frac{U_{KGout}^+}{U_{KGout}^-} \right| \right) = 1 \cdot \ln \left(1 + \left| \frac{20}{-20} \right| \right) = 0,693 \text{ с};$$

$$t_{II}(C_{CH4}) = \tau \cdot \ln \left(\frac{U_{KGout}^-}{U_{KGout}^- - U_{R14}(C_{CH4})} \right) = \tau \cdot \ln \left(\frac{U_{KGout}^-}{U_{KGout}^- - \frac{U_{KGin}(C_{CH4}) \cdot R_{14}}{R_{Q1} + R_{14}}} \right);$$

де $\tau = R_{13} \cdot C_1 = 10 \cdot 10^3 \cdot 100 \cdot 10^{-6} = 1 \text{ с}$; $U_{KGout}^+ = +20 \text{ В}$; $U_{KGout}^- = -20 \text{ В}$.

Номінали опорів резисторів, що використовуються в схемі керованого генератора (див. рис. 2.15): $R_{13} = R_{14} = R_{15} = 10 \text{ кОм}$; $C_1 = 100 \text{ мкФ}$; Q_1 типу 2N5116. Графік зміни тривалості паузи вихідної напруги керованого генератора від вимірювальної концентрації метану наведено на рис. 2.7.

2.1.6. Виконати дослідження розробленої моделі детектора горючих газів у MathCAD. Визначити величину чутливості на виході нормуючого підсилювача, а також зміну величини чутливості від вимірювального діапазону концентрацій метану на виході керованого генератора.

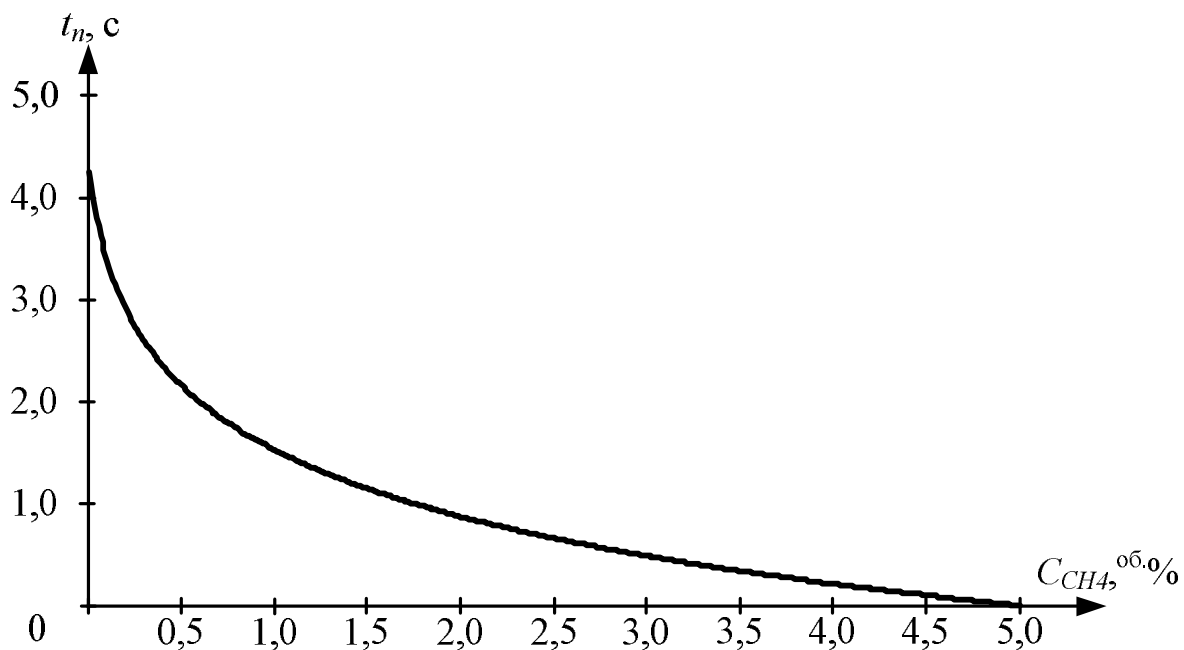


Рисунок 2.7 – Зміна тривалості паузи вихідної напруги керованого генератора від вимірювальної концентрації метану

2.2. Розробити математичну модель функціонування детектора горючих газів у пакеті прикладних програм Multisim.

2.2.1. Розробити модель функціонування вимірювального моста в Multisim. Для моделювання функціонування вимірювального моста використовується два елементи Polynomial_Voltage, що знаходяться в Sources/Control_Function_Blocks. Модель вимірювального моста в Multisim на базі елементів Polynomial_Voltage наведено на рис. 2.8.

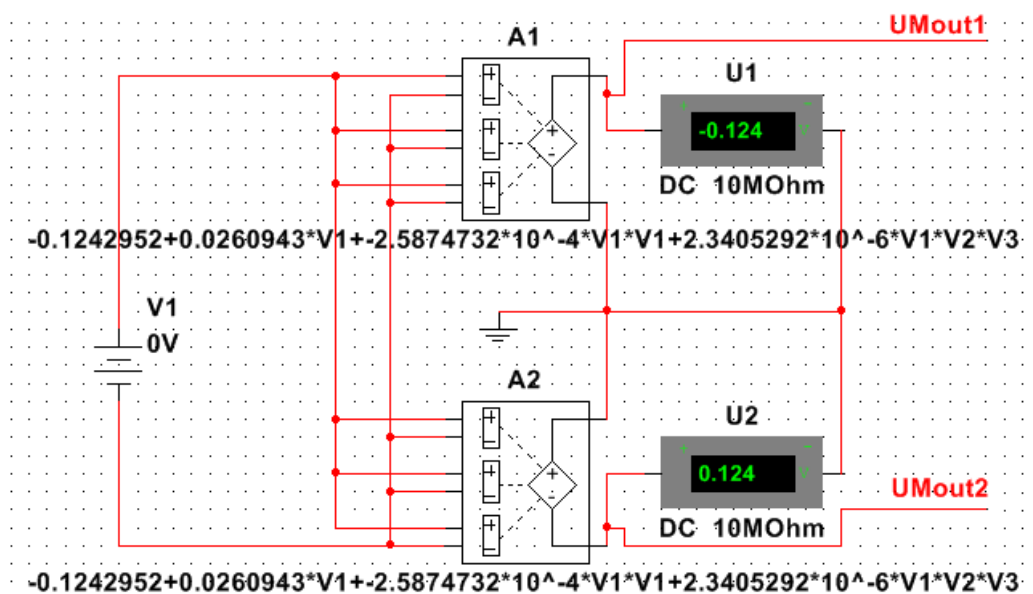


Рисунок 2.8 – Модель вимірювального моста в Multisim

Значення коефіцієнтів $B/2$ ступеневого полінома, які отримано в п.п. 2.1.2, перенести до елементу Polynomial_Voltage, як показано на рис. 2.9. Під час дослідження розробленої схеми в Multisim необхідно побудувати графіки зміни вихідних напруг вимірювального моста від концентрації метану (див. рис. 2.10).

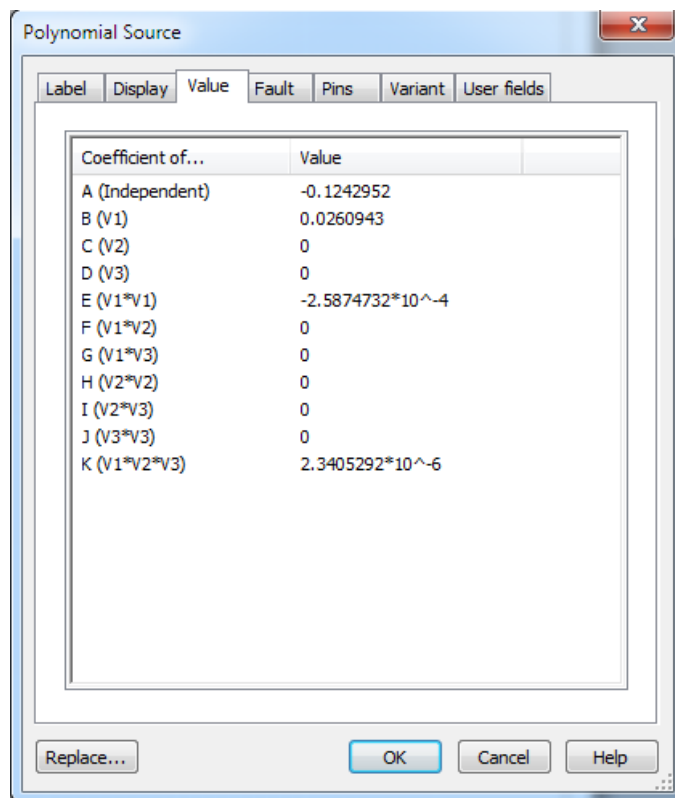


Рисунок 2.9 – Параметри елемента Polynomial Source

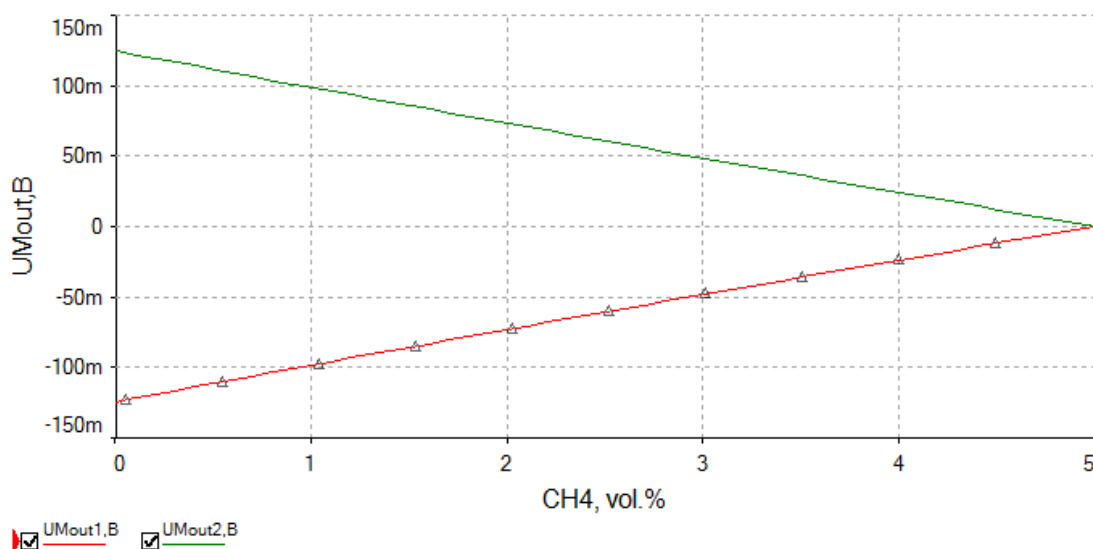


Рисунок 2.10 – Зміна вихідних напруг вимірювального моста від концентрації метану в Multisim

2.2.2. Розробити модель диференціального підсилювача в Multisim. Принципову схему диференціального підсилювача для моделювання в Multisim наведено на рис. 2.11.

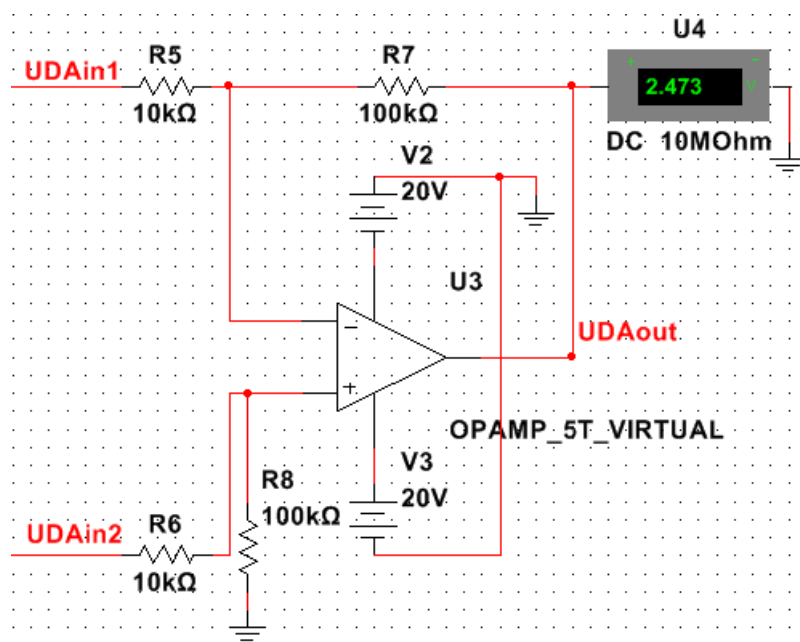


Рисунок 2.11 – Принципова схема диференціального підсилювача в Multisim

Під час дослідження схеми диференціального підсилювача в Multisim необхідно побудувати графік зміни вихідної напруги від концентрації метану (див. рис. 2.12).

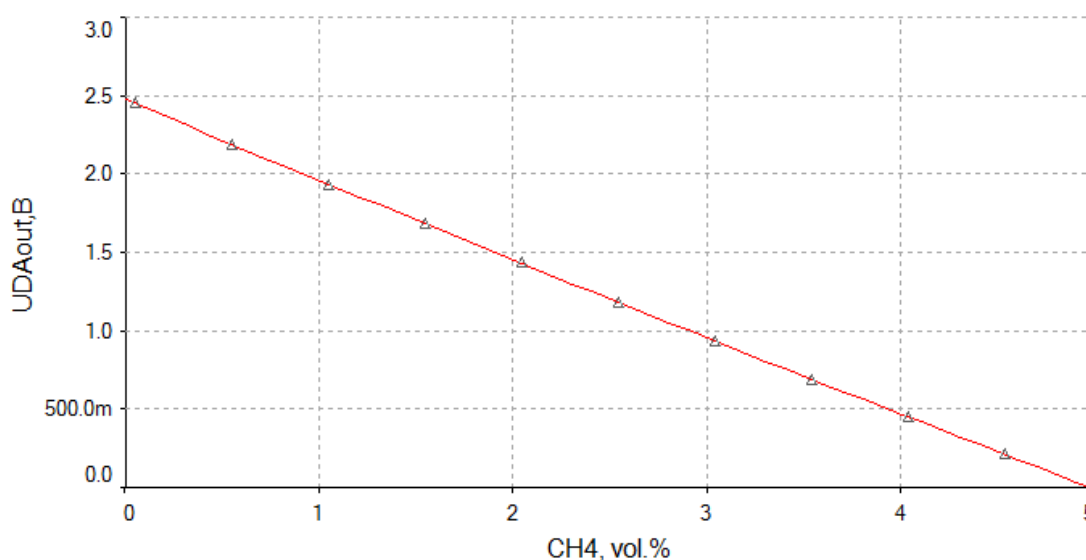


Рисунок 2.12 – Зміна вихідної напруги диференціального підсилювача від концентрації метану в Multisim

2.2.3. Розробити модель нормуючого підсилювача в Multisim. Принципову схему нормуючого підсилювача для моделювання в Multisim наведено на рис. 2.13.

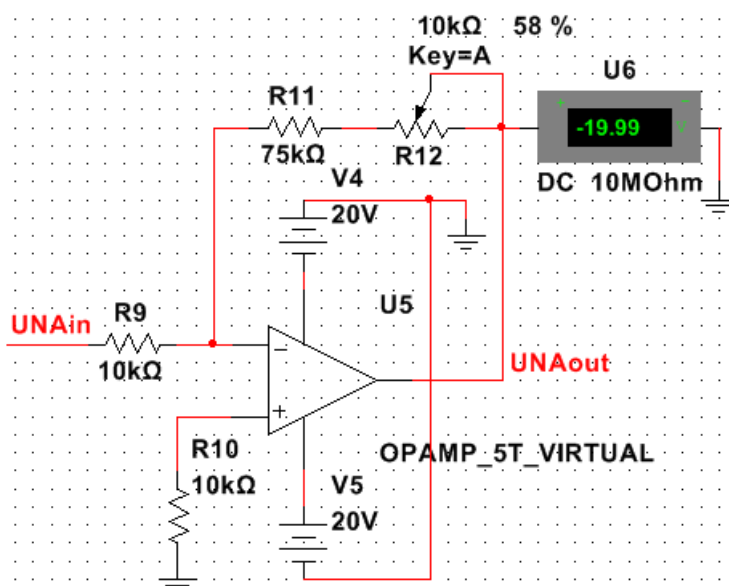


Рисунок 2.13 – Принципова схема нормуючого підсилювача в Multisim

Під час дослідження схеми нормуючого підсилювача в Multisim необхідно побудувати графік зміни вихідної напруги від концентрації метану (див. рис. 2.14).

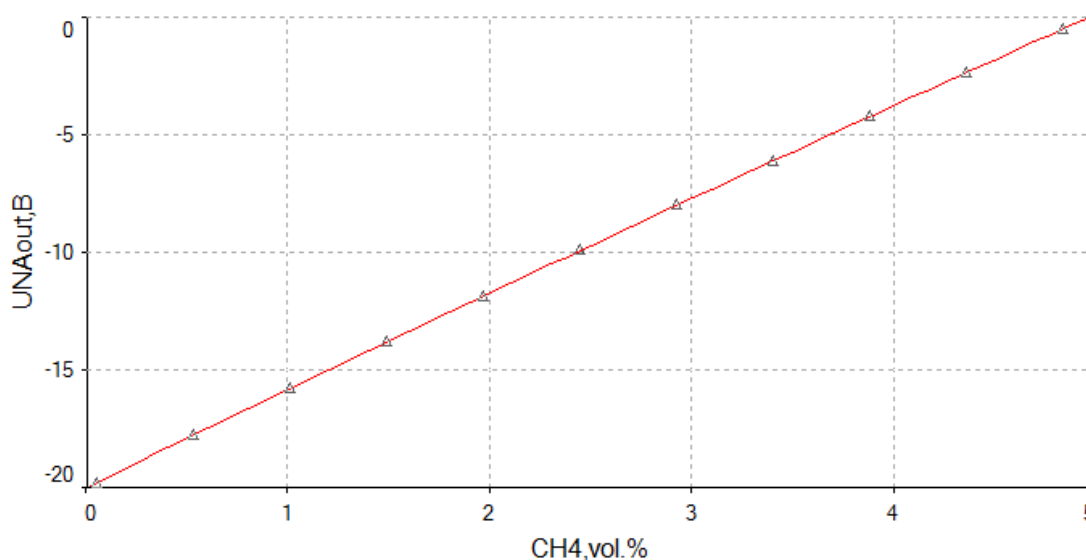


Рисунок 2.14 – Зміна вихідної напруги нормуючого підсилювача від концентрації метану в Multisim

2.2.4. Розробити модель керованого генератора, частота вихідного сигналу якого змінюється залежно від амплітуди вхідної напруги, в Multisim. Принципову схему керованого генератора для моделювання в Multisim наведено на рис. 2.15.

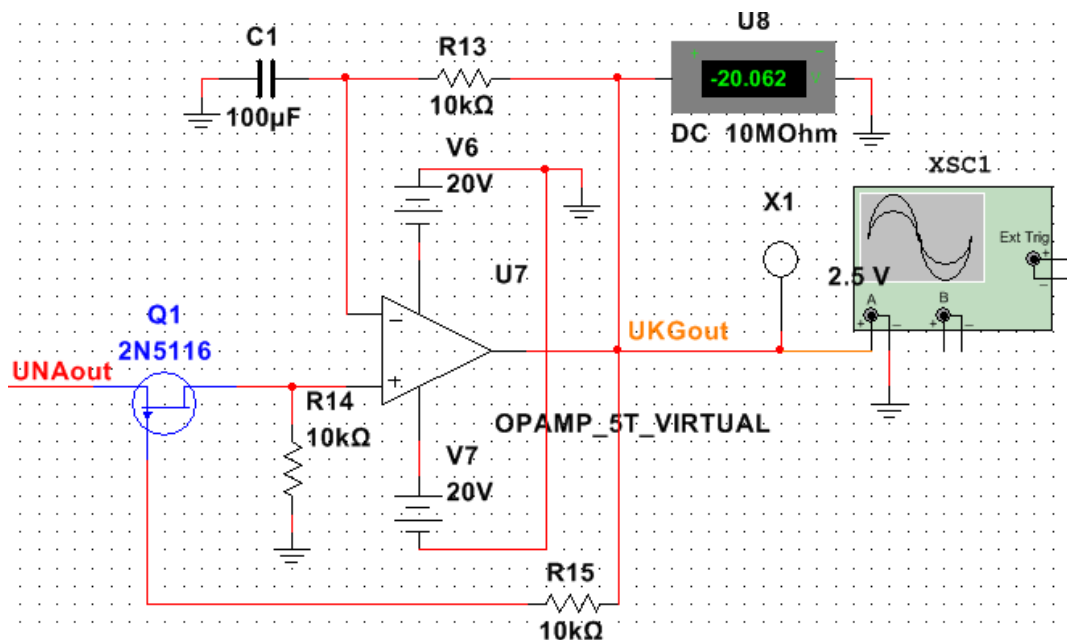


Рисунок 2.15 – Принципова схема керованого генератора, частота вихідного сигналу якого змінюється залежно від амплітуди вхідної напруги, в Multisim

Під час дослідження схеми керованого генератора в Multisim необхідно виконати вимірювання значення тривалості паузи вихідної напруги від зміни концентрації метану, отримані данні занести до таблиці 2.1.

Таблиця 2.1 – Результати визначення тривалості паузи на виході керованого генератора від вимірювальної концентрації метану

C_{CH_4} , об. %	0	0,5	1,0	1,5	2,0	2,5	3,0	3,5	4,0	4,5	5,0
$t_{\text{п}}$, с											

На базі виконаних досліджень (див. табл. 2.1) необхідно побудувати графік залежності тривалості паузи на виході керованого генератора від значень вимірювальної концентрації метану. Визначити зміну величини чутливості від вимірювального діапазону концентрацій метану на виході керованого генератора.

2.2.5. Розробити модель детектора горючих газів у Multisim. Принципову схему детектора горючих газів для моделювання в Multisim наведено на рис. 2.16.

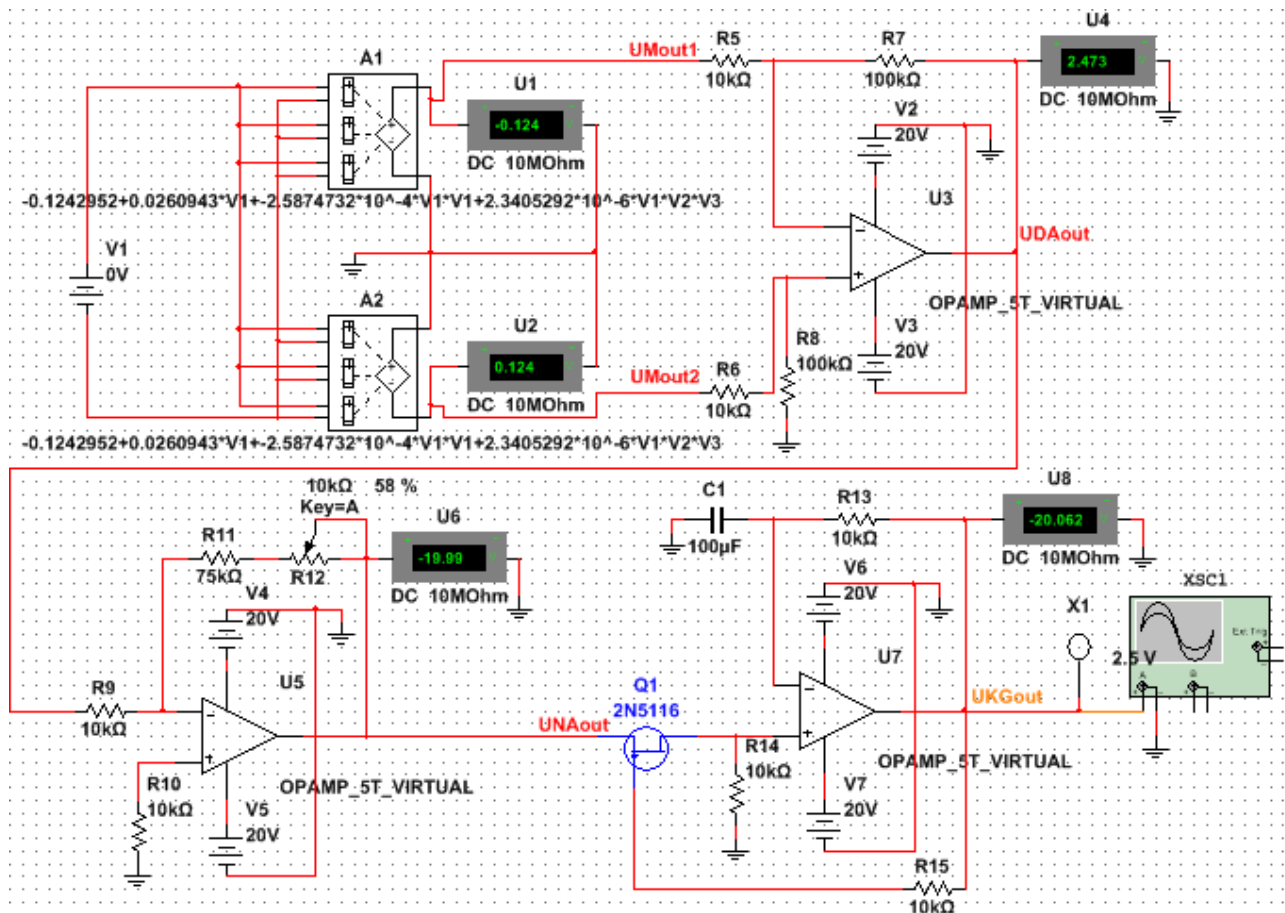


Рисунок 2.16 – Принципова схема детектора горючих газів в Multisim

У одній системі координат побудувати графіки зміни тривалості паузи на виході керованого генератора від значень вимірювальної концентрації метану під час моделювання в MathCAD (див. рис. 2.7) та в Multisim (див. табл. 2.1). Необхідно виконати кількісний порівняльний аналіз отриманих результатів завдяки розрахунку показників точності розроблених математичних моделей в MathCAD та Multisim.

Порівняти отримані результати чутливості на виході нормуючого підсилювача та керованого генератора детектора горючих газів під час моделювання в MathCAD та Multisim завдяки розрахунку показників точності розроблених моделей.

3. Зміст звіту

3.1. Мета роботи.

3.2. Математична модель детектора горючих газів в MathCAD з графіками зміни вихідної напруги та тривалості паузи (вихідний сигнал керованого генератора) на виході кожного зі структурних блоків.

3.3. Математична модель детектора горючих газів в Multisim з графіками зміни вихідної напруги та тривалості паузи (вихідний сигнал керованого генератора) на виході кожного з структурних блоків.

3.4. Кількісний порівняльний аналіз отриманих результатів завдяки розрахунку показників точності розроблених математичних моделей в MathCAD та Multisim на виході кожного з структурних блоків.

3.5. Висновки за результатами виконаної роботи.

4. Контрольні запитання

1. Принцип роботи терموкаталітичних датчиків вимірювання концентрації горючих газів.

2. Яку конструкцію має датчики метану, що базується на термокаталітичному методі вимірювання?

3. Від яких параметрів та характеристик залежить величина вихідного сигналу термоаналітичного датчика метану?

4. Поясніть призначення елементів схеми детектора горючих газів.

5. Отримайте формулу для розрахунку передавальної характеристики вимірювального резистивного моста.

6. Яким чином отримана залежність зміни вихідної напруги диференціального підсилювача від різниці вхідних напруг та значень елементів схеми?

7. Необхідно визначити аналітичну залежність зміни вихідної напруги нормуючого підсилювача від вхідної напруги та параметрів елементів схеми.

8. Поясніть принцип роботи керованого генератора.

9. Що таке чутливість вимірювального перетворювача? Наведіть формулу для розрахунку значення чутливості.

10. Яким чином визначається чутливість, якщо вимірювальний перетворювач має нелінійну характеристику?

Література: [5 – 17].

ЛАБОРАТОРНА РОБОТА № 3

РОЗРОБКА ТА ДОСЛІДЖЕННЯ МАТЕМАТИЧНОЇ МОДЕЛІ ФУНКЦІОНУВАННЯ ВИМІРЮВАЧА ТЕМПЕРАТУРИ

Мета роботи – виконати розробку та дослідження математичної моделі функціонування апаратної частини вимірювача температури, визначити основні характеристики та параметри вимірювача.

1. Підготовка до роботи

1.1. Методи вимірювання температури. Температура не є безпосередньо вимірюваною фізичною величиною. Значення температури визначають опосередковано за допомогою чутливих до температури фізичних параметрів, що можуть бути безпосередньо виміряні. Речовини, що використовуються для визначення температури, називають термометричними. Значення температури визначають за зміною будь-якої фізичної властивості (механічної, електричної, електромагнітної або оптичної) термометричної речовини. Як термометричну речовину вибирають такі матеріали, що мають властивості, які досить сильно, стійко, монотонно та однозначно змінюються під час зміни температури.

Пристрої для вимірювання температури (термометри) складаються з чутливого елемента, що знаходиться в тепловій рівновазі зі середовищем, і вимірювального пристрою, що реєструє властивості термометричної речовини чутливого елемента. Для термометрії використовують залежність оптичних, акустичних та електричних параметрів середовища, що досліджується, які є стійкою функцією зміни температури середовища.

Методи вимірювання температури розділяють на контактні та безконтактні. Контактні методи базуються на введенні до вимірюваного середовища зонда, що містить відповідний термометричний елемент. Під час цього за температуру середовища приймають температуру вимірювального зонда. Безконтактні методи базуються на вимірюванні термометричних властивостей самого середовища.

У теперішній час застосовуються та найбільш повно розвинені контактні (зондові) методи. Безконтактні методи застосовують для вимірювання температури плазми, дистанційних вимірювань і т.п. Найбільш поширені контактні методи за видами їх термометричних властивостей можна розділити на групи: механічні, електричні, термодинамічні та оптичні.

Термометричною властивістю речовини, що використовуються в механічних термометрах, є теплове розширення газу, рідини або твердого тіла. Газові, рідинні та металеві термометри застосовують як зразкові та робочі засоби вимірювання температури в різних діапазонах. Загальним недоліком цих вимірювачів є неможливість подання інформації щодо вимірюваної величини у вигляді електричного сигналу.

Електричні термометри – найбільш розповсюджені засоби вимірювання (зразкові та робочі) температури різного призначення. Основними термометричними властивостями, на яких базується електричні термометри, є: зміна електричного опору; термо-е.р.с.; піроелектричний ефект; зміна пружної постійної п'єзокристала, зміна магнітної сприйнятливості та ін.

Для вимірювання температури в діапазоні до 1500°C широко застосовуються терморезисторні термометри (термометри опору) й термоелектричні термометри. Принцип дії термометрів опору засновано на залежності електричного опору різних речовин (металів або напівпровідників) від їх температури.

Термоелектричні термометри засновані на використанні ефекту Зеєбека, що полягає в тому, що в замкнутому електричному колі, яке складається з різних матеріалів, під час дії різних температур у місцях контакту цих матеріалів виникає електричний струм. Величина е.р.с., що виникає в колі з двох матеріалів (термопари), залежить від різниці температури T робочого (гарячого) та компенсаційного (холодного) T_0 спаю, а також від властивостей матеріалів.

Термодинамічні термометри використовують для вимірювання температури гарячих потоків газів і в низькотемпературній плазмі. Застосування оптичних зондових вимірювачів температури обмежена через їх порівняльні складності з такими ж характеристиками, що і в більш простих вимірювачів. Основним напрямком їх застосування є візуалізація теплових полів.

1.2 Термометри опору. Важливою характеристикою матеріалу термочутливого елемента є температурний коефіцієнт опору:

$$\alpha = \frac{1}{R} \cdot \frac{dR}{dT},$$

де R – опір, T – температура матеріалу.

Залежність опору терморезистора від температури описується виразом:

$$R(T) = R_0 \cdot e^{\alpha(T-T_0)},$$

після розкладання до ряду:

$$R(T) = R_0 \cdot (1 + \alpha \cdot T + \beta \cdot T^2 + \dots).$$

Для деяких металів (платина, мідь) з достатнім ступенем точності можна вважати залежність лінійною, тобто:

$$R(T) = R_0 \cdot (1 + \alpha \cdot T).$$

Кращим матеріалом для термометрів опору є платина високої чистоти. Вона має: високу стабільність властивостей, високу відтворюваність характеристик, хорошу лінійність залежності опору від температури, велике значення питомого опору, високу корозійну стійкість. До її недоліків можна віднести високу вартість.

Як робочі засоби вимірювання температури в промислових умовах зазвичай використовуються мідні термометри опору (від -50°C до $+180^\circ\text{C}$). Мідні терморезистори мають лінійну залежність $R(T)$, високий коефіцієнт α , хорошу відтворюваність характеристик, слабку залежність опору від тиску.

У платини та міді $\alpha \approx 0,4\% / ^\circ\text{C}$, а в нікелю коефіцієнт $\alpha \approx 0,68\% / ^\circ\text{C}$ але високе значення α характерно лише для хімічно чистого нікелю, а в реальному матеріалі є домішки, що знижують значення α . Крім того, чутливий елемент на основі нікелю застосовуються рідко через нелінійність та погану відтворюваність характеристик.

Мале значення α для металевих терморезисторів визначає технічно досяжну межу похибки вимірювання температури:

$$\delta_R = \alpha \cdot \Delta_T,$$

де Δ_T – абсолютна похибка вимірювання температури; δ_R – відносна похибка вимірювання опору.

Типові конструкції первинних вимірювальних перетворювачів на основі металевих терморезисторів містять металевий корпус, усередині якого розташовується терморезистор, що заповнено теплопровідним матеріалом (порошок оксиду алюмінію, трансформаторне або силіконове масло) для зменшення постійної часу чутливого елемента.

Напівпровідникові терморезистори мають більш високу чутливість, ніж металеві, малі розміри, високу стабільність характеристик після відповідної підготовки. Широке застосування напівпровідникових терморезисторів обмежують: нелінійністю градувальної характеристики $R(T)$ та значний технологічний розкид параметрів. У теперішній час вони використовуються для вимірювання змінної складової температури, менш розповсюджено – для вимірювання її сталих значень.

Структурну схему вимірювача температури наведено на рис. 3.1, де позначено: ПВП – первинний вимірювальний перетворювач; ІП – інструментальний підсилювач; НП – нормуючий підсилювач; АЦП – аналого-цифровий перетворювач, МК – мікроконтролер; ЦІ – цифровий індикатор.

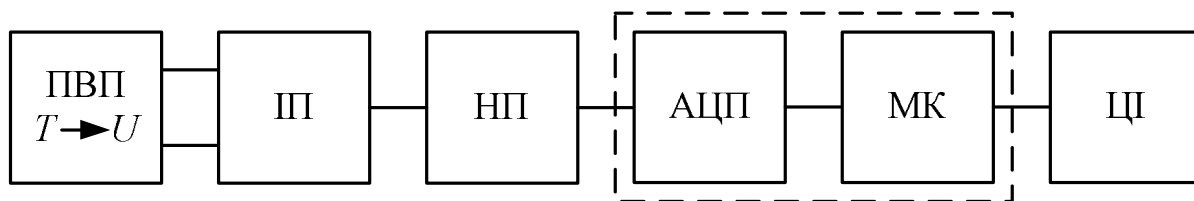


Рисунок 3.1 – Структурна схема вимірювача температури

2. Порядок виконання роботи

2.1. Розробити математичну модель функціонування вимірювача температури в пакеті прикладних програм MathCAD.

2.1.1. Визначити статичну характеристику перетворення термопари. Для вимірювання температури в діапазоні від 0 до 600°C використовується термопара хромель-алюмель (ТХА), яка має найбільш близьку до прямої термоелектричну характеристику. Термоелектроди виготовляються зі сплавів на основі нікелю. Алюмель світліше та слабо притягається магнітом, що відрізняє його від більш темного абсолютно немагнітного хромелю. Номінальну статичну характеристику ТХА наведено в таблиці 3.1 (див. рис. 3.2, 1), а допустимі відхилення значень – у таблиці 3.2.

Таблиця 3.1 – Номінальна статична характеристика термопарі ХА₆₈ (ГОСТ 3044-77) для діапазону температур від 0 до +600°C з кроком 50°C

T, °C	0	50	100	150	200	250	300
E _{TP} , мВ	0,000	2,022	4,095	6,137	8,137	10,151	12,207
T, °C	350	400	450	500	550	600	
E _{TP} , мВ	14,292	16,395	18,513	20,640	22,772	24,902	

Таблиця 3.2 – Допустимі відхилення вимірювальних значень термопарі ХА₆₈ в діапазоні температур від –50 до + 600°C

Діапазон вимірювальних температур, °C		Межа допустимих відхилень	
від	до	мВ	°C
–50	+300	0,160	3,86
–50	+400	0,180	4,26
–50	+500	0,200	4,69
–50	+600	0,220	5,18

Апроксимація номінальної статичної характеристики перетворення термопарі ХА₆₈ в діапазоні температур від 0 до +600°C здійснюється рівнянням (див. рис. 3.2, 2):

$$E_{TP}(T) = \alpha_{TP} \cdot T,$$

$$\text{де } \alpha_{TP} = 4,069 \cdot 10^{-5} \frac{\text{В}}{^{\circ}\text{C}},$$

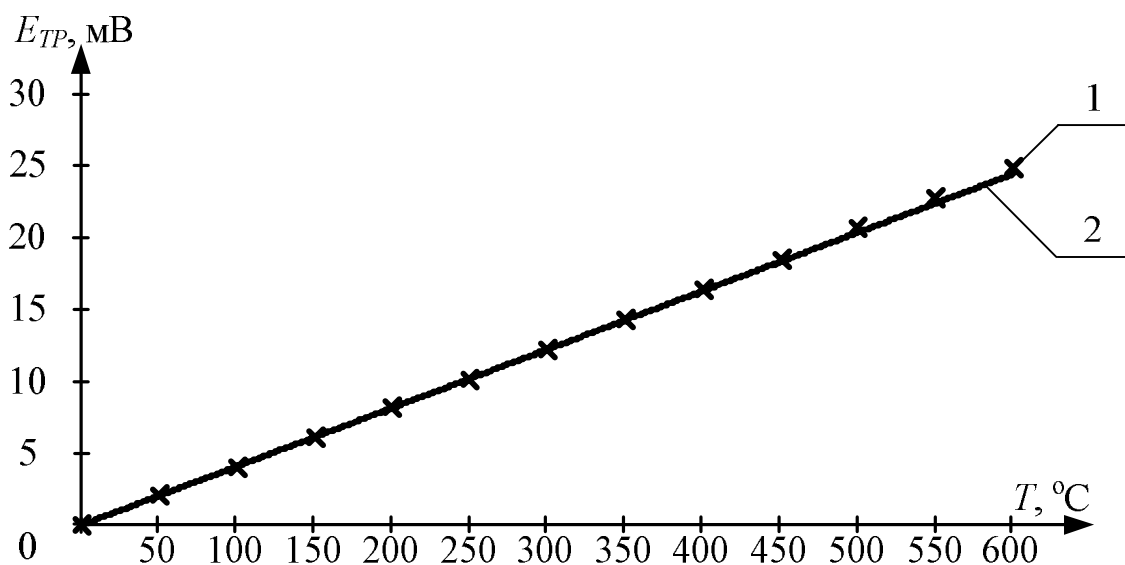


Рисунок 3.2 – Номінальна статична характеристика перетворення ТХА

Зміна вихідних напруг термопари від температури (див. рис. 3.3) розраховуються за формулами:

$$E_{TPout1}(T) = \frac{E_{TP}(T)}{2}; \quad E_{TPout2}(T) = -\frac{E_{TP}(T)}{2}.$$

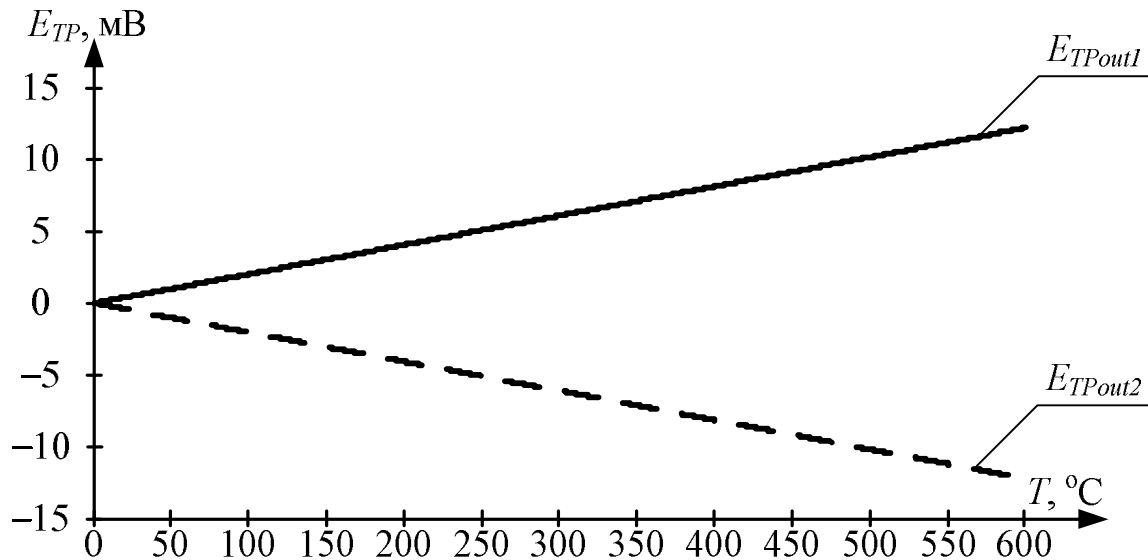


Рисунок 3.3 – Зміна вихідних напруг термопари від температури

2.1.2. Розробити математичну модель функціонування інструментального підсилювача, принципову схему якого наведено на рис. 3.8. Передавальна функція інструментального підсилювача описується залежністю під час виконання умови $R_4 \cdot R_7 = R_5 \cdot R_6$:

$$U_{IAout}(T) = K_{U1} \cdot K_{U2} \cdot (U_{IAin2}(T) - U_{IAin1}(T)) = \left(1 + \frac{2 \cdot R_1}{R_2}\right) \cdot \frac{R_6}{R_4} \cdot (U_{IAin2}(T) - U_{IAin1}(T)).$$

Номінали опорів резисторів, що застосовуються в схемі інструментального підсилювача (див. рис. 3.8): $R_1 = R_3 = 10$ кОм; $R_2 = 1$ кОм; $R_4 = R_5 = R_6 = R_7 = 10$ кОм.

Графік зміни вихідної напруги інструментального підсилювача від вимірювальної температури в діапазоні від 0 до +600°C наведено на рис. 3.4.

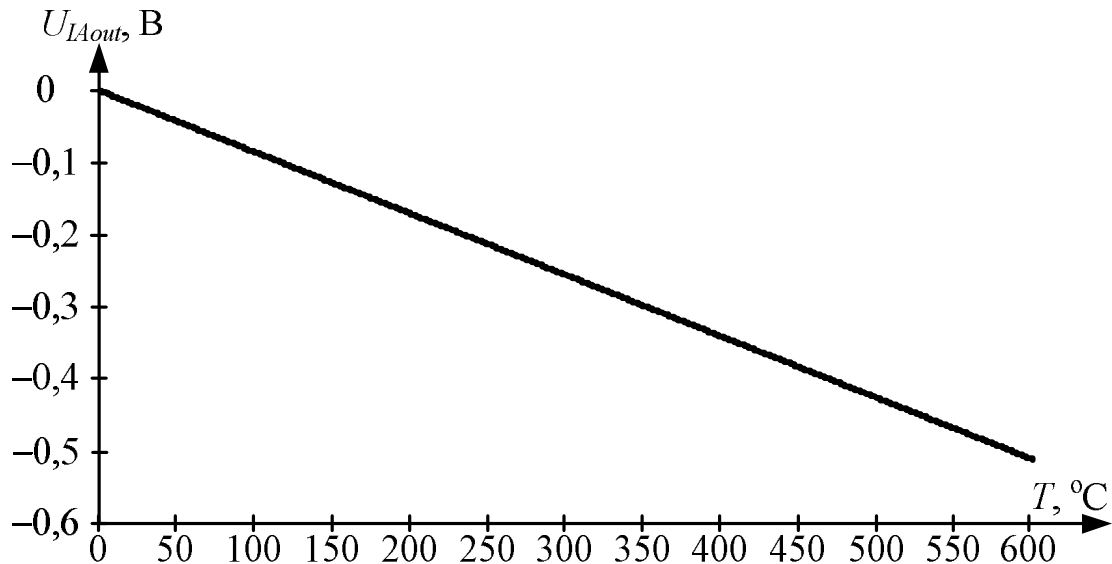


Рисунок 3.4 – Зміна вихідної напруги інструментального підсилювача від температури

2.1.3. Розробити математичну модель функціонування нормуючого підсилювача, принципову схему якого наведено на рис. 3.10. Передавальна функція нормуючого підсилювача описується формулою:

$$U_{NAout}(T) = -\frac{R_{10} + R_{11}}{R_8} \cdot U_{NAin}(T).$$

У нормуючому підсилювачі застосовується резистор R_9 для зменшення впливу різниці вхідної напруги, що обумовлено різницею вхідних струмів, номінальне значення R_9 :

$$R_9 = \frac{R_8 \cdot \left(R_{10} + \frac{R_{11}}{2} \right)}{R_8 + R_{10} + \frac{R_{11}}{2}}.$$

Номінали резисторів, що застосовуються в схемі нормуючого підсилювача (див. рис. 3.10): $R_8 = R_9 = 10$ кОм; $R_{10} = 82$ кОм; $R_{11} = 20$ кОм – потенціометр. Графік зміни вихідної напруги нормуючого підсилювача від температури наведено на рис. 3.5.

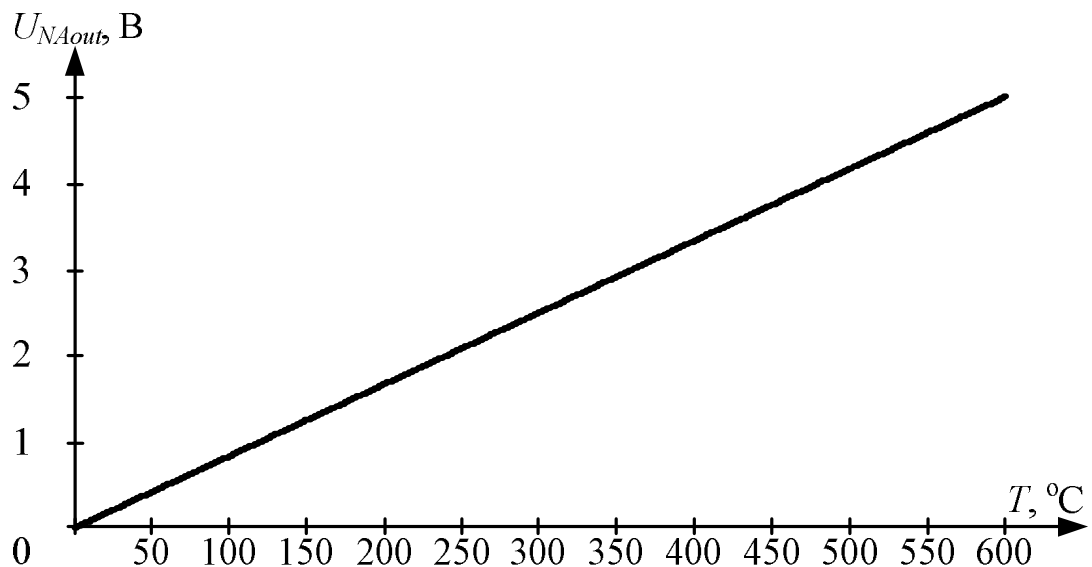


Рисунок 3.5 – Зміна вихідної напруги нормуючого підсилювача від температури

2.1.4. Виконати дослідження розробленої моделі вимірювача температури у MathCAD. Визначити величину чутливості на виході термопари, а також інструментального та нормуючого підсилювачів.

2.2. Розробити математичну модель функціонування вимірювача температури в пакеті прикладних програм Multisim.

2.2.1. Розробити модель функціонування термопари в Multisim. Модель термопари в Multisim на базі елементів Polynomial_Voltage наведено на рис. 3.6. Під час дослідження розробленої моделі в Multisim необхідно побудувати графіки зміни вихідних напруг термопари від температури (див. рис. 3.7).

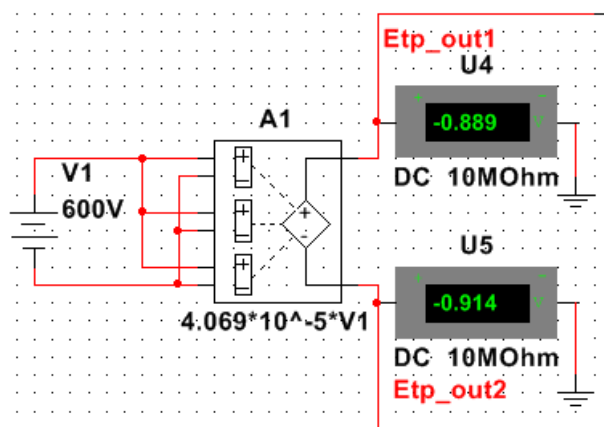


Рисунок 3.6 – Модель термопари в Multisim

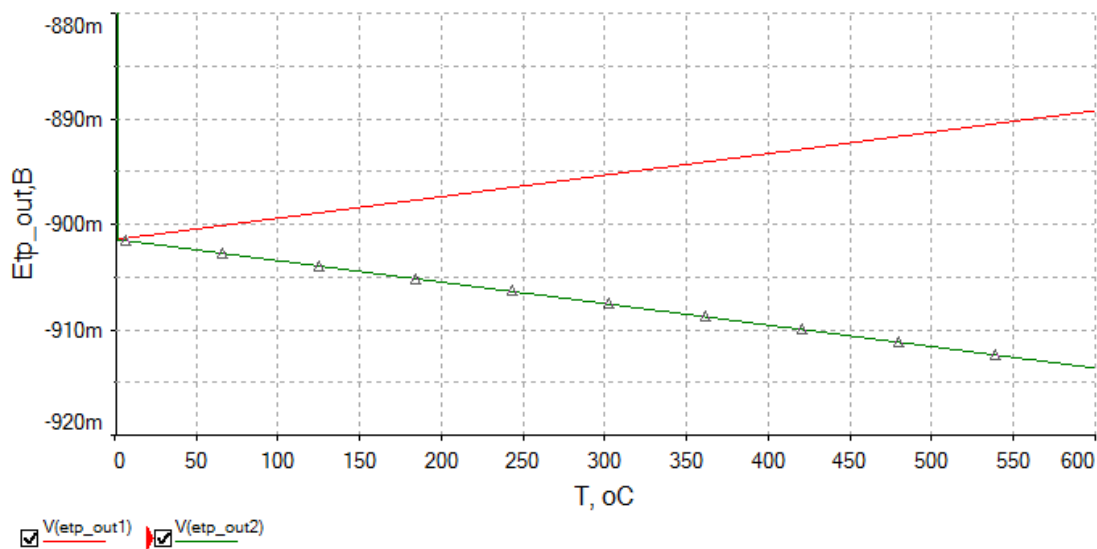


Рисунок 3.7 – Зміна вихідних напруг термопар
від температури в Multisim

2.2.2. Розробити модель інструментального підсилювача в Multisim.
Принципову схему інструментального підсилювача для моделювання
в Multisim наведено на рис. 3.8.

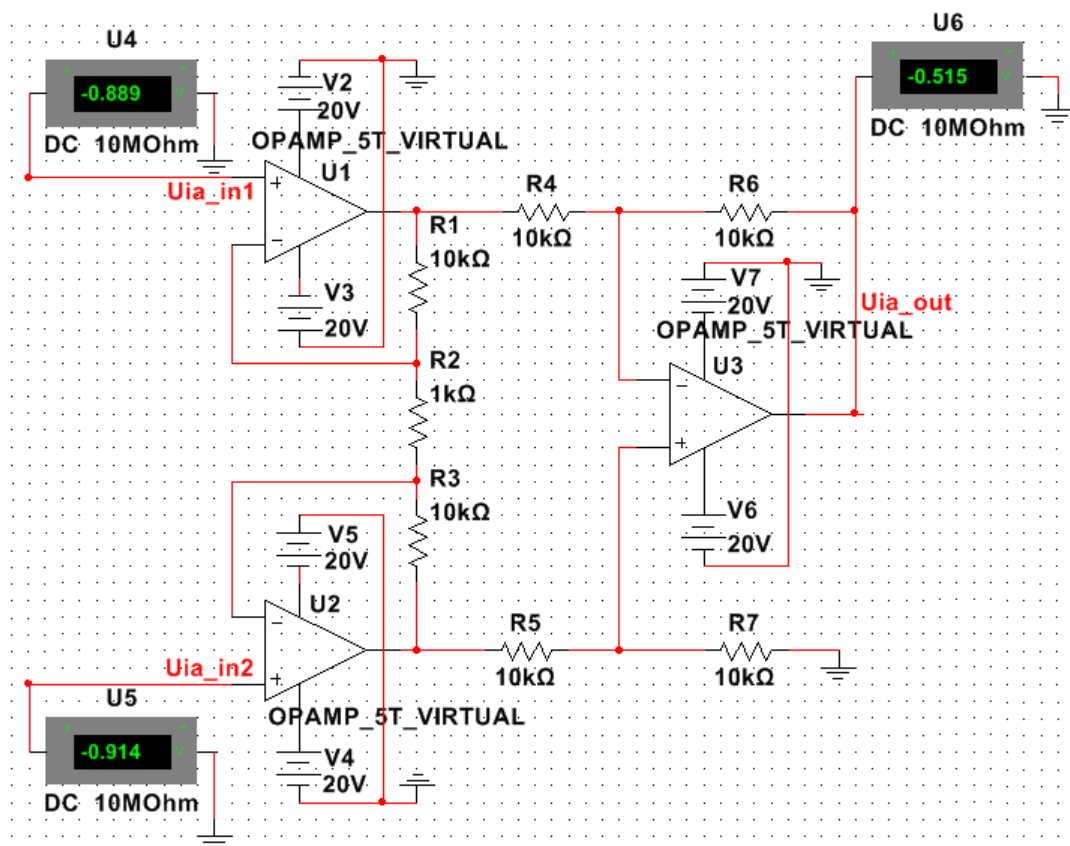


Рисунок 3.8 – Принципова схема інструментального підсилювача в
Multisim

Під час дослідження схеми інструментального підсилювача в Multisim необхідно побудувати графік зміни вихідної напруги від температури (див. рис. 3.9).

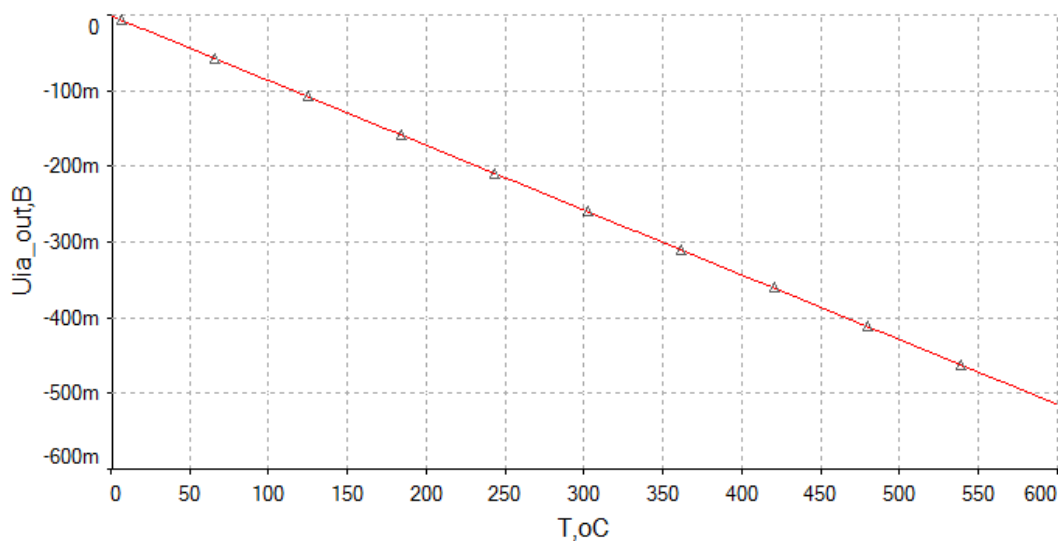


Рисунок 3.9 – Зміна вихідної напруги інструментального підсилювача від температури в Multisim

2.2.3. Розробити модель нормуючого підсилювача в Multisim. Принципову схему нормуючого підсилювача для моделювання в Multisim наведено на рис. 3.10.

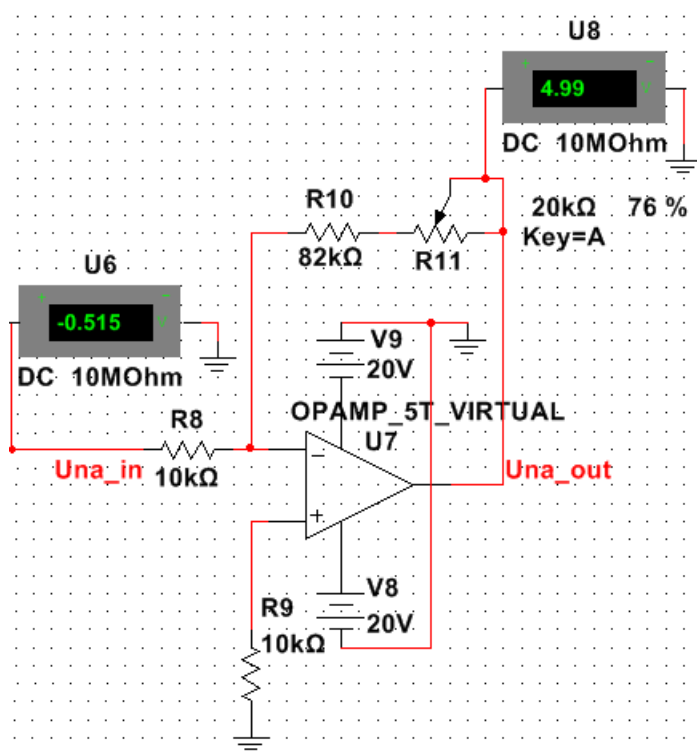


Рисунок 3.10 – Принципова схема нормуючого підсилювача в Multisim

Під час дослідження схеми нормуючого підсилювача в Multisim необхідно побудувати графік зміни вихідної напруги від температури (див. рис. 3.11).

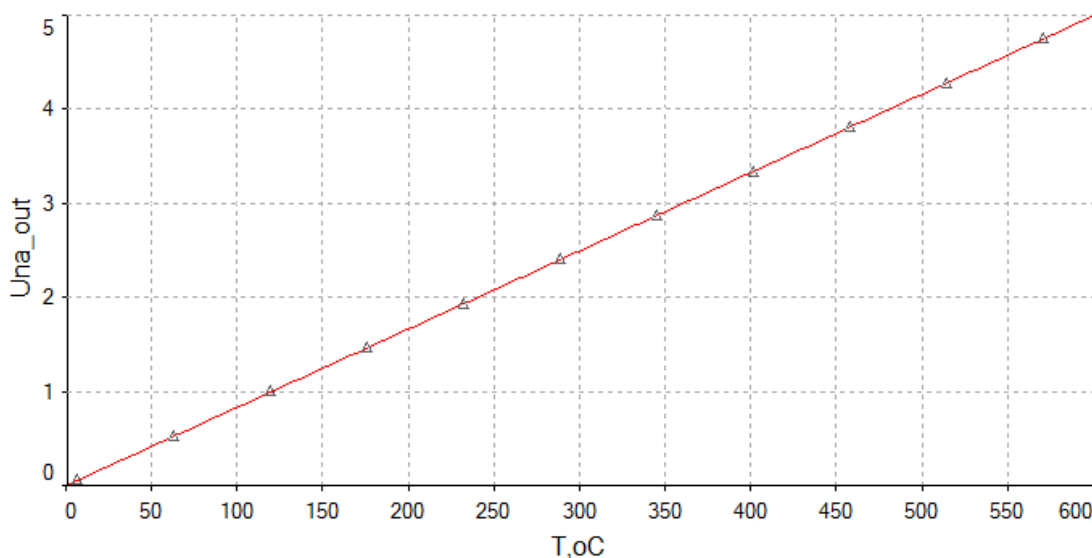


Рисунок 3.11 – Зміна вихідної напруги нормуючого підсилювача від температури в Multisim

Для адитивного зсуву статичної характеристики перетворення вимірювача в нормуючому підсилювачі необхідно застосувати схему встановлення нуля. Принципову схему нормуючого підсилювача зі схемою встановлення нуля для моделювання в Multisim наведено на рис. 3.12.

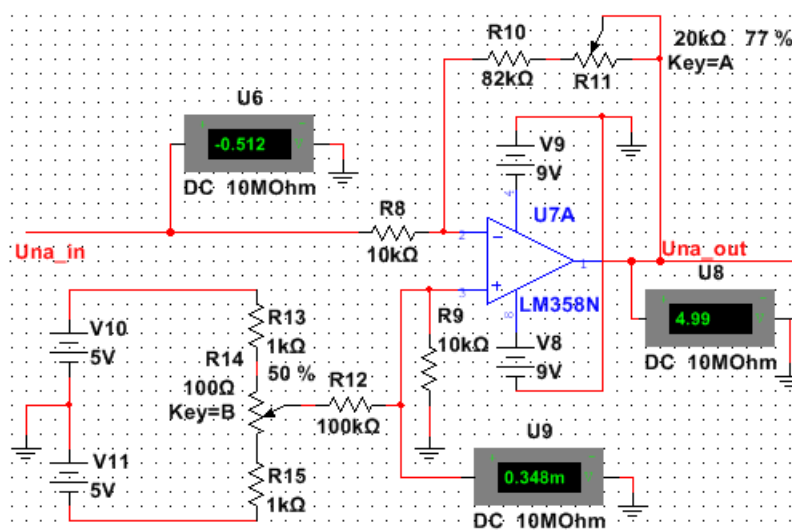


Рисунок 3.12 – Принципова схема нормуючого підсилювача зі схемою встановлення нуля в Multisim

2.2.4. Розробити модель вимірювача температури в Multisim. Принципову схему вимірювача температури для моделювання в Multisim наведено на рис. 3.13.

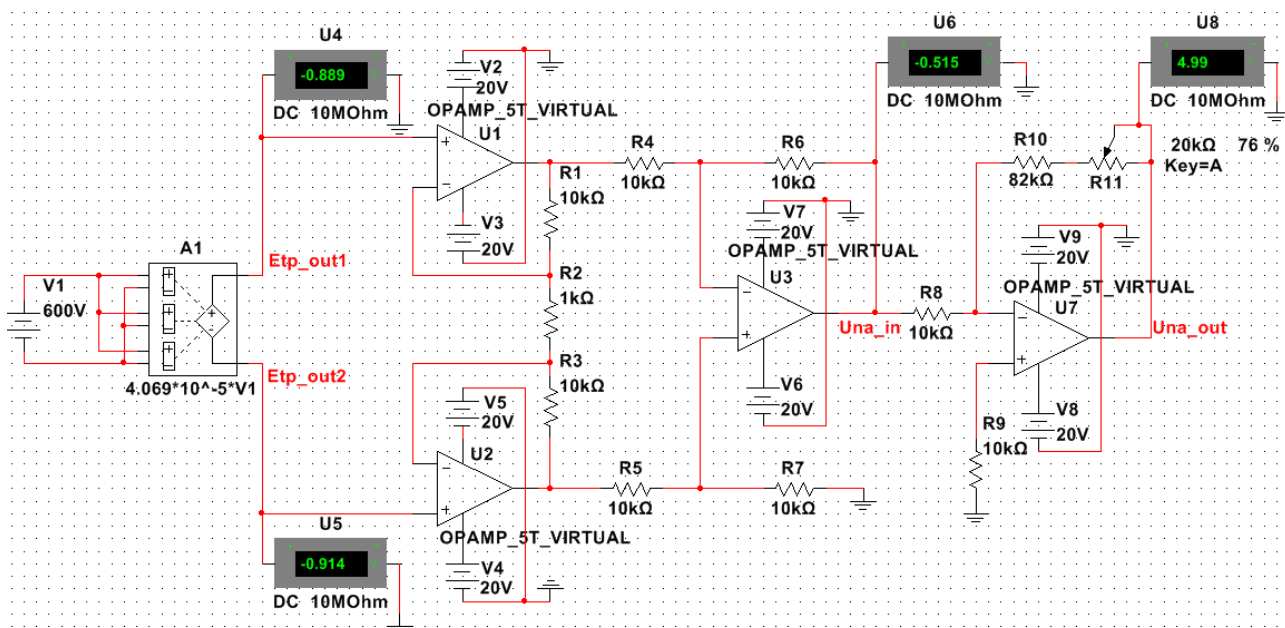


Рисунок 3.13 – Принципова схема вимірювача температури в Multisim

Розробити модель вимірювача температури в Multisim з використанням реальних типів операційних підсилювачів. Тип операційного підсилювача вибирається залежно від варіанта, що наведено в таблиці 3.2.

Таблиця 3.2 – Варіанти завдання щодо вибору типу операційного підсилювача

Варіант	1	2	3	4	5
Модель	AD642	AD648	AD704	AD706	AD712
Варіант	6	7	8	9	10
Модель	AD746	AD796	AD8001	AD8010	AD8012

Налаштувати вимірювача температури здійснити за допомогою потенціометрів R_{11} та R_{14} таким чином, щоб виконувалися умови:

$$U_{NAout}(T = 0^{\circ}\text{C}) < (0 \pm 10) \text{ мВ}; \quad U_{NAout}(T = 600^{\circ}\text{C}) < (5,00 \pm 0,20) \text{ В}.$$

Принципову схему вимірювача температури з реальними типами операційних підсилювачів та можливість усунення адитивної та мультиплікативної складової похибки вимірювання для моделювання в Multisim наведено на рис. 3.14.

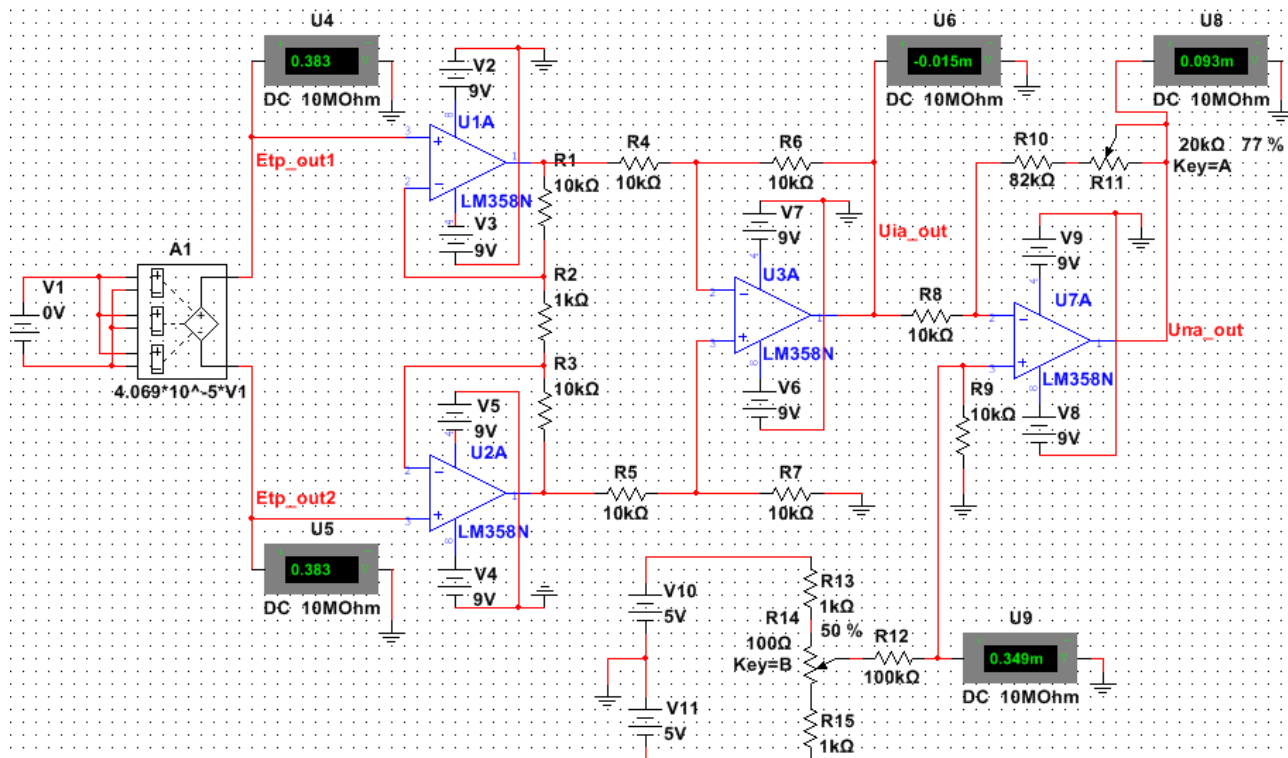


Рисунок 3.14 – Принципова схема вимірювача температури зі схемою встановлення нуля нормуючого підсилювача в Multisim

Необхідно виконати кількісний порівняльний аналіз отриманих результатів завдяки розрахунку показників точності розроблених математичних моделей в MathCAD та Multisim під час використання ідеальних операційних підсилювачів.

Порівняти отримані характеристики та параметри вимірювача температури в Multisim під час застосування ідеальних і реальних типів операційних підсилювачів завдяки розрахунку показників точності розроблених моделей. Результати порівняльного аналізу представити в величинах абсолютної та відносної похибок вимірювання температури.

3. Зміст звіту

3.1. Мета роботи.

3.2. Математична модель вимірювача температури в MathCAD з графіками зміни напруги на виході кожного з структурних блоків.

3.3. Математична модель вимірювача температури в Multisim з графіками зміни напруги на виході кожного з структурних блоків.

3.4. Кількісний порівняльний аналіз отриманих результатів завдяки розрахунку показників точності розроблених математичних моделей в MathCAD та Multisim на виході кожного з структурних блоків.

3.5. Кількісний порівняльний аналіз отриманих результатів завдяки розрахунку показників точності розроблених математичних моделей в Multisim під час застосовування ідеальних і реальних типів операційних підсилювачів на виході кожного з структурних блоків.

3.6. Висновки за результатами виконаної роботи.

4. Контрольні запитання

1. Які методи вимірювання температури відомі?
2. Назвіть характеристики та параметри термопари
3. Які дестабілізуючі фактори мають місце під час вимірювання температури термопарою?
4. Якими параметрами характеризується термометри опору?
5. Яке значення досяжної межі похибки вимірювання температури під час застосовування металевих терморезисторів?
6. Поясніть призначення елементів схеми вимірювача температури.
7. Яким чином отримана залежність зміни вихідної напруги інструментального підсилювача від різниці вхідних напруг та значень елементів схеми?
8. Який аналітичний вираз для характеристики перетворення нормуючого підсилювача від вхідної напруги та параметрів елементів схеми.
9. Отримайте формулу для розрахунку характеристики перетворення нормуючого підсилювача зі схемою установки нуля.
10. Як розподілено величини похибки за блоками вимірювального каналу температуру.

Література: [9 – 17].

ЛАБОРАТОРНА РОБОТА № 4

МОДЕЛЮВАННЯ ТА ДОСЛІДЖЕННЯ НЕЛІНІЙНИХ ВИМІРЮВАЛЬНИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ

Мета роботи – розробити та дослідити математичні моделі вимірювачів, які мають нелінійні статичні характеристики перетворення, отримати практичні навички під час імітаційного математичного моделювання нелінійних засобів.

1. Підготовка до роботи

Більшість засобів вимірювання описуються нелінійними рівняннями. Припущення щодо малих відхилень вимірюваної величини або застосування тільки лінійної частини статичної характеристики перетворювачів дозволяє виконувати дослідження їх як лінійних, що складаються з лінійних перетворювальних елементів. Під час значних змін вимірюваної величини та більш детальному вивченні процесів, необхідно мати можливість описувати явища, що призводять до появи істотних нелінійностей в статичних і динамічних характеристиках. Так, наприклад, в перетворювачах, що містять механічні елементи, зазвичай беруть до обліку такі принципово нелінійні явища, як сухе тертя й вплив зазорів (люфтів), обмежень та упорів. Це може викликати значні похибки, і навіть принципові помилки під час розрахунку та проектування вимірювальних засобів.

До нелінійних вимірювальних засобів відносяться такі, що мають хоча б один перетворювач, який описується нелінійним рівнянням. До нелінійних перетворювачів відносяться перетворювачі, що мають залежності між входом і виходом: релейного типу; з кусково-лінійною характеристикою, з криволінійною характеристикою будь-якого типу; у вигляді рівнянь, що мають множину змінних або їх похідних та інші комбінації; нелінійні імпульсні; логічні, що описуються кусково-лінійними диференціальними рівняннями.

Під час складання математичної моделі нелінійних засобів вимірювання дотримуються такої послідовності: як і для лінійних засобів вимірювання на основі виявлених перетворень складається структурна схема, а потім – математичні моделі перетворювачів; здійснюється лінеаризація всіх рівнянь перетворювальних елементів, де це допустимо, крім істотно нелінійних,

кількість яких зазвичай не більше одного-двох, після цього здійснюється уточнення структури та математичної моделі.

Під час уточнення структурної схеми прагнуть виділити лінійну частину засобів вимірювання, що описується звичайними лінійними диференціальними рівняннями, та нелінійні перетворювачі. Рівняння нелінійного перетворювача має бути простим. Зазвичай вдається виділити нелінійний елемент так, щоб залежність між вихідними та вхідними величинами була безпосередньою (див. рис. 4.1).

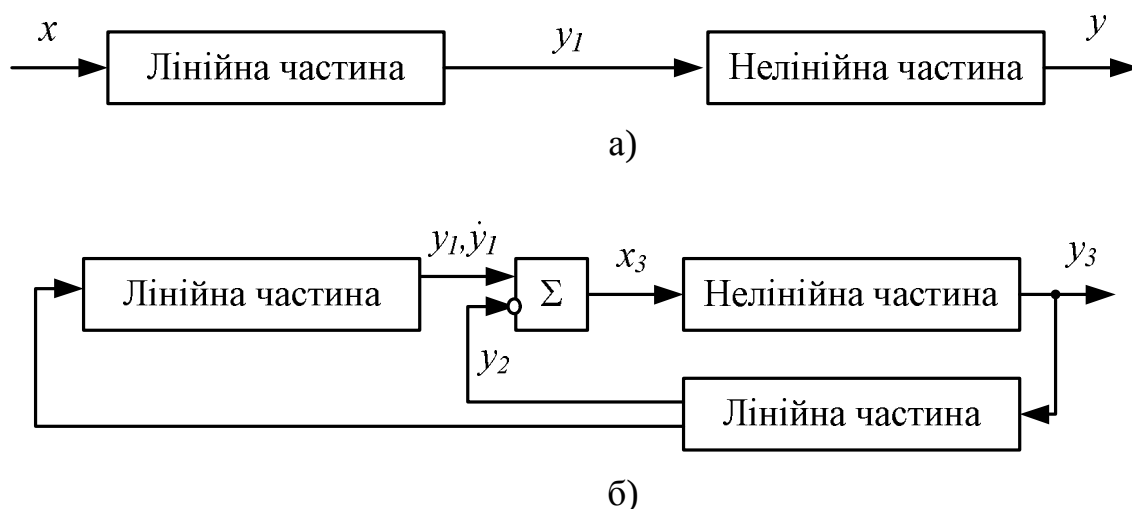


Рисунок 4.1 – Виділення нелінійності в засобах вимірювання

У деяких випадках це зробити не вдається та доводиться досліджувати більш складні залежності:

$$\begin{aligned} y &= f(y_1, \dot{y}_1); & y &= f(y_1) + f(\dot{y}_1); \\ f(y_1, \dot{y}_1) &= c_1 \cdot y_1 & f_1(\ddot{y}, \dot{y}) + f_2(y) &= c_1 \cdot y_1 \text{ і т.д.} \end{aligned}$$

Якщо під знаком нелінійної функції входить будь-яка лінійна комбінація різних змінних, то доцільно її позначити однією змінною:

$$y_3 = f(y_1 + k_1 \cdot \dot{y}_1 - k_2 \cdot y_2),$$

тоді позначимо:

$$X_3 = y_1 + k_1 \cdot \dot{y}_1 - k_2 \cdot y_2.$$

Можна привести рівняння нелінійного елемента до простішого вигляду:

$$y_3 = f(x_3).$$

Після перетворення та уточнення структурної схеми складається одне або система диференціальних рівнянь лінійної частини засобу вимірювання:

$$A(p) \cdot y = B(p) \cdot x,$$

де $A(p)$, $B(p)$ – операторні багаточлени.

До цього рівняння повинні бути включено й співвідношення, які отримано під час виділення нелінійності. Ці отримані рівняння або система разом з рівняннями й є основою для подальших досліджень нелінійності засобу вимірювання.

Нелінійні рівняння засобу вимірювання з множиною змінних або їх похідних, криволінійними характеристиками і т.д., не повинні мати розривів, різких зламів та ін.. Ці рівняння можуть бути отримані з використанням звичайних методів: рівнянь Лагранжа, законів фізики, принципу можливих переміщень та закону збереження енергії. Розглянемо засоби вимірювання з перетворювачами, що мають суттєві нелінійності. Зауважимо, що згідно структурному методу, ці перетворювачі виділені та для лінійної частини складені математична модель на основі методів, що описано вище.

Виконаємо аналіз найбільш поширених характеристик суттєво нелінійних елементів: сухе, або кулонівське тертя; нечутливість; обмеження; люфт; гістерезис; стрибкоподібне зміна величин; наявність упорів. Характеристики цих елементів під час певних допущень можуть бути досить добре представлені кусково-лінійними прямими, що мають назву типовими статичними характеристиками.

Нелінійності типу сухого тертя зазвичай властиві елементам, що містять поверхні, які труться: рухомі частини індикаторних приладів, кінематичні пари електромагнітних, ємнісних та інших перетворювачів. Під час цього в таких елементах є три типи сил опору, що об'єднуються терміном «тертя»: в'язке тертя; тертя спокою; кулонівське тертя.

Характеристики типових нелінійних елементів наведено на рисунку 4.2.

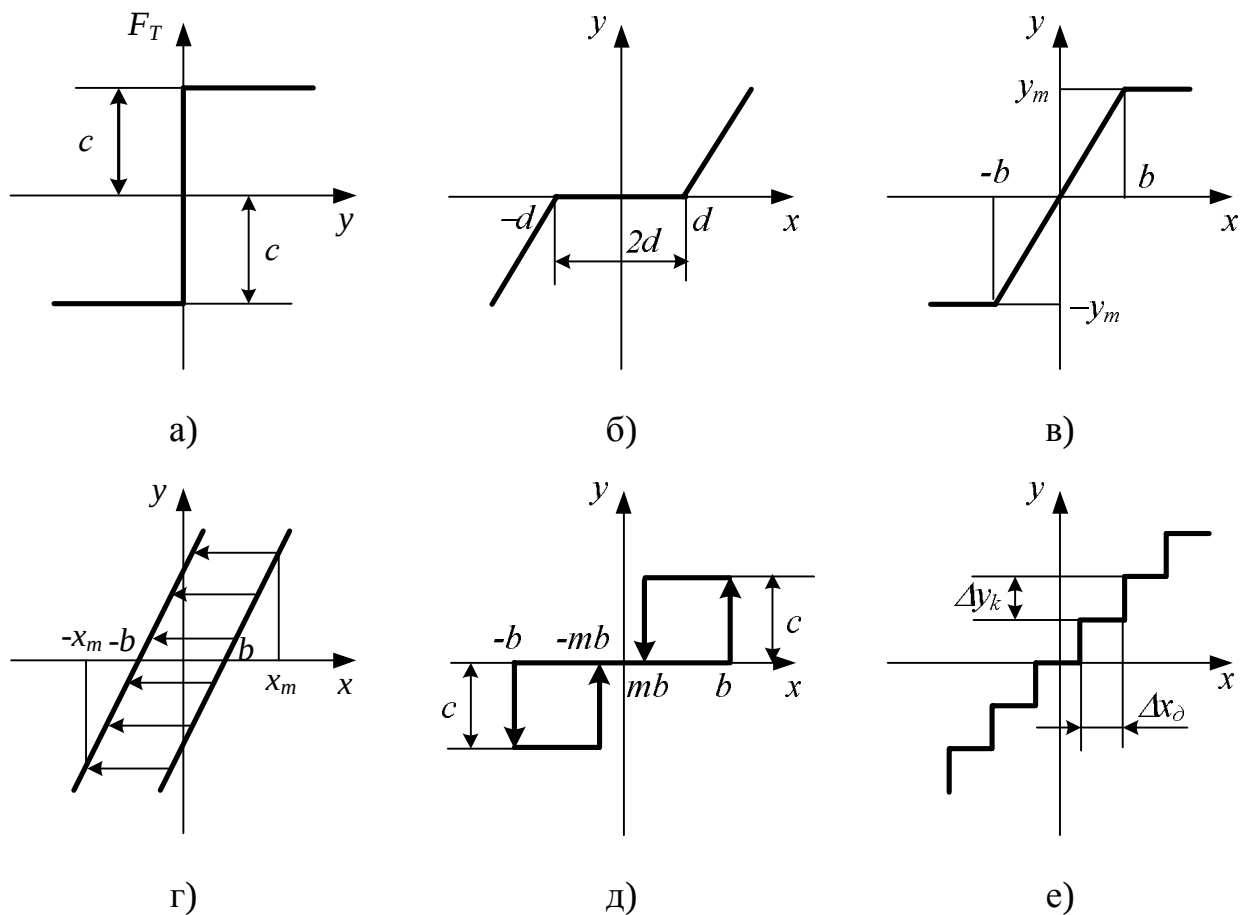


Рисунок 4.2 – Характеристики типових нелінійних елементів

Під час складання динамічних рівнянь зазвичай враховується в'язке тертя, яке пропорційно відносній швидкості поверхні, що труться, та сприяє загасанню руху, тобто має демпферні властивості. Тертя спокою має місце тільки під час рівності нулю відносної швидкості. Кулонівське тертя не залежить від швидкості руху та має постійну силу тертя. Зазвичай нелінійний ефект, який визнаний тертям F_T , може бути описаний характеристикою сухого тертя:

$$F_T = -c \cdot \text{sign}(\dot{y}) \text{ якщо } \dot{y} \neq 0;$$

$$-c \leq F_T \leq c \text{ якщо } \dot{y} = 0,$$

де $\dot{y}$ – відносна швидкість поверхонь; c – постійна величина.

Якщо швидкість $\dot{y} = 0$, сила тертя F_T може приймати будь яке значення в інтервалі $[-c; c]$.

Нелінійність типу «зони нечутливості» (див. рис. 4.2, б) має місце в

перетворювача, нечутливих до малих вхідних сигналів, а саме у виконавчих двигунах, індуктивних, ємнісних, потенціометричних перетворювачів, тахогенераторах та ін. Нелінійність типу «зони нечутливості» має такий вигляд:

$$y = \begin{cases} 0, & \text{якщо } |x| \leq d; \\ k \cdot (x - d), & \text{якщо } x > d; \\ k \cdot (x + d), & \text{якщо } x < -d, \end{cases}$$

де d – постійна величина, яка визначає ширину зони чутливості щодо відношення до вхідного сигналу x ; k – коефіцієнт перетворення.

Нелінійність типу «насичення» (див. рис. 4.2, в), або «обмеження», має місце в більшості засобів вимірювання. Нелінійність виникає під час обмеження за потужністю в підсилювачах та перетворювачах, виконавчих пристроях і т.д. У цьому випадку перетворювач може розглядати як лінійний в деякому діапазоні зміни вхідного сигналу, але під час досягнення сигналом певного значення перетворювач стає нечутливим до його подальшої зміни. Математичний опис нелінійності типу «насичення» має такий вигляд:

$$y = \begin{cases} k \cdot x, & \text{якщо } |x| \leq b; \\ y_m \cdot \text{sign}(x), & \text{якщо } |x| > b, \end{cases}$$

де b – величина, що визначає значення вхідного сигналу, під час якого має місце насичення; y_m – максимально можливе значення вихідного сигналу.

Нелінійність типу «зазор» (див. рис. 4.2, г) має місце майже у всіх механічних з'єднаннях. Зазор або люфт характеризує величиною переміщення одного з пов'язаних елементів з'єднання, що не викликає переміщення іншого елемента, що веде. Математична модель нелінійності має вигляд:

$$y = \begin{cases} k \cdot (x - b \cdot \text{sign}(x)), & \text{якщо } \dot{x} \neq 0, \dot{y} \neq 0; \\ k \cdot (x_m + b), & \text{якщо } \dot{x} > 0, \dot{y} = 0; \\ k \cdot (x_m - b), & \text{якщо } \dot{x} < 0, \dot{y} = 0, \end{cases}$$

де $2b$ – ширина петлі гістерезисного виду; x_m – амплітуда вхідного сигналу.

Характеристика відноситься до класу багатозначних, оскільки кожному значенню вхідного сигналу може відповідати безліч значень вихідного сигналу. Деякі вимірювальні перетворювачі мають нелінійність типу сухого тертя та описуються у вигляді зазору. Це здійснюється, коли перетворювачі мають порівняно легкі рухомі деталі, а впливом маси можна знехтувати.

Нелінійність типу «трипозиційне реле» (див. рис. 4.2, д) має місце під час використання в вимірювальних колах релейних або комутаційних елементів, гідравлічних або пневмонічних клапанів, фрикційних муфт і т.д. Ця нелінійність має неоднозначну характеристику з вищим і нижчим рівнями вихідної величини $[c; -c]$, зоною нечутливості шириною $2b$ та петлею гістерезису шириною $(b - mb)$. Під час цього, коефіцієнт m приймає значення в інтервалі $[-1; 1]$.

У ідеальному випадку, коли стрибкоподібна зміна вихідного сигналу з нульового на вищий або нижчий рівні та навпаки відбувається під час одного й того ж значення вхідного сигналу, тобто $m = 1$, отримаємо характеристику трипозиційного реле без гістерезису. Математична модель у вигляді однозначної характеристики з розривом в цьому випадку:

$$y = \begin{cases} c \cdot \text{sign}(x), & \text{якщо } |x| \geq b; \\ 0, & \text{якщо } x < b. \end{cases}$$

З обліком неоднозначності характеристик у інтервалі зміни вхідного сигналу $[-b + mb; b - mb]$ математична модель нелінійності типу «трипозиційне реле» з гістерезисом описується залежністю:

$$y = \begin{cases} \left. \begin{array}{l} c, \quad \text{якщо } x \geq b; \\ -c, \quad \text{якщо } x < -mb; \\ 0, \quad \text{якщо } -mb \leq x < b; \end{array} \right\} \dot{x} > 0; \\ \left. \begin{array}{l} c, \quad \text{якщо } x \geq mb; \\ -c, \quad \text{якщо } x \leq -b; \\ 0, \quad \text{якщо } -b < x \leq mb. \end{array} \right\} \dot{x} < 0. \end{cases}$$

Якщо $m = -1$, то отримаємо характеристику двохпозиційного реле з петлею гістерезису, що має математичну модель:

$$y = \begin{cases} c, & \text{якщо } x \geq b; \\ -c, & \text{якщо } x < b; \end{cases} \dot{x} > 0; \\ \begin{cases} c, & \text{якщо } x \geq -b; \\ -c, & \text{якщо } x < -b. \end{cases} \dot{x} < 0. \end{cases}$$

Для випадку, коли $b = 0$, отримаємо характеристику двохпозиційного реле без гістерезису, яка аналогічна нелінійності типу сухого тертя. Отже, нелінійність типу «трипозиційне реле» з гістерезисом є найбільш загальним видом нелінійності, що має характеристику з розривом.

Нелінійність типу «аналого-цифровий перетворювач» (див. рис. 4.2, е) є багатопозиційною характеристикою, яка має дротяні потенціометричні вимірювальні перетворювачі, аналого-цифрові перетворювачі та ін. Ця нелінійність має однозначну характеристику з розривом типу ступінчастою функції:

$$y = \begin{cases} N \cdot \Delta y_K, & \text{якщо } N \cdot \Delta x_D < x < (N + 1) \cdot \Delta x_D; \\ -N \cdot \Delta y_K, & \text{якщо } -[N + 1] \cdot \Delta x_D < x < -N \cdot \Delta x_D, \end{cases}$$

де Δy_K – ціна одного фіксованого рівня ступеню квантування; $N = 0, 1, 2, 3, \dots$ – коефіцієнт фіксованого рівня; Δx_D – інтервал, на якому вихідний сигнал зберігає значення, яке дорівнює певному рівню. Якщо розглядається квантування сигналу за рівнем та дискретизації в часі, то Δx_D аналогічний кроку квантування дискретизації сигналу за часом.

У роботі розглядаються основні різновиди типових нелінійних елементів. Також перетворювачі можуть мати одночасно кілька типів нелінійностей, наприклад, насичення зі зоною нечутливості, зазор і насичення та ін.

Під час порівняння загальних властивості характеристик нелінійних елементів засобів вимірювання можна виділити дві їх особливості. Перша – це наявність в статичній характеристиці різких зломів, розривів безперервності та ін. Друга – в порушенні принципу суперпозиції. Реакція нелінійного елемента, наприклад, на одиничний поетапний вплив буде залежати від величини впливу, а отже, нелінійний елемент не матиме єдиною передавальної функції. Під час цього стає неможливим використання перетворення Лапласа та Фур'є для переходу з часової області до частотної та навпаки.

2. Порядок виконання роботи

2.1. Розробка та дослідження моделі перетворювача з нелінійністю типу «зона нечутливості 1».

2.1.1. Розробити математичну модель перетворювача з нелінійністю типу «зона нечутливості 1» для отримання статичної характеристики перетворення в MathCAD, лістинг програми її реалізації:

$$U_{out}(U_{in}) := \begin{cases} 0 & \text{if } U_{in} = 0 \\ K_{U1} \cdot U_{in} + U_1 & \text{if } U_{in} < 0 \\ K_{U2} \cdot U_{in} + U_2 & \text{if } U_{in} > 0 \end{cases}$$

де U_{out} та U_{in} – вихідна та вхідна напруги перетворювача; $U_1 = 0,5 \text{ В}$ та $U_2 = -0,5 \text{ В}$ – постійні величини, що визначають ширину зони чутливості щодо вхідного сигналу; $K_{U1} = \frac{R_2 + r_{vd1}}{R_1}$ та $K_{U2} = \frac{R_3 + r_{vd2}}{R_1}$ –

коефіцієнти перетворення за напругою; номінали резисторів, що застосовуються в схемі перетворювача з нелінійністю типу «зона нечутливості 1» (див. рис. 4.5): $R_1 = 10 \text{ кОм}$; $R_2 = R_3 = 20 \text{ кОм}$, величина опору діодів під час прямого включення дорівнює $r_{vd1} = r_{vd2} = 0,08 \text{ Ом}$.

Статичну характеристику перетворювача з нелінійністю типу «зона нечутливості 1», яку отримано під час моделювання в MathCAD, наведено на рис. 4.3.

Для отримання осцилограм роботи на вхід математичної моделі подається гармонійний сигнал:

$$T := 1 \cdot 10^{-3} \text{ с} \quad \omega := \frac{2 \cdot \pi}{T} \quad \omega = 6283 \text{ рад/с}$$

$$U_m := 1 \text{ В} \quad u_{in}(t) := U_m \cdot \sin(\omega \cdot t)$$

Лістинг програми в MathCAD для отримання осцилограм роботи перетворювача з нелінійністю типу «зона нечутливості 1»:

$$u_{out}(t) := \begin{cases} 0 & \text{if } u_{in}(t) = 0 \\ K_{U1} \cdot u_{in}(t) + U_1 & \text{if } u_{in}(t) < 0 \\ K_{U2} \cdot u_{in}(t) + U_2 & \text{if } u_{in}(t) > 0 \end{cases}$$

$$t := 0, 0,01 \cdot 10^{-3} .. 2 \cdot 10^{-3} \quad c$$

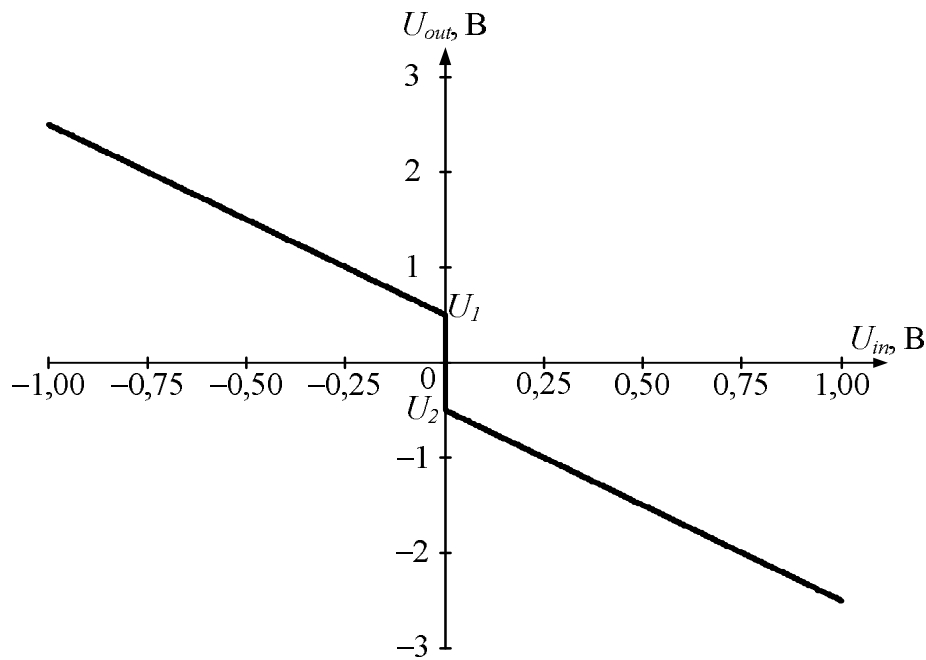


Рисунок 4.3 – Статична характеристика передачі перетворювача з нелінійністю типу «зона нечутливості 1» в MathCAD

Осцилограми роботи перетворювача з нелінійністю типу «зона нечутливості 1» в MathCAD наведено на рис. 4.4.

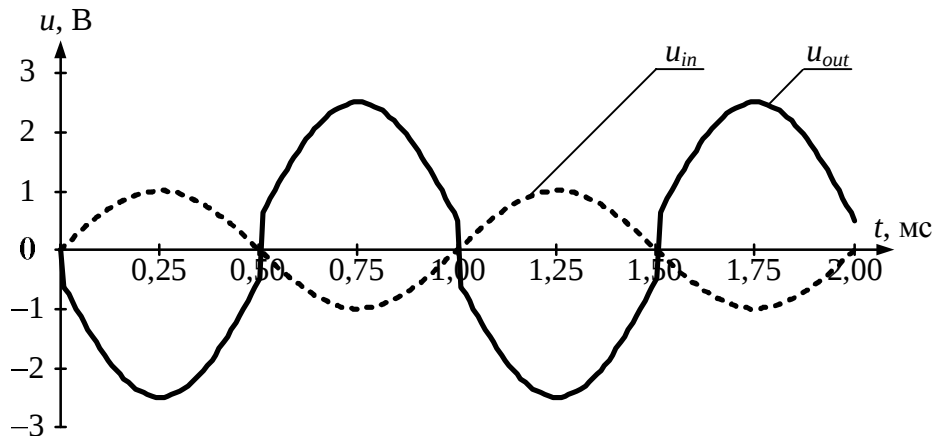


Рисунок 4.4 – Осцилограми роботи перетворювача з нелінійністю типу «зона нечутливості 1» в MathCAD

2.1.2. Розробити модель функціонування перетворювача з нелінійністю типу «зона нечутливості 1» для отримання статичної характеристики перетворення в Multisim, принципову схему якого наведено на рис. 4.5. Статичну характеристику передачі перетворювача з нелінійністю типу «зона нечутливості 1» в Multisim наведено на рис. 4.6.

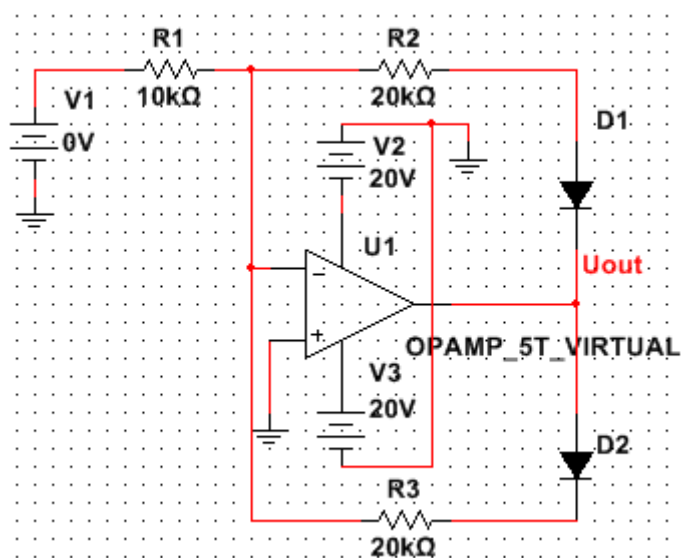


Рисунок 4.5 – Принципова схема перетворювача з нелінійністю «зона нечутливості 1» для визначення статичної характеристики перетворення

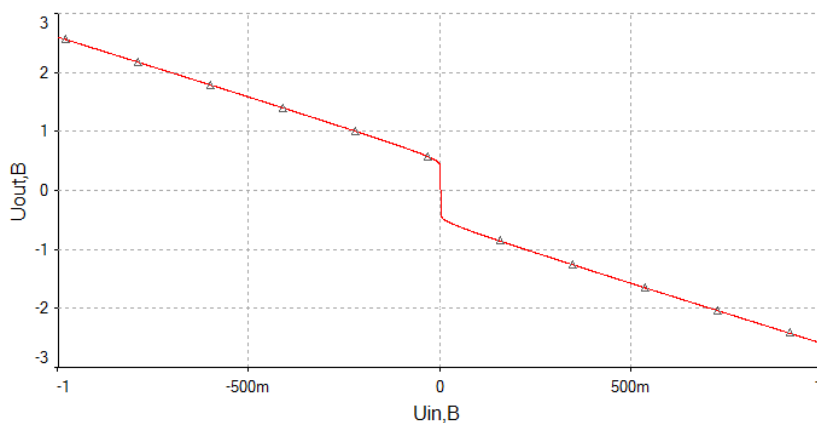


Рисунок 4.6 – Статична характеристика передачі перетворювача з нелінійністю типу «зона нечутливості 1» в Multisim

Принципова схема перетворювача з нелінійністю «зона нечутливості 1» для отримання осцилограм його роботи наведено на рис. 4.7, а осцилограми його роботи під час гармонійного (а), трикутного (б) та прямокутного (в) вхідного сигналу на рис. 4.8.

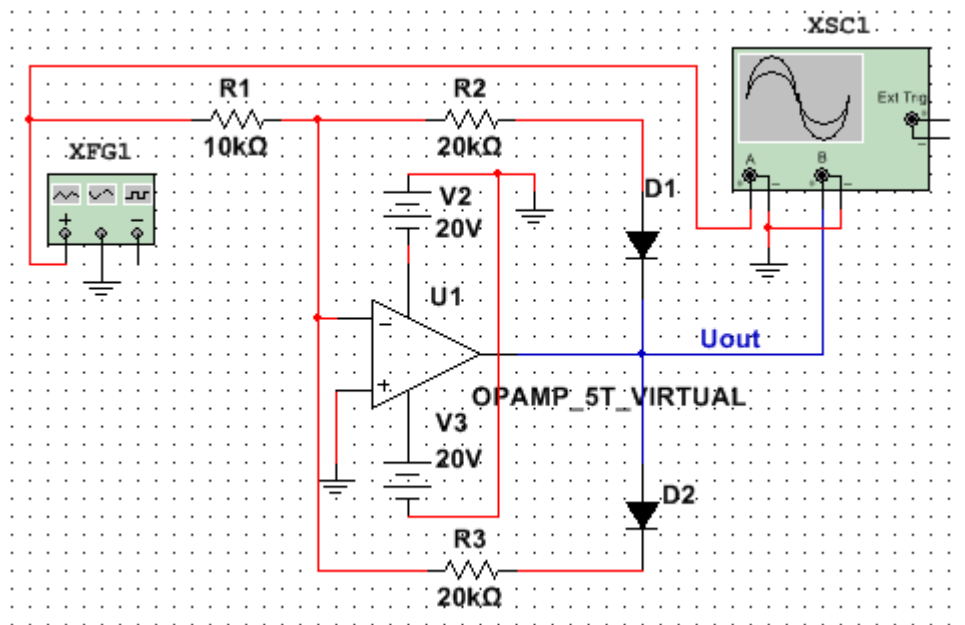
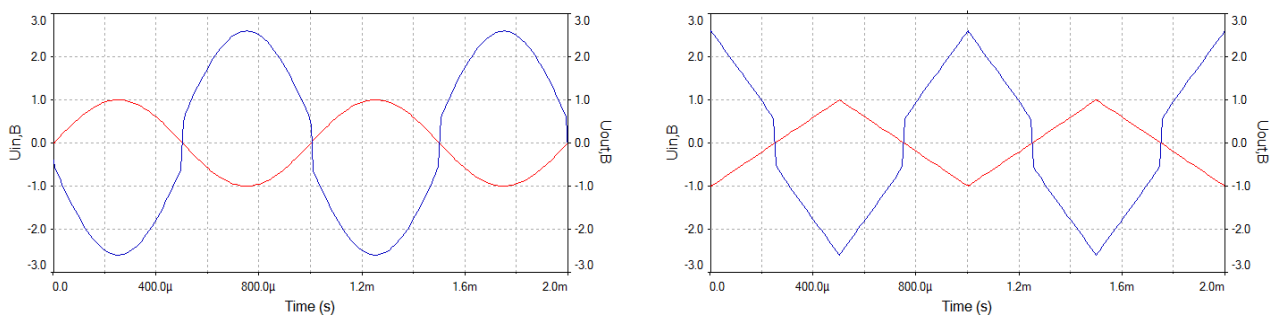
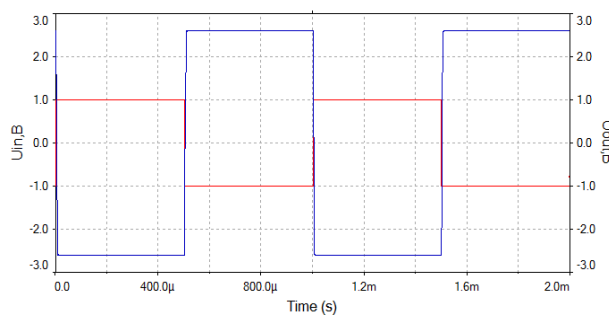


Рисунок 4.7 – Принципова схема перетворювача з нелінійністю «зона нечутливості 1» для отримання осцилограм роботи



б)



в)

Рисунок 4.8 – Осцилограми роботи перетворювача з нелінійністю типу «зона нечутливості 1» в Multisim

Необхідно виконати кількісний порівняльний аналіз отриманих результатів завдяки розрахунку показників точності розроблених математичних моделей в MathCAD та Multisim.

2.2. Розробка та дослідження моделі перетворювача з нелінійністю типу «зона нечутливості 2».

2.2.1. Розробити математичну модель перетворювача з нелінійністю типу «зона нечутливості 2» для отримання статичної характеристики перетворення в MathCAD, лістинг програми її реалізації:

$$U_{out}(U_{in}) := \begin{cases} 0 & \text{if } U_1 \leq U_{in} \leq U_2 \\ K_{U1} \cdot (U_{in} - U_1) & \text{if } U_{in} < U_1 \\ K_{U2} \cdot (U_{in} - U_2) & \text{if } U_{in} > U_2 \end{cases}$$

де U_{out} та U_{in} – вихідна та вхідна напруги перетворювача; $U_1 = -0,5$ В та $U_2 = 0,5$ В – постійні величини, що визначають ширину зони чутливості до вихідного сигналу; $K_{U1} = \frac{R_3}{R_1}$ та $K_{U2} = \frac{R_3}{R_2}$ – коефіцієнти перетворення за напругою; номінали резисторів, що застосовуються в схемі перетворювача з нелінійністю типу «зона нечутливості 2» (див. рис. 4.11): $R_1 = R_2 = 10$ кОм; $R_3 = 20$ кОм.

Статичну характеристику перетворювача з нелінійністю типу «зона нечутливості 2», яку отримано під час моделювання в MathCAD, наведено на рис. 4.9.

Для отримання осцилограм роботи на вхід математичної моделі подається гармонійний сигнал:

$$T := 1 \cdot 10^{-3} \text{ с} \quad \omega := \frac{2 \cdot \pi}{T} \quad \omega = 6283 \text{ рад/с}$$

$$U_m := 2 \text{ В} \quad u_{in}(t) := U_m \cdot \sin(\omega \cdot t)$$

Лістинг програми в MathCAD для отримання осцилограм роботи перетворювача з нелінійністю типу «зона нечутливості 2»:

$$u_{out}(t) := \begin{cases} 0 & \text{if } U_1 \leq u_{in}(t) \leq U_2 \\ K_{U1} \cdot (u_{in}(t) - U_1) & \text{if } u_{in}(t) < U_1 \\ K_{U2} \cdot (u_{in}(t) - U_2) & \text{if } u_{in}(t) > U_2 \end{cases}$$

$$t := 0, 0.01 \cdot 10^{-3} \dots 2 \cdot 10^{-3} \text{ c}$$

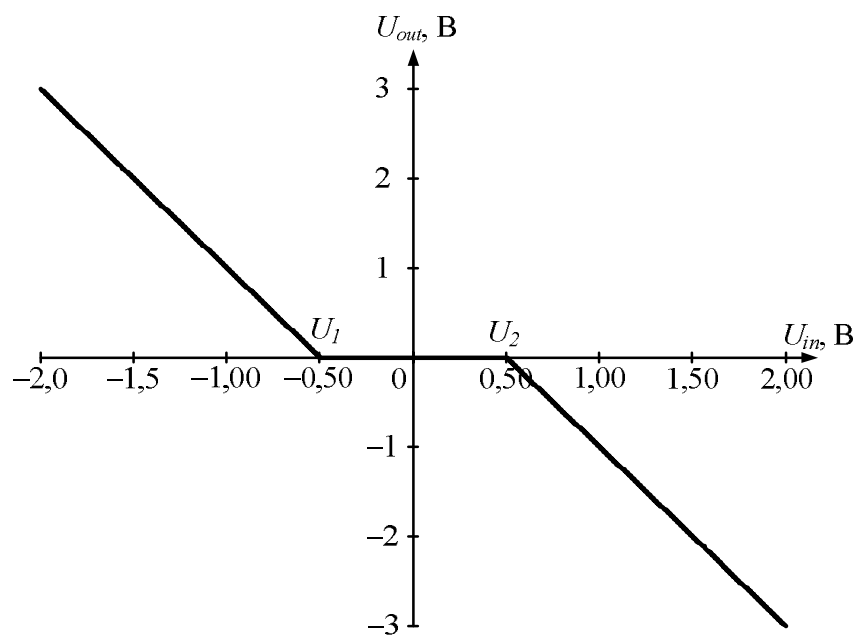


Рисунок 4.9 – Статична характеристика передачі перетворювача з нелінійністю типу «зона нечутливості 2» в MathCAD

Осцилограми роботи перетворювача з нелінійністю типу «зона нечутливості 2» в MathCAD наведено на рис. 4.10.

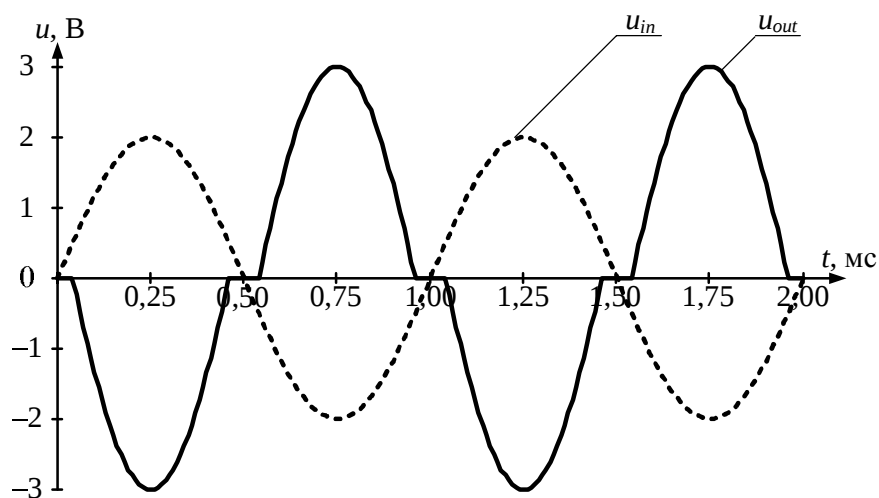


Рисунок 4.10 – Осцилограми роботи перетворювача з нелінійністю типу «зона нечутливості 2» в MathCAD

2.2.2. Розробити модель функціонування перетворювача з нелінійністю типу «зона нечутливості 2» для отримання статичної характеристики перетворення в Multisim, принципову схему якого наведено на рис. 4.11. Статичну характеристику передачі перетворювача з нелінійністю типу «зона нечутливості 2» в Multisim наведено на рис. 4.12.

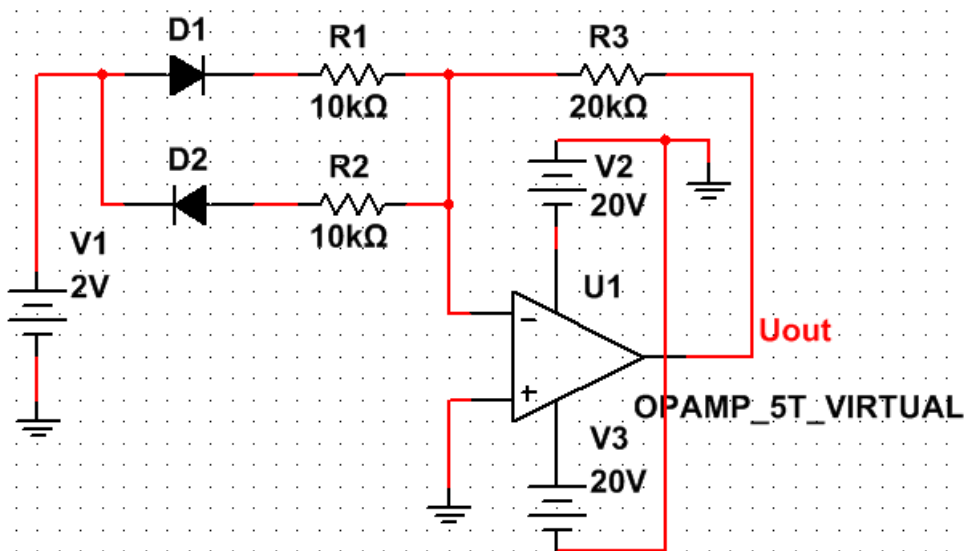


Рисунок 4.11 – Принципова схема перетворювача з нелінійністю «зона нечутливості 2» для визначення статичної характеристики перетворення

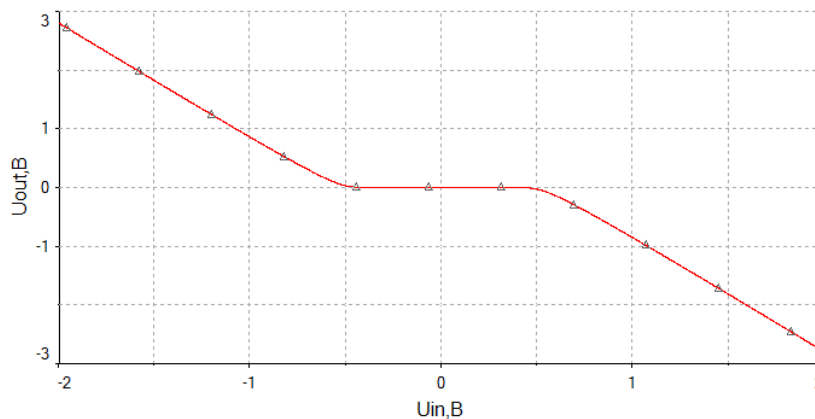


Рисунок 4.12 – Статична характеристика передачі перетворювача з нелінійністю типу «зона нечутливості 2» в Multisim

Принципова схема перетворювача з нелінійністю «зона нечутливості 2» для отримання осцилограм його роботи наведено на рис. 4.13, а осцилограми його роботи під час гармонійного (а), трикутного (б) та прямокутного (в) вхідного сигналу на рис. 4.14.

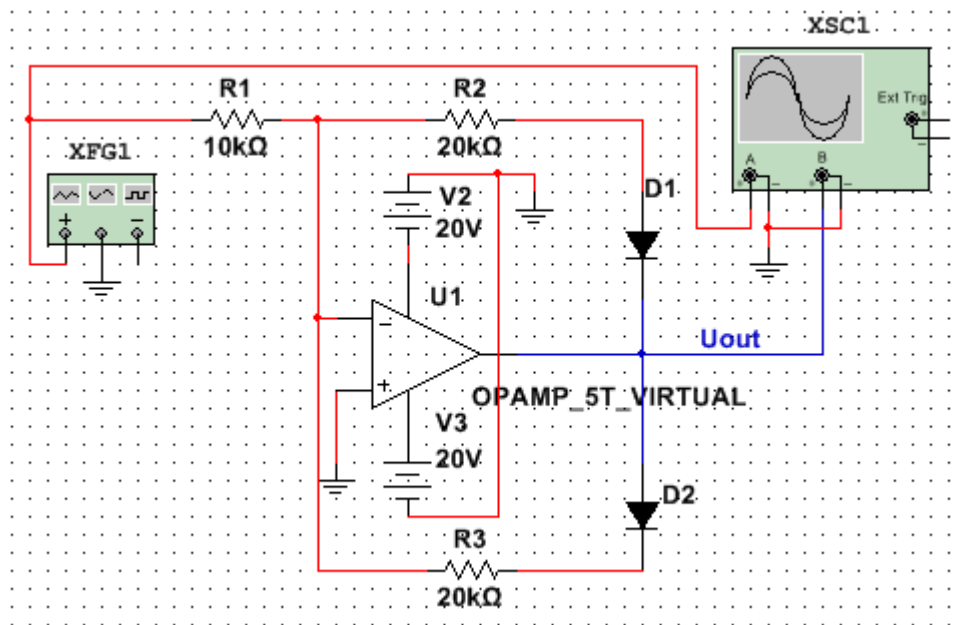
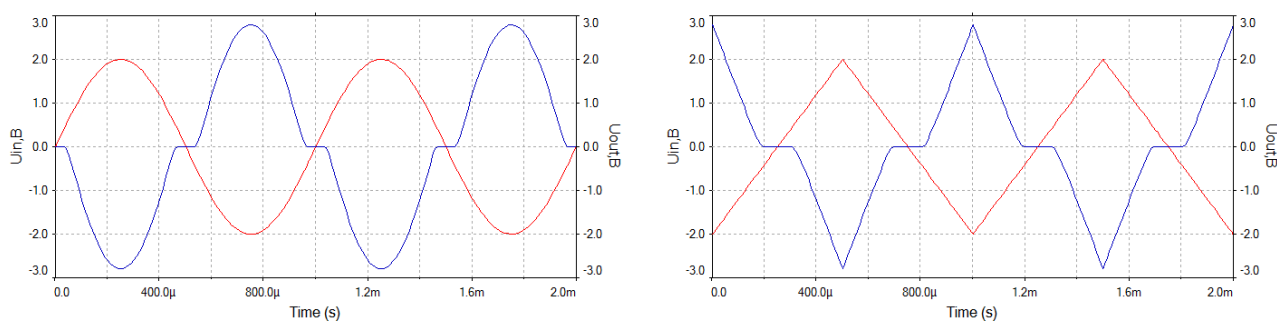
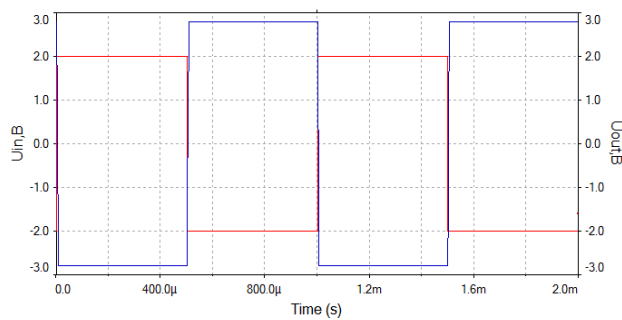


Рисунок 4.13 – Принципова схема перетворювача з нелінійністю «зона нечутливості 2» для отримання осцилограм роботи



б)



в)

Рисунок 4.14 – Осцилограми роботи перетворювача з нелінійністю типу «зона нечутливості 2» в Multisim

Необхідно виконати кількісний порівняльний аналіз отриманих результатів завдяки розрахунку показників точності розроблених математичних моделей в MathCAD та Multisim.

3. Зміст звіту

3.1. Мета роботи.

3.2. Математична модель перетворювача з нелінійністю типу «зона нечутливості 1» в MathCAD та Multisim зі статичною характеристикою перетворення та осцилограмами роботи.

3.3. Математична модель перетворювача з нелінійністю типу «зона нечутливості 2» в MathCAD та Multisim зі статичною характеристикою перетворення та осцилограмами роботи.

3.4. Кількісний порівняльний аналіз отриманих результатів завдяки розрахунку показників точності розроблених математичних моделей в MathCAD та Multisim.

3.5. Висновки за результатами виконаної роботи.

4. Контрольні запитання

1. Дайте визначення нелінійним засобам вимірювання.

2. Яка послідовність дій під час складання математичної моделі нелінійного засобу вимірювання?

3. Яким чином здійснюється виділення нелінійності в засобах вимірювання?

4. Виконайте аналіз найбільш поширених характеристик суттєво нелінійних елементів.

5. Наведіть характеристики типових нелінійних елементів.

6. Наведіть математичну модель нелінійності типу «зона нечутливості 1» для визначення статичної характеристики перетворення.

7. Наведіть математичну модель нелінійності типу «зона нечутливості 2» для отримання осцилограм роботи вимірювального перетворювача.

8. Яка принципова схема вимірювального перетворювача на базі операційного підсилювача реалізує двохпозиційне реле.

9. Наведіть математичну модель нелінійності типу «двохпозиційне реле» для отримання осцилограм роботи вимірювального перетворювача.

10. Наведіть математичну модель для розрахунку статичної характеристики перетворення аналого-цифрового перетворювача.

Література: [10, 11].

ЛАБОРАТОРНА РОБОТА № 5

ОБҐРУНТУВАННЯ МЕТРОЛОГІЧНИХ ВИМОГ ДО ВИМІРЮВАЛЬНИХ ПАРАМЕТРІВ СИСТЕМИ

Мета роботи – засвоїти методику обґрунтування метрологічних вимог до величин і діапазонів зміни параметрів і дестабілізуючих факторів, які визначаються опосередковано вимірювальною системою.

1. Підготовка до роботи

1.1. Структурна схема інформаційно-вимірювальної системи.

Для вимірювання концентрації домішок у воді у теперішній час використовують потенціометричний метод вимірювання з використанням іоноселективних електродів, за допомогою яких можна визначити концентрацію більше ніж 50 катіонів, аніонів та молекулярних сполук. Для вимірювання температури проби води застосовується датчик температури, який підключений до відповідного вимірювального каналу системи.

Структурну схему інформаційно-вимірювальної системи визначення концентрації домішок у воді на основі потенціометричного методу з використанням іоноселективних електродів представлено на рисунку 5.1, де позначено: ІСЕ – іоноселективний електрод, ПВП – первинний вимірювальний перетворювач (перетворює зміну температури до пропорційного значення напруги); ЕМП – електрометричний підсилювач, ДП – диференціальний підсилювач; НП – нормуючий перетворювач; АК – аналоговий комутатор; АЦП – аналого-цифровий перетворювач; МК – мікроконтролер; ЦІ – цифровий індикатор; USB – протокол передачі інформації до комп'ютера.

Величина різниці потенціалів на виході ІСЕ, значення якої пропорційно концентрації домішок у воді, надходить до електрометричного підсилювача. Сигнал зміни температури проби води перетворюється терморезистором, який включено до відповідного плеча вимірювального мосту, перетворюється до електричного сигналу та надходить на вхід диференціального підсилювача. Вихідні сигнали електрометричного та диференціального підсилювачів надходять до відповідного нормуючого підсилювача. Аналоговий комутатор по черзі видає сигнали до аналого-цифрового перетворювача. Час перемикання аналогового комутатора визначає мікроконтролер.

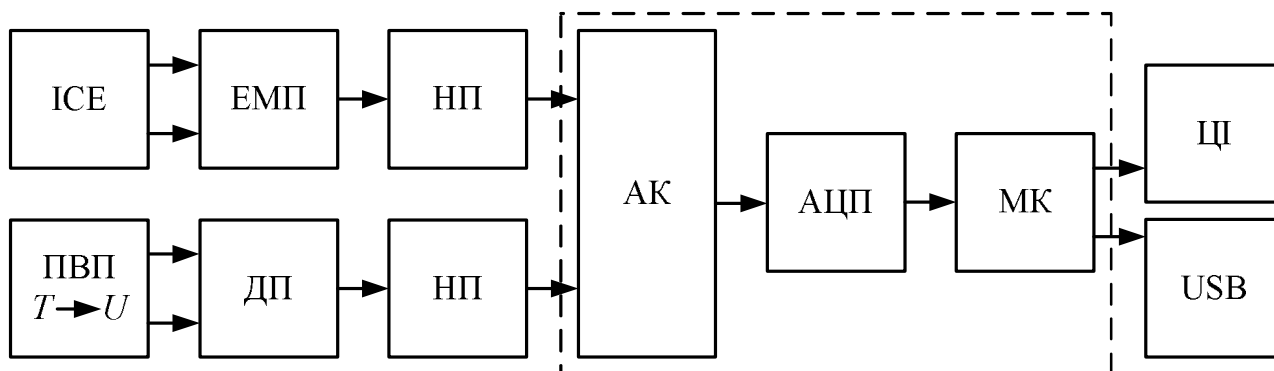


Рисунок 5.1 – Структурна схема інформаційно-виміральної системи визначення концентрації домішок у воді

Значення електричних аналогових сигналів перетворюються аналогово-цифровим перетворювачем до двійкових кодів. Керуючі сигнали на початок перетворення та видачу кодів формує мікроконтролер. У пам'яті мікроконтролера зберігаються константи та програми обробки даних. Пристрій індикації, який розташовано безпосередньо на корпусі систем, виводить інформацію щодо зміни концентрації домішок у воді та її температури. Через USB протокол мікроконтролер здійснює передачу інформації до комп'ютера.

1.2. Розрахунок метрологічних характеристик каналів виміральної системи.

У іонометрії прийнято виражати концентрацію іонів через величину pX (p -функцію), яка дорівнює (негативному логарифму концентрації):

$$pX = -\lg(a),$$

де a – концентрація іонів ($\text{мг/дм}^3 = \text{мг/л}$)/

Рівняння Нернста описує закономірність зміни потенціалу від концентрації іонів та температури:

$$\begin{aligned} E(pX, T) &= E_0 - \frac{2,303 \cdot R}{z \cdot F} \cdot T \cdot pX = E_0 - S(T) \cdot pX = \\ &= E_0 - k \cdot T \cdot pX, \end{aligned}$$

де E – різниця потенціалів між ICE та електродом порівняння; S – нахил електродної функції (+ для катіонів, – для аніонів); E_0 – константа, величина

якої визначається вибором електрода порівняння та його електродного потенціалу; $R = 8,314 \frac{\text{Дж}}{\text{моль} \cdot \text{К}}$ – газова постійна; T – температура, К;

$F = 96487 \frac{\text{Кл}}{\text{моль}}$ – число Фарадея, z – заряд іона, що визначається;

$$k = 1,984 \cdot 10^{-4} \frac{\text{В}}{\text{К}}.$$

Ця закономірність називається електродної функцією. У координатах E від pX градувальна характеристика має вигляд прямої, нахил якої наближається до величини 59 мВ для однозарядних іонів. Для двозарядних іонів нахил дорівнює 29 мВ.

Під час іонометричного аналізу важливе місце займає попередня оцінка похибки визначення аналізованого компонента. За характером похибки всі режими вимірювань поділяються на дві групи. До першої групи належать вимірювання в одиницях pX . Похибка вимірювання pX є абсолютною та розраховується таким чином:

$$\Delta pX = \frac{\Delta E}{S},$$

де ΔE – абсолютне відхилення вимірювального значення E від істинного.

До другої групи входять режими вимірювання концентрації в г/л, г-іон/л та активності аналізованих іонів. Похибка в цьому випадку має відносний (δ) характер, а її величина розраховується за співвідношенням:

$$\delta = 2,3 \cdot \frac{\Delta E}{S} \cdot 100 \, \%.$$

Наведені формули застосовуються для оцінки принципово можливої точності вимірювань з використанням обраного вимірювача концентрації іонів. Якщо точність вимірювання потенціалу складає близько 0,5 мВ, то для однозарядного іона величина мінімальної похибки становить 0,01 одиниці pX та 2% під час вимірювання концентрації.

Величина абсолютної похибки вимірювання концентрації активних іонів визначається за таким співвідношенням:

$$\Delta_{pX} = K(P) \cdot \sqrt{\left(\frac{\partial}{\partial E} pX(E, T) \cdot \Delta_E\right)^2 + \left(\frac{\partial}{\partial T} pX(E, T) \cdot \Delta_T\right)^2},$$

де $\frac{\partial}{\partial E} pX(E, T) = \frac{\partial}{\partial E} \left(\frac{E_0 - E}{kT} \right) = -\frac{1}{kT}$; $\frac{\partial}{\partial T} pX(E, T) = \frac{\partial}{\partial T} \left(\frac{E_0 - E}{kT} \right) = \frac{E - E_0}{kT^2}$ – частинні похідні функції за змінними E та T ; $K(P)=1,1$ якщо довірна імовірність складає $P=0,95$.

Величина абсолютної похибки вимірювання потенціалу іоноселективних електродів становить половині від молодшого розряду АЦП:

$$\Delta_E = \frac{U_{АЦП}}{2^N} = \frac{5,0}{2 \cdot 2^{10}} = 2,44 \text{ мВ.}$$

Величина відносної похибки вимірювання температури становить 2,5%, тому значення абсолютної похибки вимірювання температури дорівнює:

$$\Delta_T = \frac{\delta \cdot (T_{\max} - T_{\min})}{100} = \frac{2,5 \cdot (313 - 273)}{100} = 1 \text{ К.}$$

Значення абсолютної похибки вимірювання концентрації активних іонів:

$$\begin{aligned} \Delta_{pX} &= K(P) \cdot \sqrt{\left(\frac{\partial}{\partial E} pX(E, T) \cdot \Delta_E\right)^2 + \left(\frac{\partial}{\partial T} pX(E, T) \cdot \Delta_T\right)^2} = \\ &= K(P) \cdot \sqrt{\left(-\frac{1}{kT} \cdot \Delta_E\right)^2 + \left(\frac{E - E_0}{kT^2} \cdot \Delta_T\right)^2} = \\ &= 1,1 \cdot \sqrt{\left(-\frac{1}{1,984 \cdot 10^{-4} \cdot 298} \cdot 2,44 \cdot 10^{-3}\right)^2 + \left(\frac{(43,95 - 151,49) \cdot 10^{-3}}{1,984 \cdot 10^{-4} \cdot 298^2} \cdot 1,0\right)^2} = \\ &= 1,1 \cdot \sqrt{\left(-17,202 \cdot 2,44 \cdot 10^{-3}\right)^2 + \left(-6,314 \cdot 10^{-3} \cdot 1,0\right)^2} = \\ &= 1,1 \cdot \sqrt{1,764 \cdot 10^{-3} + 3,987 \cdot 10^{-5}} = 1,1 \cdot \sqrt{1,764 \cdot 10^{-3} + 0,034 \cdot 10^{-3}} = 0,05. \end{aligned}$$

Величина відносної похибки вимірювання pX :

$$\delta_{pX} = \frac{\Delta_{pX}}{pX} \cdot 100 \% = \frac{0,05}{1,85} \cdot 100 = 2,7 \ \%.$$

Для зменшення величини похибки вимірювання необхідно дотримуватися правил, що оптимізують процедуру аналізу. Істотно впливає на величину похибки визначення стабільності вимірюваного потенціалу під час застосування методу градувального графіка. Оскільки не всі іоноселективні електроди мають високу стабільність потенціалу, важливо знати, в який момент виконання вимірювань можна вважати величину потенціалу постійною, тобто придатною до розрахунку. Незважаючи на те, що деякі дослідники вважають потенціал постійним після певного часу від початку вимірювання, переважна більшість використовують для розрахунку величину потенціалу після досягнення певного рівня його дрейфу. Використання рекомендованого способу дозволяє отримувати лінійні градування, більш точні результати під час коливання сольового фону в пробах. Верхньою межею дрейфу потенціалу, під час якого ще можливо визначення методом градувального графіка зі задовільною точністю, можна рекомендувати величину від 0,5 до 1,0 мВ/хв.

Під час проведення аналізу можна вважати недостовірними результати ті, які отримано за межами градування, оскільки ці функції є зазвичай нелінійними, а екстраполяція призводить до великих значень похибок. Якщо в результаті вимірювань в пробі концентрація компоненти, що визначається, знаходиться поза межами градування, необхідно провести градування заново таким чином, щоб передбачуваний результат аналізу знаходився між крайніми значеннями проб.

2. Порядок виконання роботи

2.1. Побудувати графік статичної характеристики перетворення ІСЕ від значення pX та зміни температури T проби води (див. рис. 5.2), лістинг програми для її реалізації в MathCAD:

$$T_{\max} = 313 \text{ K} \quad T_{\text{sr}} = 293 \text{ K} \quad T_{\min} = 273 \text{ K}$$

$$E_0 := 151.49 \cdot 10^{-3} \text{ В} \quad k := 1.984 \cdot 10^{-4} \text{ В / К}$$

$$E(pX, T) := E_0 - k \cdot T \cdot pX \quad pX := 0.2, 0.201 \dots 3.5$$

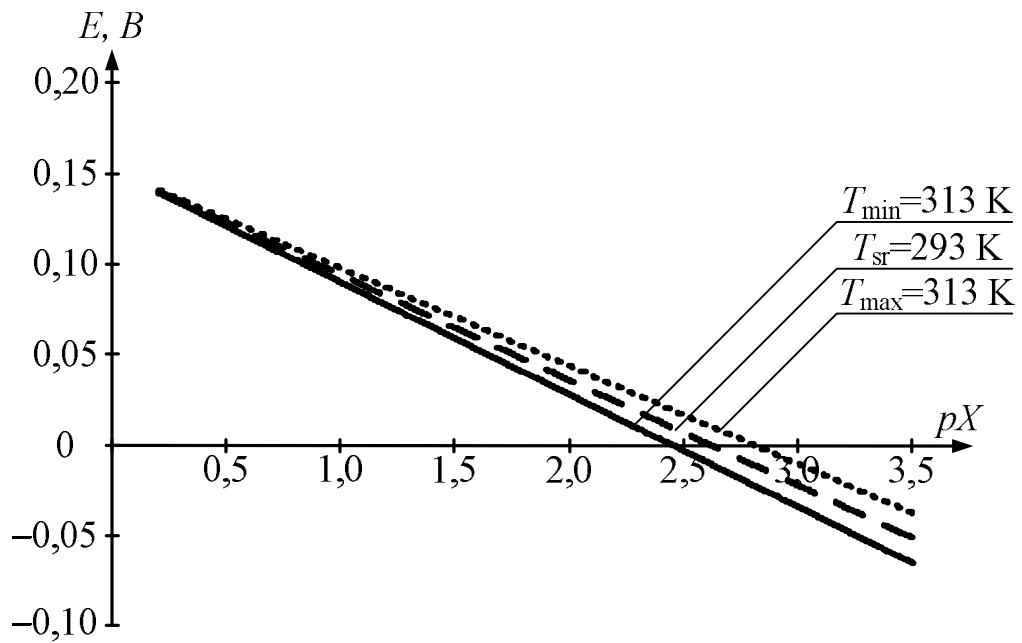


Рисунок 5.2 – Статична характеристика перетворення ICE

2.2. Побудувати графік зміни абсолютної похибки вимірювання pX від розрядності АЦП (див. рис. 5.3), якщо абсолютна похибка вимірювання температури не більше ± 1 К у діапазоні від 273 до 313 К, лістинг програми для її реалізації в MathCAD:

$$\underline{K} := 1.1 \quad E(pX_{sr}, T_{sr}) = 0.04395 \text{ В}$$

$$pX_{sr} = 1.85 \quad T_{sr} = 293 \text{ К}$$

$$\Delta T = 1 \text{ К}$$

$$\Delta pX(\Delta E, \Delta T) := K \cdot \sqrt{\left(-\frac{1}{k \cdot T_{sr}} \cdot \Delta E \right)^2 + \left(\frac{E(pX_{sr}, T_{sr}) - E_0}{k \cdot T_{sr}^2} \cdot \Delta T \right)^2}$$

$$\Delta \Delta E(n) := \frac{U_{\text{АЦП}}}{2 \cdot 2^n} \quad \underline{n} := 8, 9.. 16$$

Виконати аналіз отриманої залежності зміни абсолютної похибки вимірювання pX від розрядності АЦП (див. рис. 5.3) та зробити висновок щодо необхідної та достатньої кількості розрядів АЦП. На основі виконаного аналізу необхідно поставити та обґрунтувати метрологічні вимоги для вимірювального каналу різниці потенціалів ICE.

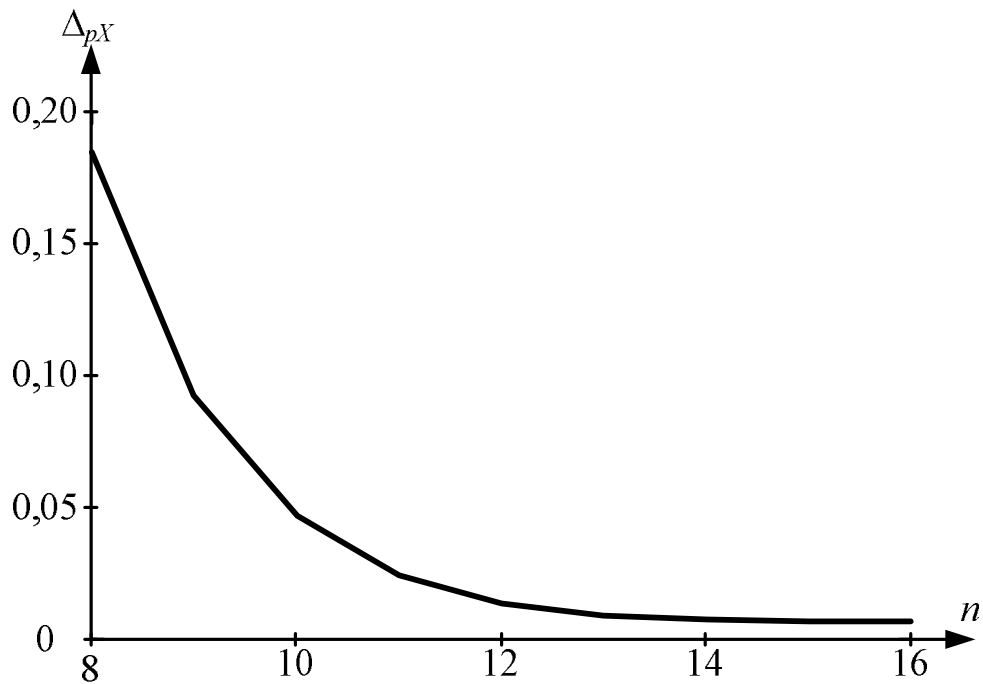


Рисунок 5.3 – Графік зміни абсолютної похибки вимірювання pX від розрядності АЦП, якщо $\Delta_T = \pm 1 \text{ K}$ у діапазоні від 273 до 313 K

2.3. Побудувати графік зміни абсолютної похибки вимірювання pX від зміни абсолютної похибки вимірювання температури (див. рис. 5.4), якщо абсолютна похибка вимірювання різниці потенціалів ICE не більше $\pm 2,5 \text{ мВ}$ у діапазоні від 0 до 5 В.

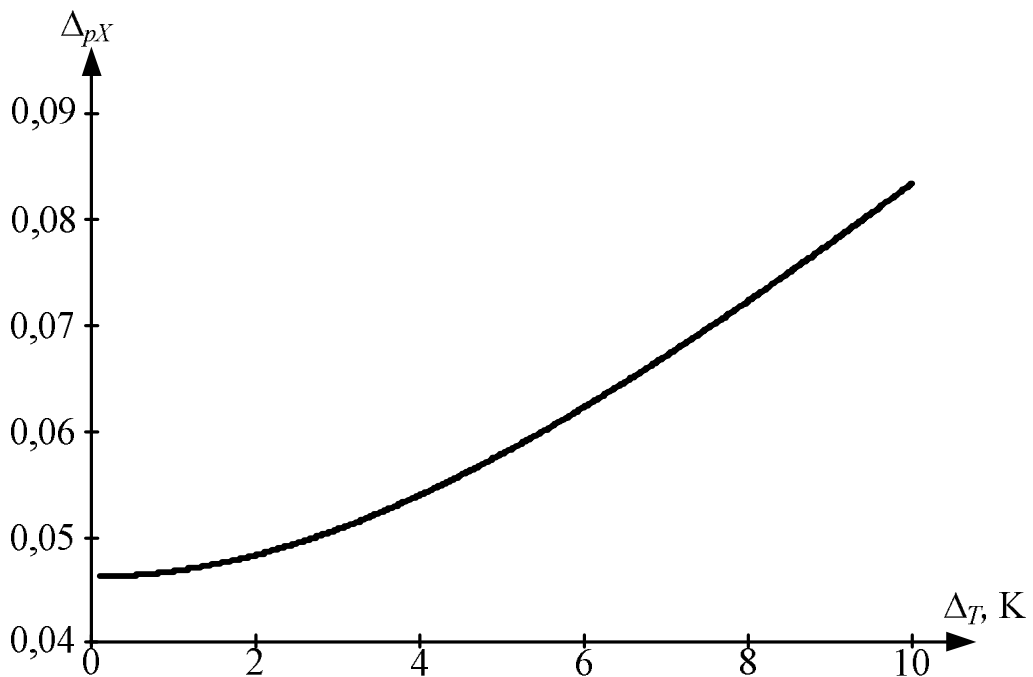


Рисунок 5.4 – Графік зміни абсолютної похибки вимірювання pX від зміни Δ_T , якщо $\Delta_E = \pm 2,5 \text{ мВ}$ у діапазоні від 0 до 5 В

Виконати аналіз отриманої залежності зміни абсолютної похибки вимірювання pX від зміни абсолютної похибки вимірювання температури (див. рис. 5.4) та зробити висновок щодо необхідної та достатньої величини Δ_T . На основі виконаного аналізу необхідно поставити та обґрунтувати метрологічні вимоги для вимірювального каналу температури інформаційно-вимірювальної системи.

3. Зміст звіту

3.1. Мета роботи.

3.2. Графіки статичної характеристика перетворення ІСЕ, абсолютної похибки вимірювання pX від розрядності АЦП та абсолютної похибки вимірювання температури, а також лістинги програми для їх розрахунку.

3.3. Аналіз отриманих результатів, а також постановка та обґрунтування метрологічних вимог до вимірювальних каналів системи.

3.4. Висновки за результатами виконаної роботи.

4. Контрольні запитання

1. Поясніть призначення елементів інформаційно-вимірювальної системи визначення концентрації домішок у воді.

2. Який алгоритм функціонування вимірювальної системи концентрації домішок у воді?

3. Як здійснюється розрахунок метрологічних характеристик під час застосування опосередкованого методу вимірювання?

4. Яким чином здійснюється оптимізація процедур для зменшення величини похибки вимірювання концентрації домішок у воді?

5. Чи можна вважати достовірними результати вимірювання, які здійснюються за межами градуовальної характеристики?

6. Виконайте оцінку впливу похибки вимірювання різниці потенціалів на показники точності системи визначення концентрації домішок у воді.

7. Оцініть вплив зміни похибки вимірювання температури води на показники точності системи визначення концентрації домішок у воді.

8. Як впливає розрядність АЦП на показники точності системи?

Література: [18, 19].

ЛАБОРАТОРНА РОБОТА № 6

ПЛАНУВАННЯ ЕКСПЕРИМЕНТУ ПІД ЧАС ДОСЛІДЖЕННЯ ВИМІРЮВАЛЬНОЇ СИСТЕМИ

Мета роботи – засвоїти методику планування експерименту під час багатофакторного дослідження параметрів вимірювальної системи з визначенням значень коефіцієнтів лінійної регресії.

1. Підготовка до роботи

У основу планування покладено багатофакторний експеримент, у якому під час переходу від досліду до досліду одночасно змінюються всі вхідні величини. У традиційному однофакторному експерименті сукупність дослідів поділяється на серії. У цій серії змінюється одна вхідна величина, а решта підтримуються постійними. Така методика прийнятна для відносно простих об'єктів. Коли ж параметр залежить від чотирьох-шести та більше факторів, використання однофакторних експериментів ускладнено. Планування експерименту дозволяє зменшити число дослідів і підвищити точність коефіцієнтів рівняння регресії, які одержано під час обробки результатів.

1.1. Класифікація планів математичних експериментів.

Розглянемо класифікацію тільки за тими ознаками, що будуть розглядатися, і використовуватися в подальшому викладі. Розрізняють плани основного експерименту та експерименту, що відсіює. Мета основного полягає у встановленні залежностей, що потрібно визначити, для об'єкта дослідження. Мета другого експерименту – в виявленні значущих факторів. Всі плани можна розділити на плани оптимізації та апроксимації. Для оптимізації (екстремальний експеримент) здійснюється пошук найкращих умов функціонування об'єкта. Під час апроксимації встановлюється аналітична залежність між параметрами та факторами.

Залежно від того, коефіцієнти якого полінома знаходяться під час проведення експерименту, розрізняють плани першого та вищих порядків. Добре розроблені плани першого та другого порядків. У першому випадку визначаються коефіцієнти лінійного рівняння:

$$y = b_0 + \sum_{i=1}^k b_i \cdot x_i,$$

де y – параметр, b_0 – вільний член; k – число факторів; i – порядковий номер; b_i – коефіцієнти для відповідного фактора; x_i – фактор.

У планах другого порядку визначаються коефіцієнти полінома другого ступеня виду:

$$y = b_0 + \sum_{i=1}^k b_i \cdot x_i + \sum_{i,j=1}^C b_{ij} \cdot x_i \cdot x_j + \sum_{i,j=1}^k b_{ij} \cdot x_i,$$

де C – число сполучень з k факторів по два; j – порядковий номер, який відрізняється від i .

Розрізняють повно-факторні експерименти (ПФЕ) та дробово-факторні експерименти (ДФЕ). Пояснимо суть цих понять на прикладі планів першого порядку. Для побудови лінійної моделі в досліджах досить фіксувати фактори на двох рівнях – на верхньому та нижньому. Якщо під час планування є перебір всіх можливих поєднань, то маємо справу з ПФЕ. Якщо використовується частина ПФЕ, то експеримент називається ДФЕ.

Експеримент може бути фізичним і математичним. У останньому випадку також використовується теорію планування. Розрахунки виконується для випадків, коли процеси в об'єкті описуються досить громіздкими та складними системами рівнянь. Однак для отримання результатів часто буває важко зробити висновки щодо оптимального функціонування об'єкта або вигляду залежностей між параметрами та факторами. Теорія планування експерименту дозволяє усунути ці труднощі.

1.2. Матриця планування математичного експерименту.

Складання плану експерименту передуює ретельний аналіз об'єкта дослідження для встановлення його параметрів і факторів. У творчому відношенні це найбільш важливий етап. У більшості випадків апріорної інформації щодо об'єкта виявляється досить для встановлення параметра.

З вибором факторів справа значно складніше. Число факторів, що характеризують реальні об'єкти зазвичай досить велика та їх облік різко ускладнює вирішення задачі. У реальних умовах фактори не однаково

впливають на параметр: вплив одних значимий, а впливом інших можна знехтувати. Для поділу факторів на значущі та незначущі використовуються ідеї дисперсійного аналізу. Істотний вплив має фактор, якщо його вклад до області, що цікавить, в дисперсію параметра значимо на фоні дисперсії, що обумовлено похибками досліджень. Після виділення значущих факторів визначають їх рівні.

Рівнем фактора називається його значення, що фіксується під час експерименту. У планах першого порядку використовується нижній та верхній рівні. Зазвичай до основного експерименту з тих чи інших міркувань можна виділити діапазон, у якому дослідника цікавить залежність параметра від цього фактора. У цьому випадку найбільше значення фактора в діапазоні приймається за верхній рівень, а найменше за нижчий рівень.

Інтервалом варіювання називається значення фактора в натуральних одиницях, підсумовування якого до нульового рівня дає верхній, а віднімання – нижній рівень. Позначимо цей фактор X_i , його нижній рівень – X_{iH} , верхній – X_{iB} , а нульовий – X_{i0} . Тоді інтервал варіювання:

$$\Delta X_i = X_{i0} - X_{iH} = X_{iB} - X_{i0}.$$

У теорії планування експерименту широко використовується кодування значення фактора:

$$x_i = \frac{X_i - X_{i0}}{\Delta X_i},$$

де X_i – натуральне значення фактора на відповідному рівні; X_{i0} – натуральне значення фактора на нульовому рівні; ΔX_i – інтервал варіювання відповідного фактора.

Кодоване значення будь-якого фактора на нижньому рівні:

$$x_{iH} = \frac{X_{iH} - X_{i0}}{\Delta X_i} = -1,$$

а на верхньому рівні

$$x_{iB} = \frac{X_{iB} - X_{i0}}{\Delta X_i} = 1.$$

Область визначення факторів в експерименті можна зобразити графічно. Для двох факторів до кодування вона зображується прямокутником, розміри якого залежать від масштабів і значень фізичних величин (див. рис. 6.1). Після кодування отримуємо квадрат (див. рис. 6.2). Для трьох факторів, що встановлюються на двох рівнях, така область має вигляд куба. У загальному випадку для факторів k будемо мати справу з k вимірним кубом у k -вимірному просторі.

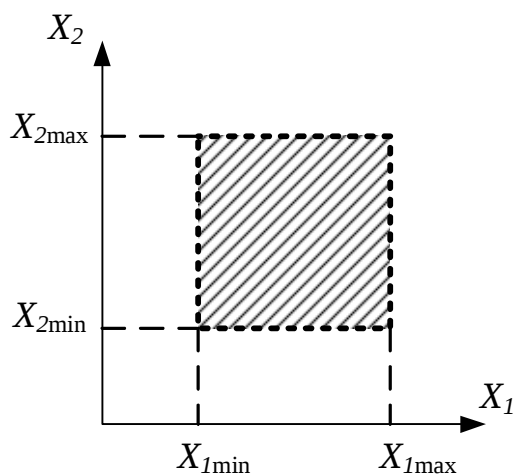


Рисунок 6.1 – Область визначення факторів

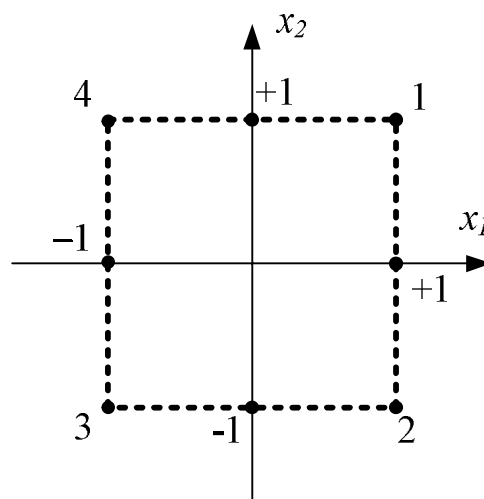


Рисунок 6.2 – Область визначення кодіваних факторів

Прийmemo як перший фактор p -функцію концентрації активних іонів pX , позначимо його X_1 . Другим фактором T буде температура води X_2 . Під час попереднього аналізу встановлено доцільність проведення експерименту, якщо $pX = 0,2 - 3,5$ й температурі $T = 273 - 313$ К.

На основі цього приймаємо такі рівні факторів:

$$X_{1H} = 0,2;$$

$$X_{1B} = 3,5;$$

$$X_{2H} = 273 \text{ К};$$

$$X_{2B} = 313 \text{ К},$$

нульові рівні:

$$X_{10} = 1,85;$$

$$X_{20} = 293 \text{ К}.$$

Кодоване значення нижніх і верхніх рівнів фактів будуть відповідати -1 та $+1$. Усі можливі комбінації під час варіювання факторів на двох рівнях визначаються чотирма дослідями. План експерименту зображено у вигляді матриці планування для двох факторів, яку наведено в таблиці 6.1.

Таблиця 6.1 – Матриця для двох факторів (ПФЕ 2^2)

Номер досліду	Фактори		y
	x_1	x_2	
1	-1	-1	y_1
2	$+1$	-1	y_2
3	-1	$+1$	y_3
4	$+1$	$+1$	y_4

1.3. Визначення коефіцієнтів рівняння регресії.

За даними наведеного експерименту можна визначити коефіцієнти лінійного рівняння регресії:

$$\hat{y} = b_0 + b_1 \cdot x_1 + b_2 \cdot x_2,$$

де $\hat{y}$ – розрахункове значення параметра.

У всіх дослідях $x_0 = 1$, то рівняння можна представити в вигляді:

$$\hat{y} = b_0 \cdot x_0 + b_1 \cdot x_1 + b_2 \cdot x_2.$$

Для визначення коефіцієнтів необхідно, щоб сума квадратів відхилень була мінімальною:

$$\sum_{u=1}^n \left[y_u - (b_0 \cdot x_0 + b_1 \cdot x_{1u} + b_2 \cdot x_{2u}) \right]^2 = \min.$$

Відповідно до теорії регресивного аналізу остання умова буде виконуватися якщо:

$$\sum_{u=1}^n \left[y_u - (b_0 \cdot x_0 + b_1 \cdot x_{1u} + b_2 \cdot x_{2u}) \right] \cdot x_0 = 0;$$

$$\sum_{u=1}^n \left[y_u - (b_0 \cdot x_0 + b_1 \cdot x_{1u} + b_2 \cdot x_{2u}) \right] \cdot x_{1u} = 0;$$

$$\sum_{u=1}^n \left[y_u - (b_0 \cdot x_0 + b_1 \cdot x_{1u} + b_2 \cdot x_{2u}) \right] \cdot x_{2u} = 0.$$

Після перетворення отримаємо:

$$\sum_{u=1}^n y_u \cdot x_0 - b_0 \cdot \sum_{u=1}^n (x_0)^2 - b_1 \cdot \sum_{u=1}^n x_{1u} \cdot x_0 - b_2 \cdot \sum_{u=1}^n x_{2u} \cdot x_0 = 0;$$

$$\sum_{u=1}^n y_u \cdot x_{1u} - b_0 \cdot \sum_{u=1}^n x_{1u} \cdot x_0 - b_1 \cdot \sum_{u=1}^n (x_{1u})^2 - b_2 \cdot \sum_{u=1}^n x_{1u} \cdot x_{2u} = 0;$$

$$\sum_{u=1}^n y_u \cdot x_{2u} - b_0 \cdot \sum_{u=1}^n x_{2u} \cdot x_0 - b_1 \cdot \sum_{u=1}^n x_{1u} \cdot x_{2u} - b_2 \cdot \sum_{u=1}^n (x_{2u})^2 = 0.$$

Так як внаслідок нормування:

$$\sum_{u=1}^n (x_{iu})^2 = n,$$

а внаслідок ортогональності

$$\sum_{u=1}^n x_{iu} \cdot x_{ju} = 0,$$

то

$$\sum_{u=1}^n y_u \cdot x_0 - b_0 \cdot n = 0;$$

$$\sum_{u=1}^n y_u \cdot x_{1u} - b_1 \cdot n = 0;$$

$$\sum_{u=1}^n y_u \cdot x_{2u} - b_2 \cdot n = 0.$$

Перехід до залежності:

$$\hat{y} = b_0 \cdot x_0 + b_1 \cdot x_1 + b_2 \cdot x_2 + b_3 \cdot x_3,$$

додасть ще одно рівняння:

$$\sum_{u=1}^n y_u \cdot x_{3u} - b_3 \cdot n = 0.$$

У загальному випадку коефіцієнти регресії визначаються з рівняння:

$$\sum_{u=1}^n y_u \cdot x_{iu} - b_i \cdot n = 0.$$

Звідси, під час будь-якої кількості факторів:

$$b_i = \frac{\sum_{u=1}^n y_u \cdot x_{iu}}{n}.$$

У рівнянні регресії

$$\hat{y} = b_0 \cdot x_0 + b_1 \cdot x_1 + b_2 \cdot x_2,$$

всі коефіцієнти мають розмірність параметра y , так як x_1 та x_2 – безрозмірні величини. Крім того, фактори x_1 та x_2 мають однаковий порядок (змінюються від -1 до $+1$). Тому коефіцієнти b_1 та b_2 відображають силу впливу відповідного фактора. Значення коефіцієнта відповідає внеску цього фактора до значення параметра під час переходу з нульового на верхній або нижній рівень.

За рівняння можна розрахувати значення параметра під час будь-якого дробового значення фактора. Рівняння можна привести до виду, в якому фактори будуть мати своє початкове фізичне значення. Для цього необхідно до нього підставити:

$$x_i = \frac{X_i - X_{i0}}{\Delta X_i}.$$

2. Порядок виконання роботи

2.1. Розрахувати значення статичної характеристики перетворення ICE від зміни $pX_{\min}$ та $pX_{\max}$, а також температури $T_{\min}$ та $T_{\max}$ проби води, лістинг програми для її реалізації в MathCAD:

$$T_0 := 273 \text{ K}$$

$$T_{\max} := T_0 + 40 \quad T_{\max} = 313 \text{ K}$$

$$T_{\min} := T_0 + 0 \quad T_{\min} = 273 \text{ K}$$

$$pX_{\min} := 0.2 \quad pX_{\max} := 3.5$$

$$E_0 := 151.49 \cdot 10^{-3} \text{ В} \quad k := 1.984 \cdot 10^{-4} \text{ В / K}$$

$$E(pX, T) := E_0 - k \cdot T \cdot pX$$

$$E1 := E(pX_{\min}, T_{\min}) \quad E1 = 0.140657 \text{ В} \quad \underline{\underline{E1 := 140.657 \cdot 10^{-3} \text{ В}}}$$

$$E2 := E(pX_{\max}, T_{\min}) \quad E2 = -0.038081 \text{ В} \quad \underline{\underline{E2 := -38.081 \cdot 10^{-3} \text{ В}}}$$

$$E3 := E(pX_{\min}, T_{\max}) \quad E3 = 0.139070 \text{ В} \quad \underline{\underline{E3 := 139.070 \cdot 10^{-3} \text{ В}}}$$

$$E4 := E(pX_{\max}, T_{\max}) \quad E4 = -0.065857 \text{ В} \quad \underline{\underline{E4 := -65.857 \cdot 10^{-3} \text{ В}}}$$

2.2. За результатами математичного моделювання визначити значення коефіцієнтів рівняння регресії:

$$E_{calc}(pX, T) = B_0 + B_1 \cdot pX + B_2 \cdot T + B_3 \cdot pX \cdot T.$$

Лістинг програми для визначення значень коефіцієнтів у рівнянні регресії в MathCAD:

$$b_0 := 0 \quad b_1 := 0 \quad b_2 := 0 \quad b_3 := 0$$

Given

$$b_0 + b_1 \cdot pX_{\min} + b_2 \cdot T_{\min} + b_3 \cdot pX_{\min} \cdot T_{\min} = E1$$

$$b_0 + b_1 \cdot pX_{\max} + b_2 \cdot T_{\min} + b_3 \cdot pX_{\max} \cdot T_{\min} = E2$$

$$b_0 + b_1 \cdot pX_{\min} + b_2 \cdot T_{\max} + b_3 \cdot pX_{\min} \cdot T_{\max} = E3$$

$$b_0 + b_1 \cdot pX_{\max} + b_2 \cdot T_{\max} + b_3 \cdot pX_{\max} \cdot T_{\max} = E4$$

$$B := \text{Find}(b_0, b_1, b_2, b_3) \quad B = \begin{pmatrix} 0.151 \\ 5.833 \times 10^{-7} \\ 5.303 \times 10^{-9} \\ -1.984 \times 10^{-4} \end{pmatrix}$$

2.3. У одній системі координат побудувати графіки статичної характеристики перетворення ICE, яку визначено за рівняннями Нернста та регресії (див. рис. 6.3), лістинг програми для реалізації в MathCAD:

$$E(pX, T) := E_0 - k \cdot T \cdot pX$$

$$E_{\text{calc}}(pX, T) := B_0 + B_1 \cdot pX + B_2 \cdot T + B_3 \cdot pX \cdot T$$

$$pX := pX_{\min}, (pX_{\min} + 0.1) .. pX_{\max}$$

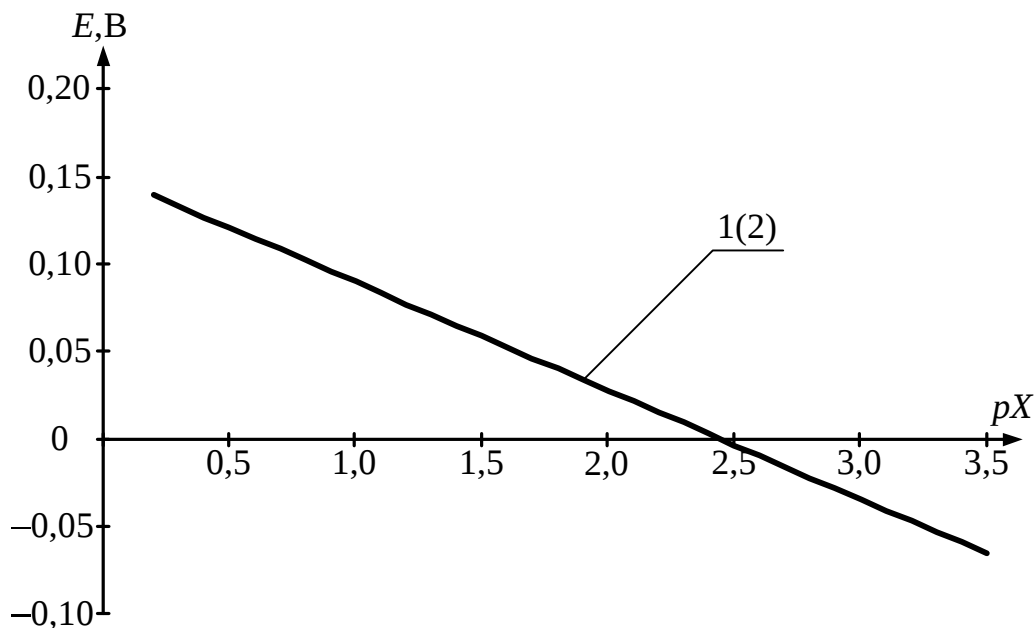


Рисунок 6.3 – Статична характеристика перетворення ICE, що розраховано за рівняннями Нернста (1) та регресії (2)

2.4. Побудувати графік зміни відносної похибки апроксимації статичної характеристики перетворення ICE, що описано рівнянням Нернста, у порівнянні з рівнянням регресії (див. рис. 6.4), лістинг програми для реалізації в MathCAD:

$$\delta_E(pX, T) := \frac{E_{\text{calc}}(pX, T) - E(pX, T)}{E(pX, T)} \cdot 100$$

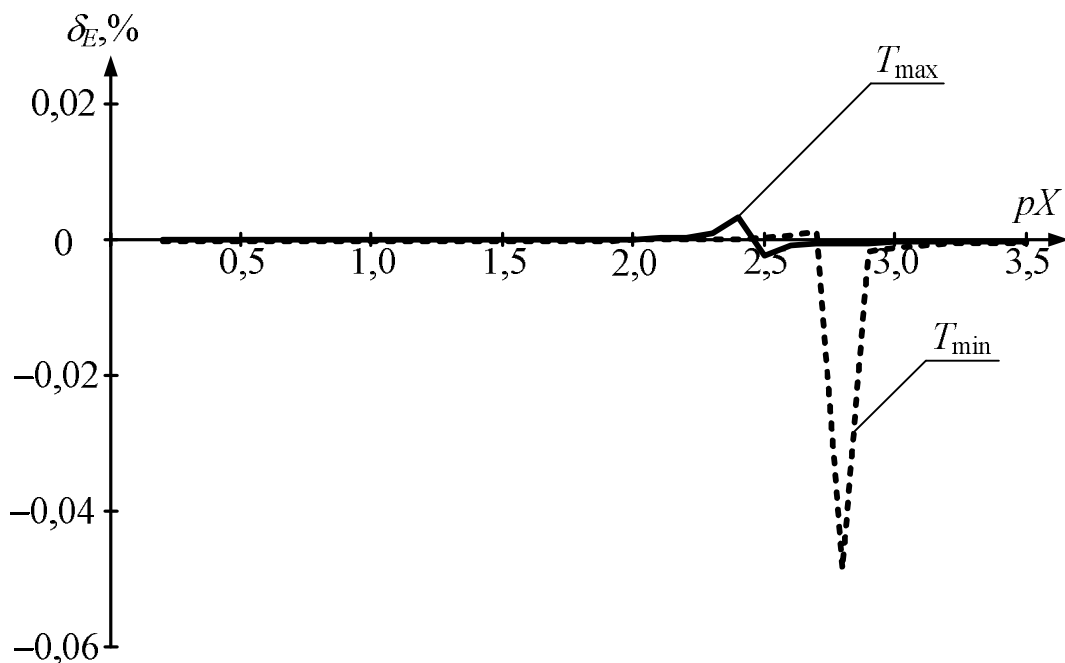


Рисунок 6.4 – Зміна відносної похибки апроксимації статичної характеристики перетворення ICE, що описано рівнянням Нернста, у порівнянні з рівнянням регресії

2.5. Побудувати графіки зміни відносної похибки апроксимації статичної характеристики перетворення ICE, що описано рівнянням Нернста, у порівнянні з рівнянням регресії, якщо:

2.5.1 $B_0; B_1 = 0; B_2; B_3;$

2.5.2 $B_0; B_1; B_2 = 0; B_3;$

2.5.3 $B_0; B_1 = 0; B_2 = 0; B_3.$

Виконати якісний та кількісний аналіз впливу коефіцієнтів рівняння регресії на показники точності апроксимації статичної характеристики перетворення ICE, що описано рівнянням Нернста.

3. Зміст звіту

3.1. Мета роботи.

3.2. Розрахунок значень статичної характеристики перетворення ІСЕ від зміни $pX_{\min}$ та $pX_{\max}$, а також температури $T_{\min}$ та $T_{\max}$ проби води.

3.2. Визначення значень коефіцієнтів рівняння регресії під час апроксимації експериментальних значень статичної характеристики перетворення ІСЕ, що описано рівнянням Нернста.

3.4. Графіки зміни відносної похибки апроксимації статичної характеристики перетворення ІСЕ, що описано рівнянням Нернста, у порівнянні з рівнянням регресії, якщо:

3.4.1. $B_0; B_1; B_2; B_3$;

3.4.2. $B_0; B_1 = 0; B_2; B_3$;

3.4.3. $B_0; B_1; B_2 = 0; B_3$;

3.4.3. $B_0; B_1 = 0; B_2 = 0; B_3$.

3.5. Якісний та кількісний аналіз впливу коефіцієнтів рівняння регресії на показники точності апроксимації статичної характеристики перетворення ІСЕ, що описано рівнянням Нернста.

3.6. Висновки за результатами виконаної роботи.

4. Контрольні запитання

1. Що встановлюється під час проведення основного експерименту та експерименту, що відсіює?

2. Чим відрізняється повно-факторний експеримент від дробово-факторного?

3. Що таке інтервал варіювання значення фактора?

4. Навіщо використовується кодування значення фактора?

5. Наведіть графічне представлення області визначення для експерименту, який має три фактора.

6. Наведіть матрицю планування для трьох факторів.

7. Поясніть методику визначення коефіцієнтів регресії для двох факторів.

8. Який фізичний смисл мають коефіцієнти лінійної регресії, наведіть розмінність цих коефіцієнтів.

Література: [20 – 23].

СПИСОК РЕКОМЕНДОВАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ

1. Сенько, В.Ф. Теорія електричних кіл : навч. посіб. / В.Ф. Сенько, О.В. Вовна, І.С. Лактіонов. – Покровськ : ДВНЗ «ДонНТУ», 2017. – 254 с.
2. Сенько, В.Ф. Теорія електричних кіл. Практикум : навч. посіб. / В.Ф. Сенько, О.В. Вовна, І.С. Лактіонов. – Покровськ : ДВНЗ «ДонНТУ», 2018. – 214 с.
3. Конспект лекцій з дисциплін : «Вимірювання електричних величин та метрологічне забезпечення електронних систем», «Основи метрології та електронних вимірів», «Вимірювання електричних величин та метрологічне забезпечення автоматичних систем», «Основи метрології» (для студентів денної та заочної форм навчання усіх спеціальностей) / І.С. Лактіонов, О.В. Вовна. – Покровськ: ДонНТУ, 2017. – 80 с.
4. Тартаковский, Д.Ф. Метрология, стандартизация и технические средства измерений : учеб. для вуз. / Д.Ф. Тартаковский, А.С. Ястребов. – М. : Высш. шк., 2001. – 205 с.
5. Методы и средства аналитического измерения концентрации газовых компонент и пыли в рудничной атмосфере угольных шахт / А.В. Вовна та ін. – Донецк : ГВУЗ «ДонНТУ», 2012. – 260 с.
6. Вовна, А. Методы и средства измерения концентрации газовых компонент / А. Вовна, А. Зори, М. Хламов. – Saarbrücken, Germany : LAP LAMBERT Academic Publishing GmbH & Co. KG, 2012. – 244 с.
7. Вовна, О.В. Оптиелектронні вимірювальні системи концентрації метану та пилу в рудничній атмосфері шахт : монографія / О.В. Вовна. – Покровськ (Красноармійськ) : ДВНЗ «ДонНТУ», 2016. – 336 с.
8. Підвищення безпеки робіт у вугільній галузі шляхом удосконалення систем аерогазового контролю шахтної атмосфери : монографія / Я.О. Ляшок, О.В. Вовна, С.В. Подкопасєв та ін. – Покровськ : ДВНЗ «ДонНТУ», 2018. – 358 с.
9. Геращенко, О.А. Температурные измерения : справочник / О.А. Геращенко, А.Н. Гордов, В.И. Лах и др. – К. : Наук. думка, 1984. – 495 с.
10. Щербаков, В.И. Электронные схемы на операционных усилителях : справочник / В.И. Щербаков, Г.И. Грездов. – К. : Техника, 1983. – 213 с.
11. Переверзєв, А.В. Моделювання в електроніці : підручник / А.В. Переверзєв, В.І. Бойко, А.А. Зорі та ін. – 2-ге вид., перероб. і допов. – Донецьк

: ДВНЗ «ДонНТУ», 2010. – 352 с.

12. Гусев, В.Г. Электроника и микропроцессорная техника : учеб. для вуз. / В.Г. Гусев, Ю.М. Гусев. – 4-е изд., доп. – М. : Высш. шк., 2006. – 799 с.

13. Хоровиц, П. Искусство схемотехники : моногр. / П. Хоровиц, У. Хилл ; [пер. с англ.]. – 7-е изд., перераб. и доп. – М. : БИНОМ, 2009. – 704 с.

14. Титце, У. Полупроводниковая схемотехника : в 2-х т. / У. Титце, К. Шенк ; [пер. с нем.]. – М. : Додэка–XXI, 2008. – Т.1. – 832 с.

15. Опадчий, Ю.Ф. Аналоговая и цифровая схемотехника (полный курс) : учеб. для вуз. / Ю.Ф. Опадчий, О.П. Глудкин, А.И. Гуров ; [под ред. О.П. Глудкина]. – М. : Горячая Линия – Телеком, 2000. – 768 с.

16. Схемотехніка електронних систем : підруч. для вищ. навч. закл. у 3-х т. : Т. 1. Аналогова схемотехніка та імпульсні пристрої ; Т. 2. Цифрова схемотехніка ; Т. 3. Мікропроцесори та мікроконтролера / В.І. Бойко, А.М. Гуржій, В.Я. Жуйков та ін. – 2-ге вид., допов. і перероб. – К. : Вища шк., 2004.

17. Основи технічної електроніки : підруч. у 2-х т. Т. 2. Схемотехніка / В.І. Бойко, В.Я. Жуйков, А.А. Зори та ін. – К. : Вища шк., 2007. – 512 с.

18. Зори, А.А. Информационно-измерительные системы. Применение интеллектуальных модулей, методов и средств повышения точности физических измерений : моногр. / А.А. Зори, С.И. Клевцов, В.Д. Коренев и др. – Донецк : ДВНЗ «ДонНТУ», 2011. – 206 с.

19. Пьявченко, О.Н. Информационно-измерительные системы определения параметров газожидкостных потоков : моногр. / О.Н. Пьявченко, А.А. Зори, С.И. Клевцов и др. – Таганрог : Танаис, 2013. – 244 с.

20. Володарский, Е.Т. Планирование и организация измерительного эксперимента : учеб. пособие / Е.Т. Володарский, Б.Н. Малиновский, Ю.М. Туз. – К. : Вища шк., 1987. – 280 с.

21. Адлер, Ю.П. Планирование эксперимента при поиске оптимальных условий / Ю.П. Адлер, Е.В. Маркова, Ю.В. Грановский. – М. : Наука, 1976. – 279 с.

22. Барабашук, В.И. Планирование эксперимента в технике / В.И. Барабашук, Б.П. Креденцер, В.И. Мирошниченко ; [под ред. Б.П. Креденцера]. – К. : Техника, 1984. – 200 с.

23. Тимошенко, Г.М. Теория инженерного эксперимента : учеб. пособие / Г.М. Тимошенко, П.Ф. Зима. – К. : УМК ВО, 1991. – 124 с.