



МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
ХАРКІВСЬКИЙ НАЦІОНАЛЬНИЙ АВТОМОБІЛЬНО-ДОРОЖНИЙ УНІВЕРСИТЕТ

Коваль А. О.

ДИНАМІЧНІ ХАРАКТЕРИСТИКИ ЗАСОБІВ ВИМІРЮВАЛЬНОЇ ТЕХНІКИ

Конспект лекцій

Затверджено методичною радою
факультету, протокол № 1 від 7
«вересня» 2018 р.

Харків
2018

РОЗДІЛ 1 ОСНОВИ ТЕОРІЇ ДИНАМІЧНИХ ВИМІРЮВАНЬ

ТЕМА1 СТАТИЧНІ ХАРАКТЕРИСТИКИ ЗАСОБІВ ВИМІРЮВАЛЬНОЇ ТЕХНІКИ

1 Статичні характеристики вимірювальних пристроїв

Режим роботи вимірювального пристрою, при якому значення вхідного X і вихідного Y сигналів не змінюються, називають статичним (стаціонарним чи врівноваженим).

Статичною характеристикою вимірювального пристрою називають функціональну залежність вихідного сигналу від вхідного в статичному режимі роботи зазначеного пристрою. Більш точно статичну характеристику можна визначити як залежність інформативного параметра вихідного сигналу від інформативного параметра його вхідного сигналу в статичному режимі. Статична характеристика описується в загальному випадку деяким нелінійним рівнянням (рівнянням перетворення):

$$Y = f(X) \quad (1)$$

Для вимірювальних перетворювачів, а також вимірювальних приладів з неіменованою шкалою чи зі шкалою, відградуєваною в одиницях, відмінних від одиниць вимірювальної величини, статичну характеристику прийнято називати *функцією перетворення*. Для вимірювальних приладів іноді статичну характеристику називають *характеристикою шкали*.

Визначення статичної характеристики пов'язано з виконанням градуювання, тому для всіх засобів вимірювань використовують поняття градуєвальної характеристики, під яким розуміють залежність між значеннями величин на виході і вході засобу вимірювань, складену у вигляді таблиці, графіка чи формули.

На рис. 1. показані види статичних характеристик вимірювальних пристроїв. За винятком спеціальних випадків, основна вимога, яка висувається до статичної характеристики вимірювальних пристроїв, зводиться до

одержання лінійної залежності між вихідною і вхідною величинами. На практиці ця вимога реалізується в загальному випадку тільки з деякою прийнятою заздалегідь похибкою.

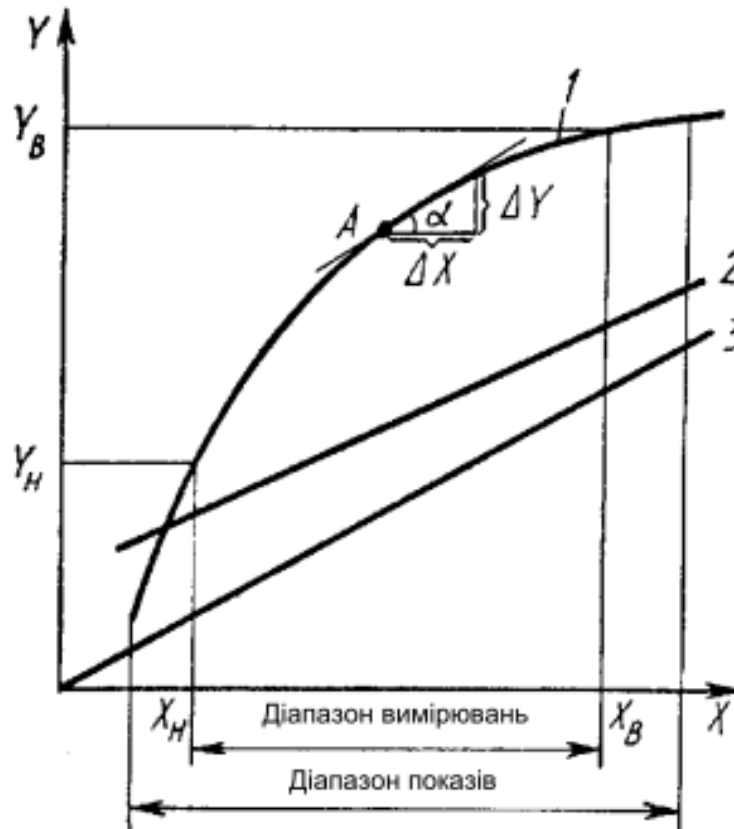


Рисунок 1 Статична характеристика вимірювального пристрою

Крім статичної характеристики для визначення метрологічних властивостей вимірювальних пристроїв використовується ряд параметрів. На рис. 2. на статичній характеристиці 1 графічно представлені поняття діапазону показів, діапазону вимірювань нижньої X_H , Y_H і верхньої X_B , Y_B меж вимірювань.

Діапазон показів – це область значень шкали, обмежена кінцевим і початковим значеннями шкали.

Діапазон вимірювань (робоча частина шкали) – це область значень вимірюваної величини (на шкалі приладу), для якої нормовані допустимі похибки засобів вимірювань. В окремому випадку зазначені діапазони можуть збігатися

вимірювального пристрою діапазони можуть збігатися.

Стосовно вимірювальних пристроїв узагалі діапазон вимірювань часто

називають робочим діапазоном перетворень. Верхня межа вимірювань – це найбільше значення діапазону вимірювань. Нижня межа вимірювань – це найменше значення діапазону вимірювань.

Зі сказаного випливає, що діапазон вимірювань визначається різницею значень верхньої і нижньої меж вимірювань ($X_v - X_n$; $Y_v - Y_n$). Для кількісної оцінки впливу на вихідний сигнал вимірювального пристрою вхідного сигналу в довільній точці (рис. 1.) статичної характеристики служить межа відношення приросту ΔY вихідного сигналу до приросту ΔX вхідного сигналу, коли останнє прямує до нуля, тобто похідна у вибраній точці:

$$S = \lim_{\Delta X \rightarrow 0} \frac{\Delta Y}{\Delta X} = \frac{dY}{dX}. \quad (2)$$

Стосовно вимірювальних приладів цей параметр називають чутливістю і визначають як відношення зміни сигналу на виході вимірювального приладу до вимірювальної величини, що викликає його зміну. Графічно вона визначається тангенсом кута нахилу α дотичної (рис. 1), проведеної до вибраної точки A статичної характеристики.

Якщо статична характеристика вимірювального приладу нелінійна (крива 1 на рис. 1), то його чутливість буде різною у різних точках характеристики, а шкала приладу – нерівномірною. Прилади з лінійною (пряма 2 на рис. 1) чи пропорційною (пряма 3 на рис. 1) статичної характеристики мають незмінну у будь-якій точці шкали чутливість і рівномірну шкалу.

У вимірювальних перетворювачів статична характеристика, як правило, є лінійною:

$$Y = KX. \quad (3)$$

Тут K – коефіцієнт перетворення (чи при використанні перетворювача в системах автоматичного регулювання – коефіцієнт передачі), який визначений як відношення сигналу на виході вимірювального перетворювача, що відбиває вимірювану величину, до викликаного цього сигналу на вході перетворювача.

Для вимірювальних приладів важливим параметром є *ціна поділки*, яка визначається як різниця значень величин, що відповідають двом сусіднім відміткам шкали. Фізично ціна поділки визначається кількістю одиниць

вхідної величини, що містяться в одній поділці шкали вимірювального приладу.

Ціна поділки однозначно пов'язана з числом поділок n шкали вимірювального приладу. Останнє у свою чергу зв'язано з похибкою вимірювального приладу, що зазвичай представляється його класом точності Λ . Число поділок шкали вимірювального приладу, як правило, у першому наближенні визначається зі співвідношення:

$$n \geq 10 / (2\Lambda). \quad (4)$$

При виконанні умови (4) число поділок шкали вибирають таким, щоб ціна поділки складала ціле число одиниць вимірювальної величини.

Порогом чутливості (порогом реагування) вимірювального пристрою розуміють ту найменшу зміну вхідного сигналу, що викликає упевнено фіксовану зміну вихідного сигналу. Як правило, спостерігач, який здійснює вимірювання, упевнено може помітити зсув стрілки на половину поділки шкали, тому поріг чутливості можна вважати рівним половині ціни поділки, а якщо врахувати при цьому співвідношення (4), то у першому наближенні поріг чутливості дорівнює класу точності Λ .

Однією із найважливіших умов одержання коректних результатів вимірювань є врахування взаємодії вимірювальних пристроїв між собою і зоб'єктом вимірювань.

При підключенні вимірювального пристрою чи перетворювача до об'єкта вимірювань останній споживає деяку енергію чи потужність від об'єкта. Аналогічна ситуація має місце при підключенні вимірювального приладу чи перетворювача до виходу попереднього за ланцюгом вимірювання перетворювача. Це визначає необхідність враховувати властивості вимірювальних пристроїв відбирати чи віддавати енергію через свої вхідні чи вихідні ланцюги.

Як характеристику зазначеної властивості прийнято використовувати для вимірювальних пристроїв поняття *вхідного імпедансу* (повного чи удаваного опору), а для вимірювальних перетворювачів – поняття *вхідного і вихідного імпедансів*. У загальному випадку під імпедансом Z розуміють відношення узагальненої сили N до обумовленої нею узагальненої швидкості W :

$$Z = N / W . \quad (5)$$

Сьогодні поняття вхідного і вихідного імпедансів широко використовується для електричних вимірювальних пристроїв. При цьому імпеданс визначається як відношення напруги до струму. Стосовно вимірювальних пристроїв для неелектричних величин у кожному окремому випадку потрібно проведення досліджень для встановлення найбільш доцільної форми представлення вхідного і вихідного імпедансів.

2 Статична характеристика датчика

Датчик - конструктивно закінчений елемент, що складається із чутливого елемента й вимірювальних перетворювачів (ВП). Із введенням уніфікованих сигналів у практику приладобудування ввійшло виробництво датчиків з уніфікованим вихідним сигналом. У цьому випадку датчиком називають об'єднані в одному блоці первинний вимірювальний перетворювач та нормалізуючий перетворювач. ВП служать для перетворення природного сигналу чутливого елемента (первинний перетворювач) у форму, зручну для передачі або обробки. Сучасні датчики містять вузли, що виконують лінеаризацію, коректування й іншу обробку сигналу. Приклад структурної схеми датчика наведений на рис.2.



Рисунок 2 - Структурна схема датчика

Основні характеристики датчика: вхідний параметр, вихідний сигнал, статична характеристика, динамічна характеристика й похибки, конструктивні характеристики.

Статична характеристика датчика (вхід-вихід) відображає функціональну залежність вихідного сигналу від вхідного параметра в режимі, що встановився. Статична характеристика задається: аналітично, графічно, таблично.

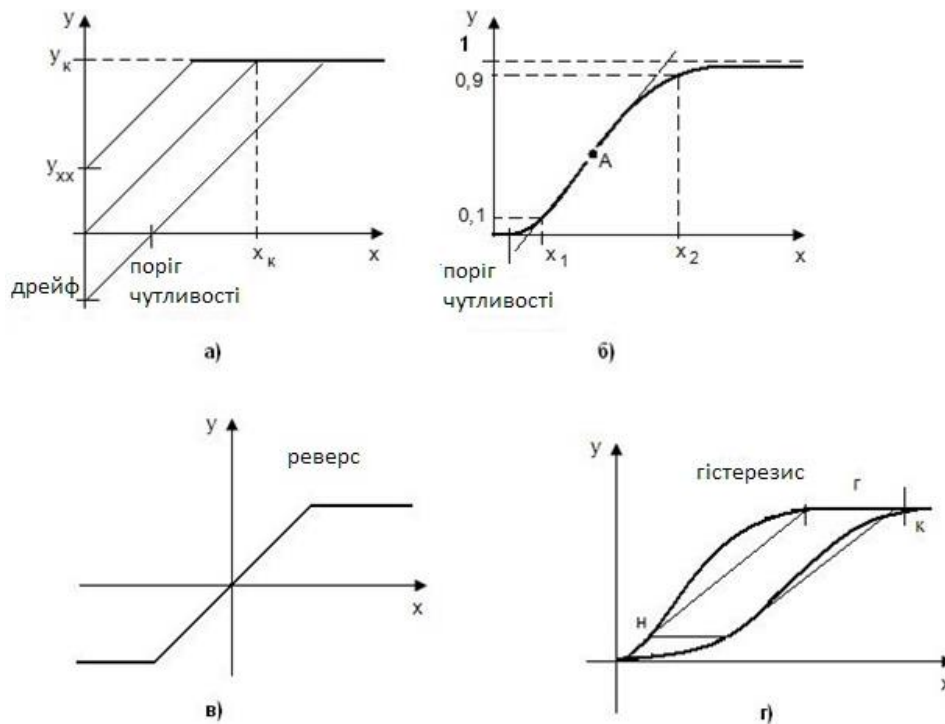


Рисунок 3 - Статичні характеристики датчиків: а) лінійні нереверсивні, б) реальні нелінійні, в) реверсивна, г) гістерезисна.

По цій характеристиці визначаються такі параметри датчика, як чутливість (коефіцієнт перетворення), поріг чутливості, лінійність, величина дрейфу; динамічний діапазон, параметри гістерезису і т.д. Для деяких типів датчиків (термопар) установлені номінальні статичні характеристики (НСХ) і встановлені класи точності відповідно до відсотка відхилень від НСХ.

1) Коефіцієнт перетворення або коефіцієнт передачі - це відношення вихідної величини елемента Y_k до вхідної величини X_k або відношення приросту вихідної величини ($\Delta Y = Y_2 - Y_1$, dy) до приросту вхідної величини ($\Delta X = X_2 - X_1$, dx):

Статичний коефіцієнт перетворення (k, k').

$$k = \frac{Y}{X}, \quad k' = \frac{\Delta Y}{\Delta X}.$$

Значення динамічного коефіцієнта перетворення K_d залежить від вибору робочої точки. (Рис. 3б) точка А).

$$k' = \frac{dy}{dx}.$$

2) Порогом чутливості називається мінімальна величина на вході елемента, яка викликає зміну вихідної величини. При зміні вхідної величини X від 0 до порога вихідна величина Y не змінюється й рівна 0. Рис. 3а, б.

3) Лінійність. Статичні характеристики датчика на робочій ділянці (біля точки A) повинні бути лінійними, відхилення вимірюються в %.

4) Дрейф цей зсув характеристики при зміні зовнішніх умов стосовно стандартних. Рис. 3а.

5) Діапазон вимірювань – область значень вимірюваного сигналу, для якого нормовані вимірювані похибки. Ця область обмежена межами вимірів найбільшими й найменшими значеннями діапазону вимірів. $D = X_{kз} \dots X_n$, де $X_{kз}$ - кінцеве значення шкали приладів, X_n - поріг чутливості приладів. Діапазон вимірів може складатися з декількох піддіапазонів. Динамічний діапазон використовують, якщо діапазон дуже великий.

$$Dd = 20 * \log(X_2/X_1)$$

6) Характеристики багатьох датчиків мають гістерезис: сигнал датчика при прямому й зворотному ході відрізняються, основний показник гістерезису ширина петлі. Рис. 3 г.

7) Реле - це елемент автоматики, у якому при досягненні вхідної величини X певного значення, вихідна величина змінюється стрибком. Залежність $Y = f(X)$ є варіантом гістерезису й має форму петлі. Рис4.

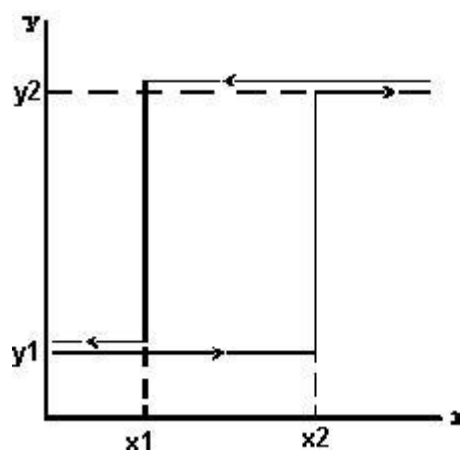


Рис. 3. Характеристика реле

Стрибкоподібна зміна Y у момент $X = X_2$ називається величиною спрацювання. Стрибкоподібна зміна Y у момент $X = X_1$ називається величиною

відпускання. Відношення величини відпускання X_{21} до величини спрацьовування X_2 називається коефіцієнтом повернення. Зазвичай $X_2 > X_1$, тому $K_B = X_1/X_2 < 1$.

3 Експериментальні дослідження датчика температури методом занурення

У відповідності з вище приведеною методикою були проведені експериментальні дослідження параметрів датчика температури ДТ-1. В процесі досліджень вивчався вплив "старіння" датчика на функцію перетворення та перехідну характеристику датчика. Досліджувались датчики: новий; який був в експлуатації 1 рік; який був в експлуатації 2 роки та який був в експлуатації 3 роки.

Результати дослідження функції перетворення датчика температури ДТ-1 приведені на рисунках 4-11.

На рисунку 4 зображено сімейство з 4 функцій перетворень $R_1 = f(t^{\circ}C)$ для датчика ДТ-1, який був в експлуатації 1 рік.

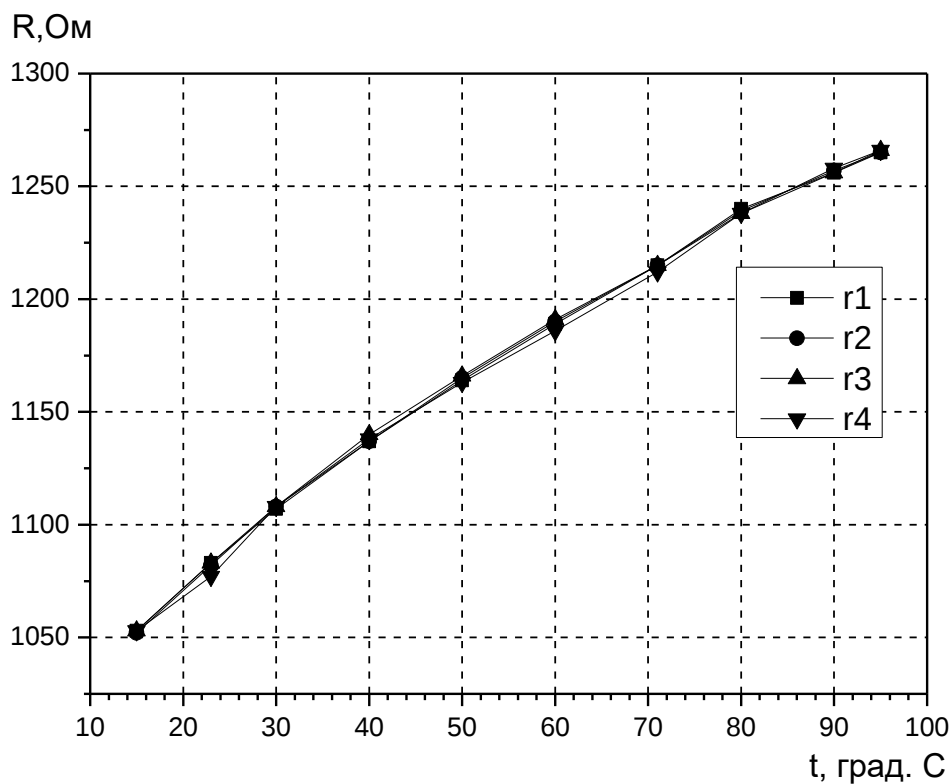


Рисунок 4 - Функції перетворення $R_1 = f(t^{\circ}C)$ датчика ДТ-1, який був в експлуатації 1 рік

В подальшому ці дані усереднювались і порівнювались з еталонною функцією перетворення. В якості еталонної функції перетворення було взято апроксимаційний вираз для функції перетворення приведений в технічних характеристиках на датчик ДТ-1 заводом виготовлювачем:

$$R_0(t^{\circ}C) = 1025.05714 + 2.62848 \cdot t^{\circ}C. \quad (6)$$

Слід відмітити, що функція перетворення нового датчика температури практично повністю співпадає з кривою описуваною виразом (6). На рисунку 5 зображена усереднена та еталонна функції перетворення ДТ-1, який пропрацював 1 рік.

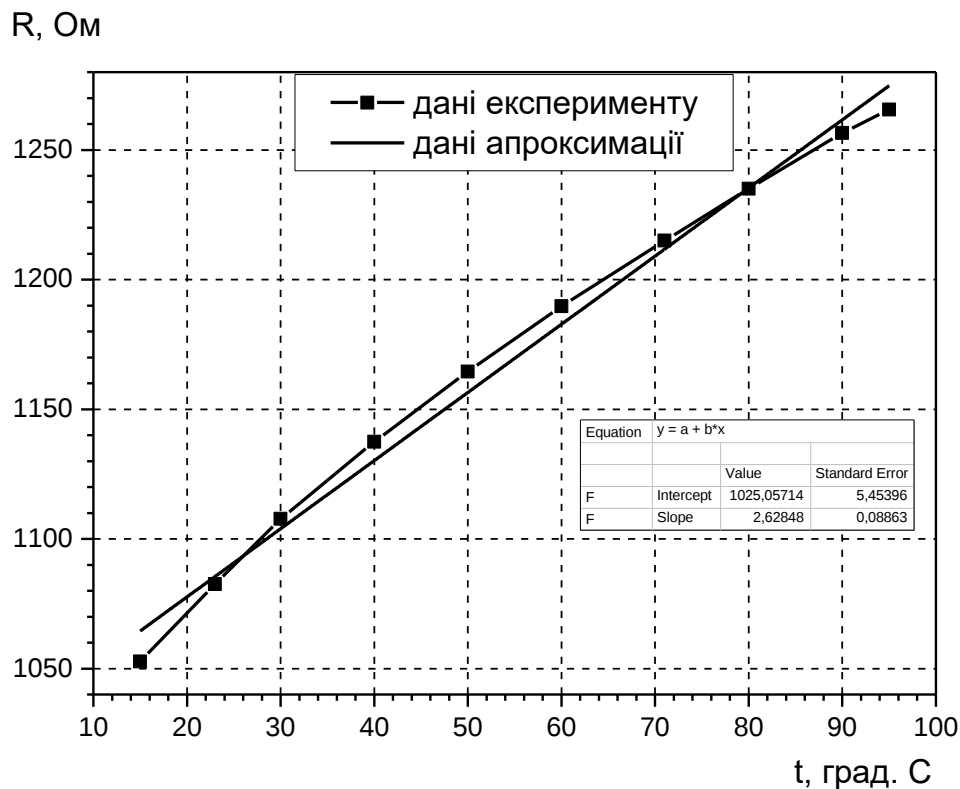


Рисунок 5 - Усереднена та еталонна функції перетворення ДТ-1

Як видно з рисунка 5 експериментально отримана функція перетворення датчика температури, який був в експлуатації рік відрізняється від еталонної функції перетворення. Експериментально отримана функція перетворення

датчика температури носить нелінійний характер. Графік різниці $\Delta R_F = R_1(t^{\circ}C) - R_0(t^{\circ}C)$ приведений на рисунку 6.

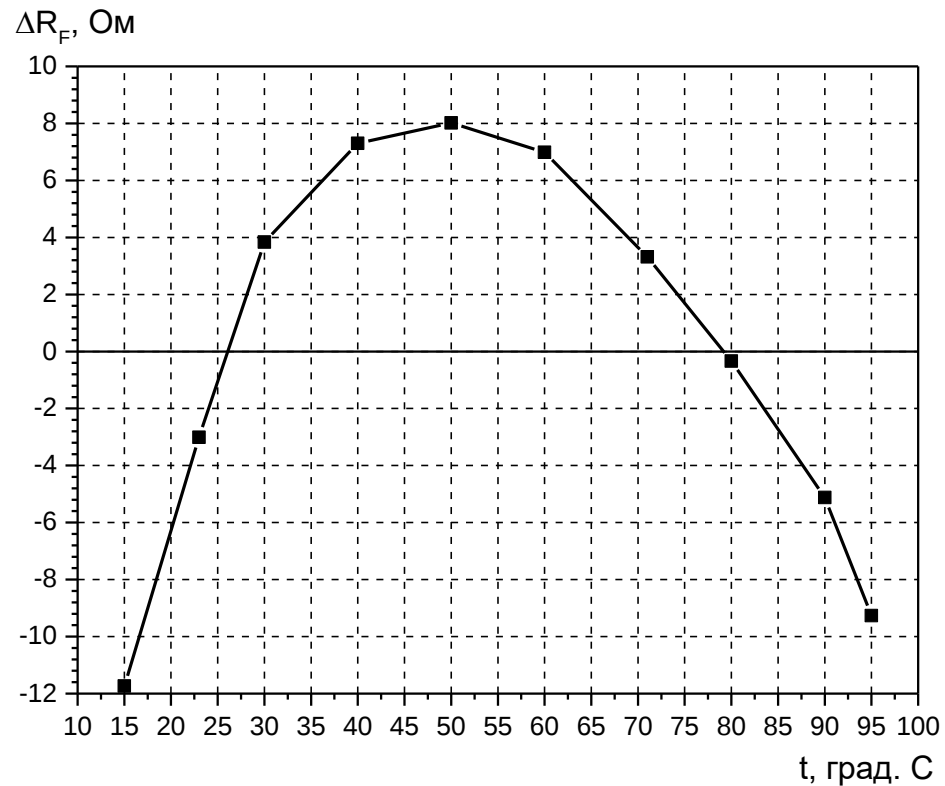


Рисунок 6 – Графік різниці між експериментально отриманою та еталонною функцією перетворення датчика температури

Відхилення функції перетворення від лінійності приводить до похибок вимірювання температури на краях робочого діапазону датчика температури в 5-7° С. Цю похибку необхідно коректувати в процесі калібровки датчика. Лінійна функція (6) для цього не підходить, тому в процесі калібровки необхідно визначати калібровочні коефіцієнти майже через 1° С, а це значно підвищує трудозатрати. З метою зменшення трудозатрат і підвищення точності калібровки датчика ДТ-1 пропонується визначати калібровочні коефіцієнти за апроксимацією функції перетворення датчика нелінійною функцією виду:

$$y(x) = A_1 \cdot \exp\left(\frac{-x}{t_1}\right) + y_0. \quad (7)$$

Для пошуку апроксимаційного виразу використовувався пакет MicrocalOrigin та дані експериментальних досліджень датчика ДТ-1 з річним терміном експлуатації. Приклад використання приведений на рисунку 7.

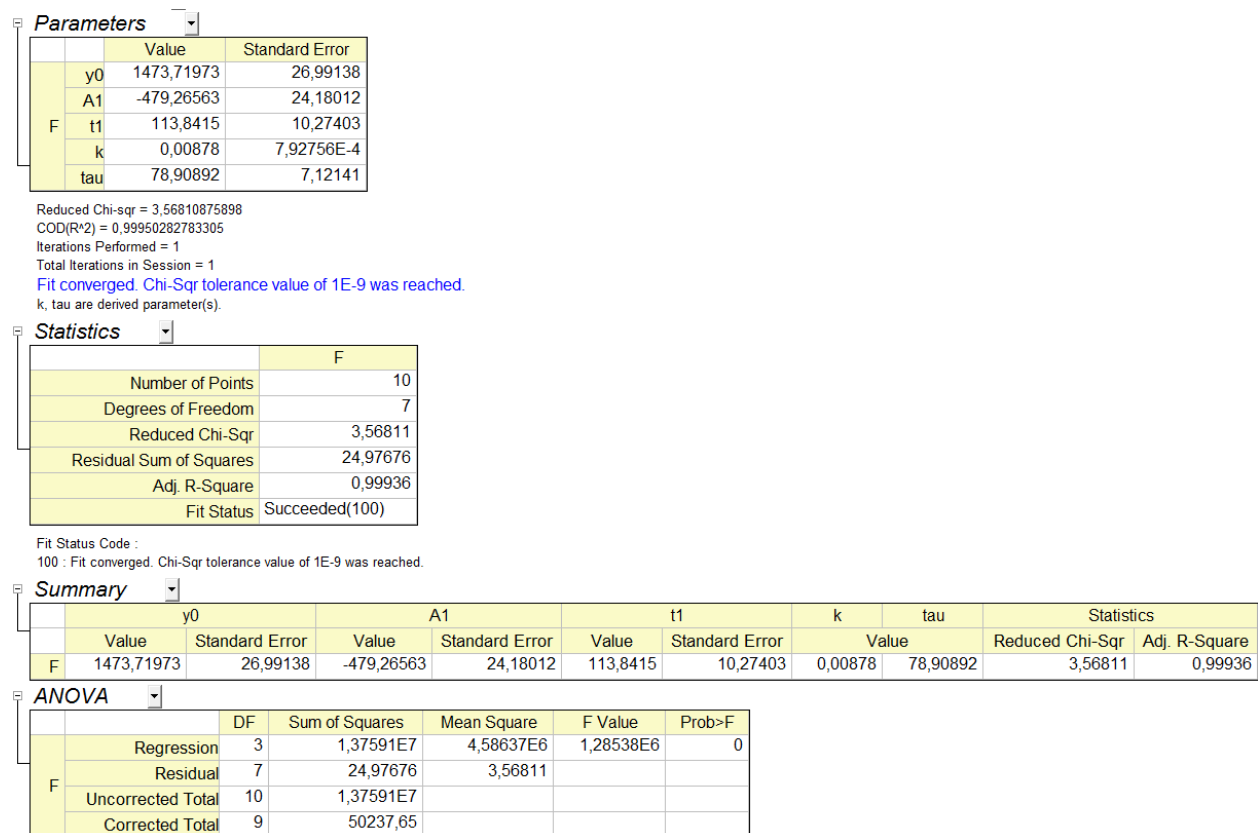


Рисунок 7 – Результати апроксимації експериментально отриманої функції перетворення ДТ-1 за алгоритмом Левенберга Маркуарда

Достовірність апроксимації перевірялась згідно критерію χ^2 і становить 0.99936 (рисунок 7).

На рисунку 8 приведена знайдена за результатами експериментів апроксимована згідно **Ошибка! Источник ссылки не найден.** функція перетворення ДТ-1 яка описується виразом:

$$R_1'(t^{\circ}C) = -479.2653 \cdot \exp\left(\frac{-t^{\circ}C}{113.8415}\right) + 1473.71973. \quad (8)$$

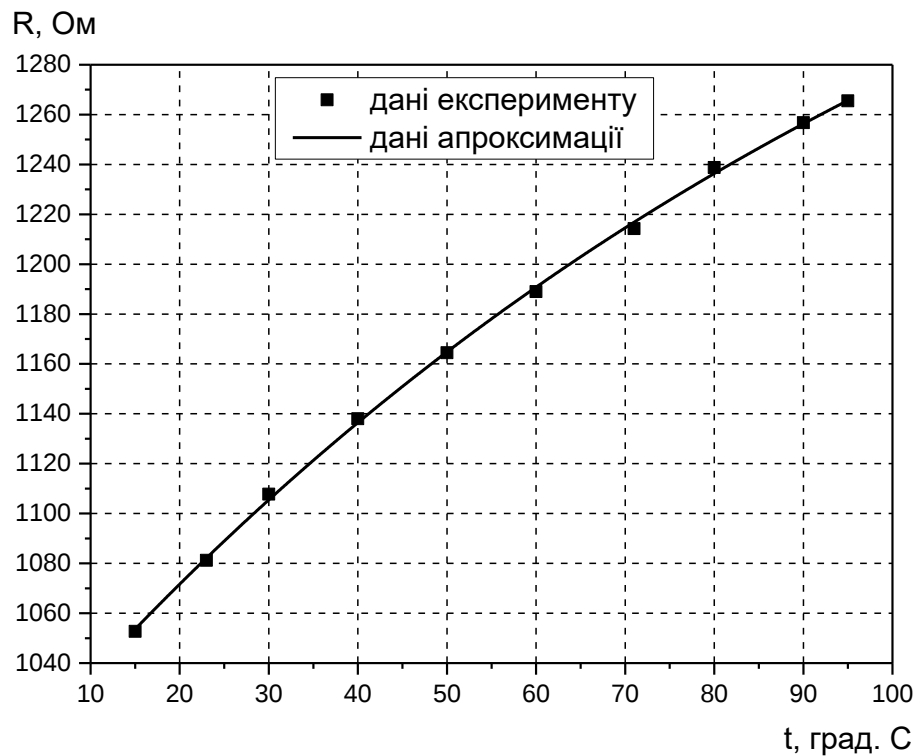


Рисунок 8— Нелінійна апроксимація функції перетворення датчика ДТ-1

Графік помилки апроксимації $\Delta R'_F = R'_1(t^{\circ}C) - R_1(t^{\circ}C)$ приведений на рисунку 9. Точність апроксимації не перевищує 3 Ом, що відповідає точності вимірювання температури $\Delta t = \pm 0.12^{\circ}C$.

Таким чином з врахуванням апроксимації (8) калібраційні коефіцієнти для датчика ДТ-1 з річним терміном експлуатації можна визначити як:

$$\Delta R_F = R'_1(t^{\circ}C) - R_0(t^{\circ}C),$$

$$\Delta R_F = 448.6626 - 479.2653 \cdot e^{-0.0088t} - 2.62848 \cdot t. \quad (9)$$

Для вивчення впливу часу експлуатації датчика ДТ-1 на його функцію перетворення досліджувались однотипні датчики з різним терміном експлуатації – новий, 1 рік, 2 роки та 3 роки. Результати досліджень приведені на рисунках 10-12.

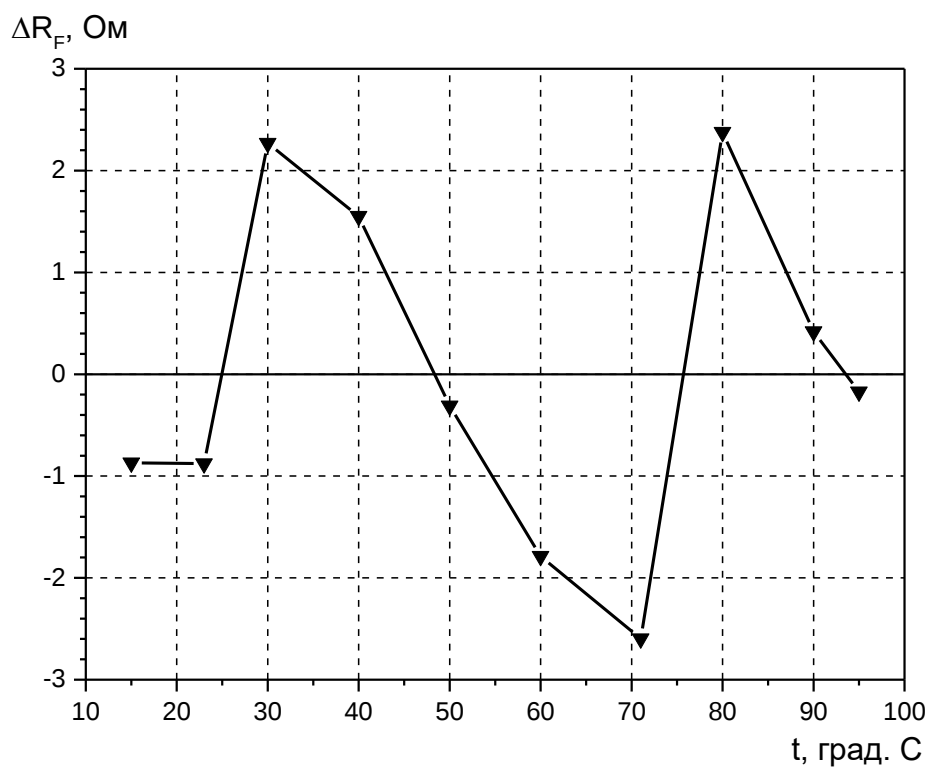


Рисунок 9— Графік помилки апроксимації $\Delta R'_F = R'_1(t^{\circ}C) - R_1(t^{\circ}C)$

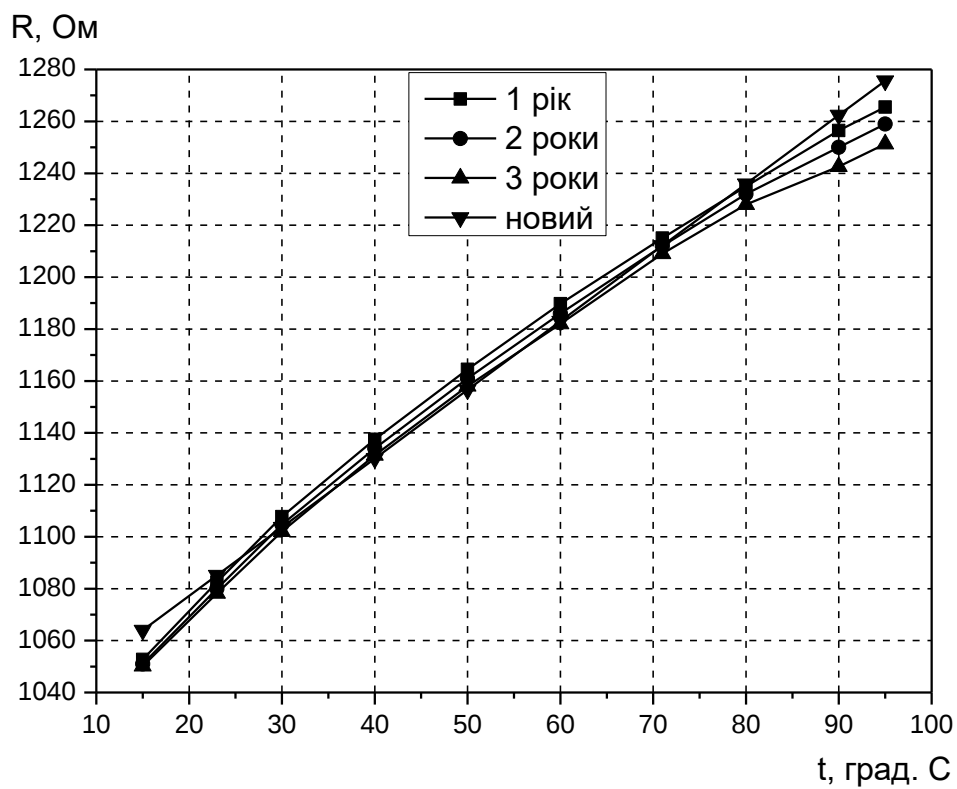


Рисунок 10 - Усереднені функції перетворення датчиків ДТ-1 з різним терміном експлуатації

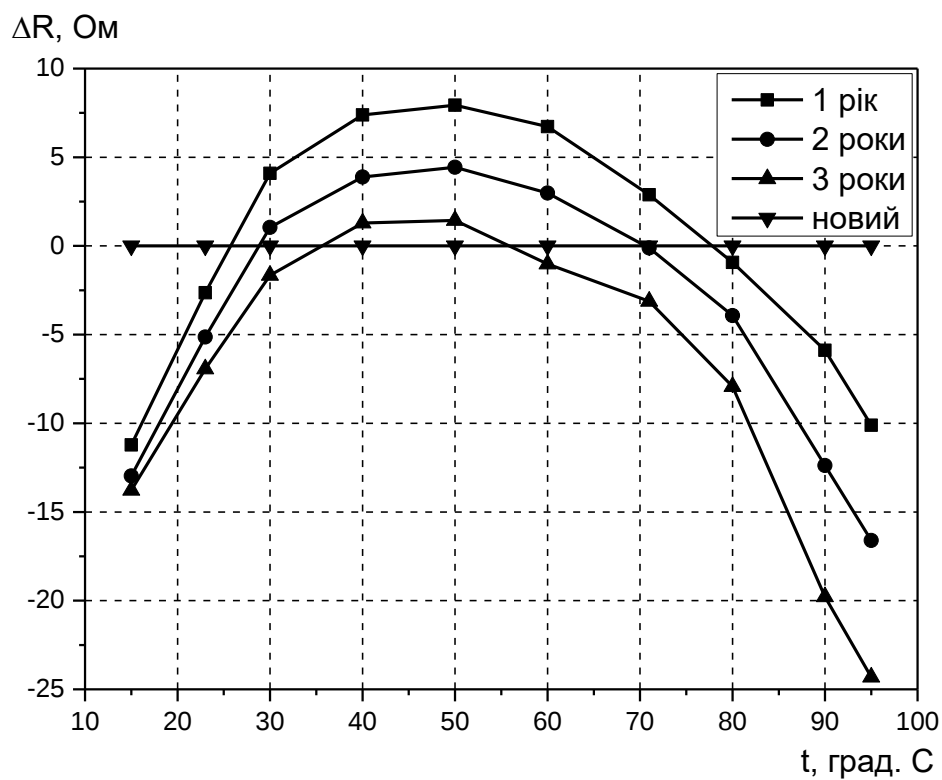


Рисунок 11 – Графіки різниці між експериментально отриманими та еталонною функціями перетворення датчика ДТ-1

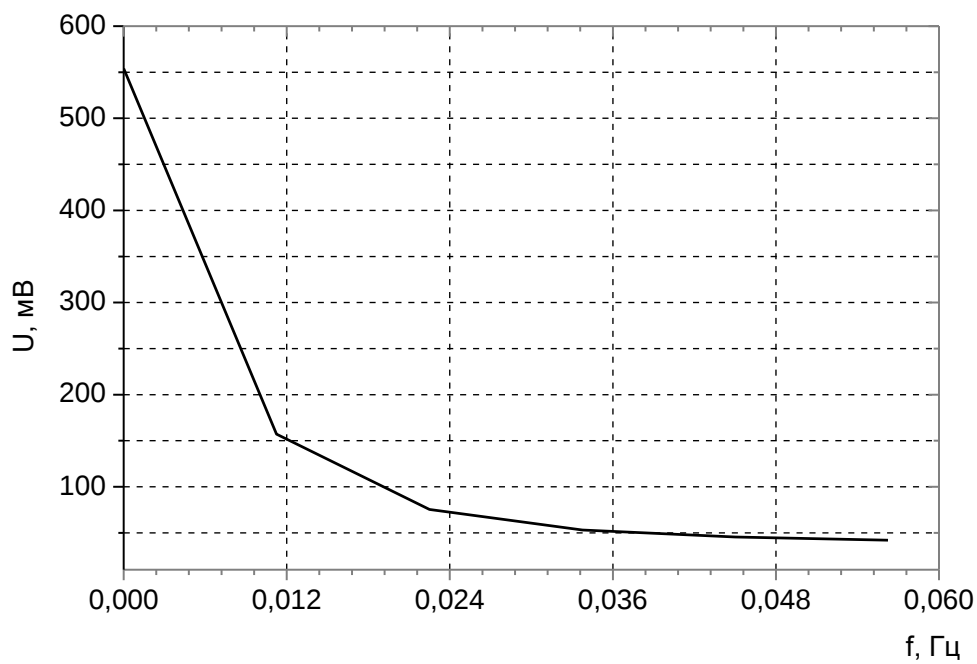


Рисунок 12- Амплітудно-частотна характеристика датчика

ВИСНОВКИ

Таким чином, дуже важливо для забезпечення необхідної точності вимірювань необхідно правильно вибирати робочу точку

Що являє собою статична характеристика вимірювальних при

1. Функції метрологічних характеристик

Метрологічні характеристики мають різноманітне функціональне застосування. Метрологічні характеристики служать для:

- визначення результату вимірювання;
- розрахункової оцінки складової похибки чи невизначеності вимірювання, яка обумовлена властивостями засобу вимірювання;
- розрахунку метрологічних характеристик вимірювальних каналів вимірювальних систем, які складаються із компонентів з нормованими метрологічними характеристиками;
- оцінки технічного рівня та оптимального вибору засобів вимірювань;
- використання як контрольованих характеристик під час контролю засобів вимірювань на придатність.

Види основних метрологічних характеристик

До основних метрологічних характеристик відносяться:

- **градувальна характеристика;**

Градування (рос. *градуирование*, англ. *graduation, calibration, graduation marks, graduation lines, calibrations*; нім. *Kalibrieren* n) — метрологічна операція, за допомогою якої засіб вимірювань (міра або вимірювальний прилад) забезпечується шкалою або градувальною таблицею (кривою).

Градувальна характеристика засобу вимірювання — експериментально встановлена залежність між значеннями величин на виході і вході засобу вимірювання, складена у вигляді таблиці, графіка або формули. Здебільшого прилади градують так, щоб ціна поділки шкали перевищувала максимальну похибку градування. Виражену у вигляді формули або графіка градувальну характеристику називають функцією перетворення засобу вимірювань. У деяких джерелах метрологічних номінальну і експериментальну функції перетворення називають статичними характеристиками вимірювальних перетворювачів і приладів, протиставляючи їх повним динамічним характеристикам.

Градувальну характеристику знімають для уточнення результатів вимірювання. До градувальних характеристик відносяться:

- номінальна статична характеристика перетворення вимірювального перетворювача;
- номінальне значення однозначної міри;
- межі і ціна поділки шкали;
- види та параметри цифрового коду засобів вимірювань, призначених для видачі результатів у цифровому вигляді.
- **похибка засобу вимірювань;**

Похибка вимірювання (англ. *measurement error*) — відхилення результату вимірювання від істинного значення вимірюваної фізичної величини^[1]:

- **чутливість;**

Чутливість засобу вимірювання — властивість засобу вимірювання, що визначається відношенням вихідного сигналу цього засобу до зміни вимірюваної величини, що його викликає. Характеризує здатність засобу вимірювання реагувати на зміну вхідного сигналу.

Величина, обернена до чутливості називається *сталюю приладу*.

Розрізняють:

- абсолютну чутливість засобу вимірювання;
- відносну чутливість засобу вимірювання.

Крім чутливості засоби вимірювань характеризуються порогом чутливості і зоною нечутливості:

- *Поріг чутливості* — найменше значення вимірюваної величини, яка може бути виявлена засобом вимірювань.
- *Зона нечутливості* — діапазон значень вимірюваної величини, в межах якого її зміни не викликають зміни показу засобу вимірювань.
- **ціна поділки шкали;**

Ціна поділки шкали аналогового вимірювального приладу — різниця значень вимірюваної величини, що відповідає двом сусіднім позначкам шкали^[1].

Приклад. Якщо наконечник індикатора годинникового типу перемістити на 0,01 мм, то стрілка зміститься на одну поділку великої кругової шкали, отже, ціна поділки становить 0,01 мм (див. рисунок).

Ціна поділки залежить від верхньої і нижньої межі вимірювання приладу і від числа поділок шкали. Особливо це треба мати на увазі тоді, коли використовується при вимірюванні прилад, в якого верхня межа вимірювань має декілька значень.

Величина, обернена до ціни поділки приладу, називається чутливістю приладу. Чутливість приладу визначається відношенням збільшення кутового або лінійного переміщення покажчика приладу в градусах, міліметрах або просто в поділках шкали до відповідного збільшення тієї величини, що вимірюється.

В цифрових вимірювальних приладах (приладах з цифровим табло) метрологічною характеристикою, що замінює ціну поділки шкали, є дискретність відліку.

- **діапазон вимірювань;**

Діапазон вимірювань — метрологічна характеристика засобу вимірювальної техніки, що визначає інтервал значень вимірюваної величини, в межах якого прономовані похибки засобу вимірювань^[1].

Значення величини, що обмежують діапазон вимірювань знизу і зверху, називають відповідно *верхньою* і *нижньою* границею вимірювань.

Для підвищення точності вимірювань діапазон вимірювань розбивають на декілька піддіапазонів. При нормуванні похибки допускають для кожного піддіапазону свої граничні значення похибки вимірювання. Область значень шкали вимірювального приладу, котра обмежена початковим і кінцевим значеннями шкали, називають *діапазоном показів*.

Як правило, точність вимірювань на кінцях діапазону нижча, ніж у його середині. Для аналогових пристроїв, як чутливість так і точність вимірювального пристрою, зазвичай, менша в нижній частині діапазону вимірювання.

Для частини засобів вимірювань встановлені (і зазначені в технічних даних) точки вимірювань, в яких вони були відкалібровані на заводі (або у яких рекомендується періодичне калібрування користувачем) і в цій точці, як правило, мають найкращі параметри вимірювання.

Діапазон вимірювання вимірювального інструменту — діапазон значень вимірюваних величин, для яких інструмент вимірювання може бути

використаний з похибкою, що не перевищує допустимі межі, без шкоди для міцності і стійкості інструменту та без порушення безпеки.

- **варіація показів;**

Варіація показів — абсолютна різниця між показами приладу в одній і тій же точці діапазону за плавного підходу до цієї точки зі сторони менших та більших значень вимірюваної фізичної величини. Для ряду приладів, в основному тих, що мають деформаційний чутливий елемент (манометри з трубкою Бурдона, торсійні ваги з плоскою пружиною тощо), є нормованою метрологічною характеристикою.

Варіація показів виникає через наявність на статичній характеристиці чутливого елемента приладу гістерезису. Її не слід плутати з розмахом показів, який є характеристикою випадкової похибки приладу і проявляється в мінливості його показів під час багаторазового вимірювання навіть постійної в часі величини.

- **розмах показів;**

Розмах показів - різниця між найбільшим та найменшим з показів вимірювального приладу за кількох послідовних вимірювань в умовах збіжності одного і того ж значення фізичної величини. Розмах показів не слід плутати з варіацією показів, яка виникає через наявність гістерезису на статичній характеристиці деформаційного чутливого елемента приладів з такими елементами.

- **варіація вихідного сигналу;**

- **динамічні характеристики (перехідна та імпульсна перехідна функції, амплітудні і фазові характеристики, передавальна функція) та ін.**

Нормовані метрологічні характеристики

До нормованих метрологічних характеристик включають ті, що відображають реальні властивості засобу вимірювання і перелік цих характеристик повинен бути достатнім для оцінки інструментальної складової похибки вимірювань в умовах застосування засобу вимірювань.

Загальний перелік нормованих метрологічних характеристик засобу вимірювань, форми їх подання та методи нормування визначаються стандартами. В перелік можуть входити:

- межі вимірювань, межі шкали;
 - ціна поділки аналогових засобів;
 - вихідний код, число розрядів коду, номінальна ціна найменшого розряду для цифрових засобів;
 - градуовальна характеристика;
 - похибка;
 - варіація показів приладу або вихідного сигналу перетворювача;
 - повний вхідний опір вимірювального пристрою, вимірювального перетворювача;
- та ін.

2.Статичні характеристики

Статичні характеристики ЗВТ виникають при статичному режимі його роботи. **Статичний режим роботи** - Це такий режим, при якому ЗВТ сприймає зміна вхідної величини і розміри вимірюваної величини не змінюються в часі. До статичних метрологічних характеристик ЗВТ відносяться: діапазон вимірювань; яка вимірюється, перетворюються або відтворена (для заходів) величина; градуировочная характеристика; чутливість (коефіцієнт перетворення ВП); поріг чутливості; споживана потужність; вхідний і вихідний опору і ін.

Статичні характеристики

Режим роботи вимірювального пристрою, при якому значення вхідного X і вихідного Y сигналів не змінюються, називають статичним (стаціонарним чи врівноваженим).

Статичною характеристикою вимірювального пристрою називають функціональну залежність вихідного сигналу від вхідного в статичному режимі роботи зазначеного пристрою. Більш точно статичну характеристику можна визначити як залежність інформативного параметра вихідного сигналу від інформативного параметра його вхідного сигналу в статичному режимі. Статична характеристика описується в загальному випадку деяким нелінійним рівнянням (рівнянням перетворення):

$$Y = f(X) \quad (1)$$

Для вимірювальних перетворювачів, а також вимірювальних приладів з неіменованою шкалою чи зі шкалою, відградуєваною в одиницях, відмінних від одиниць вимірювальної величини, статичну характеристику прийнято називати *функцією перетворення*. Для вимірювальних приладів іноді статичну характеристику називають *характеристикою шкали*.

Визначення статичної характеристики пов'язано з виконанням градуювання, тому для всіх засобів вимірювань використовують поняття градуювальної характеристики, під яким розуміють залежність між значеннями величин на виході і вході засобу вимірювань, складену у вигляді таблиці, графіка чи формули.

На рис. 1. показані види статичних характеристик вимірювальних пристроїв. За винятком спеціальних випадків, основна вимога, яка висувається до статичної характеристики вимірювальних пристроїв, зводиться до одержання лінійної залежності між вихідною і вхідною величинами. На практиці ця вимога реалізується в загальному випадку тільки з деякою прийнятою заздалегідь похибкою.

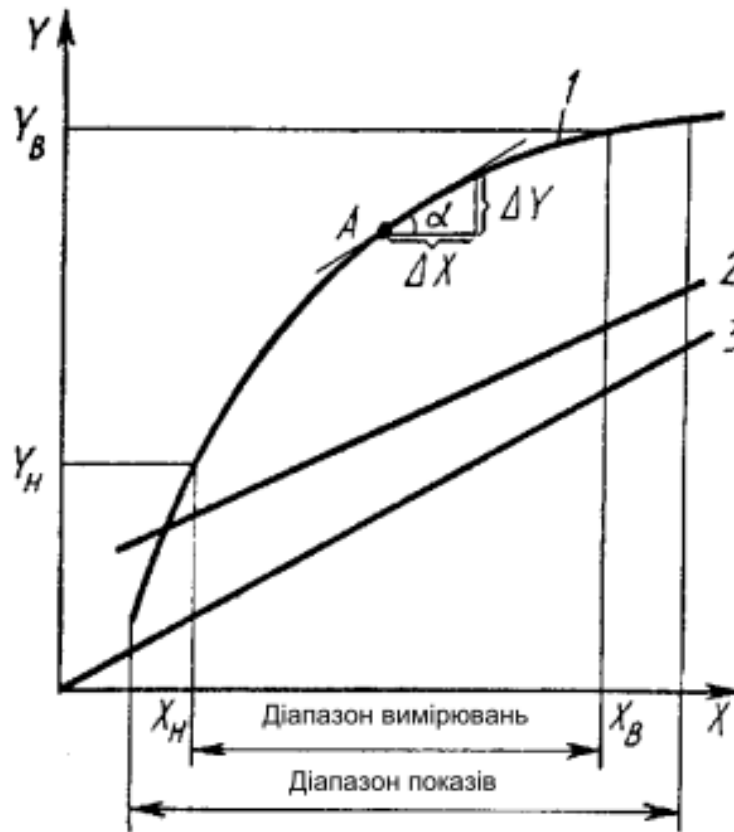


Рисунок 1 Статична характеристика вимірювального пристрою

Крім статичної характеристики для визначення метрологічних властивостей вимірювальних пристроїв використовується ряд параметрів. На рис. 2. на статичній характеристиці 1 графічно представлені поняття діапазону показів, діапазону вимірювань нижньої X_H , Y_H і верхньої X_B , Y_B меж вимірювань.

Діапазон показів – це область значень шкали, обмежена кінцевим і початковим значеннями шкали.

Діапазон вимірювань (робоча частина шкали) – це область значень вимірюваної величини (на шкалі приладу), для якої нормовані допустимі похибки засобів вимірювань. В окремому випадку зазначені діапазони можуть збігатися

вимірювального пристрою діапазони можуть збігатися.

Стосовно вимірювальних пристроїв узагалі діапазон вимірювань часто називають робочим діапазоном перетворень. Верхня межа вимірювань – це найбільше значення діапазону вимірювань. Нижня межа вимірювань – це найменше значення діапазону вимірювань.

Зі сказаного випливає, що діапазон вимірювань визначається різницею

значень верхньої і нижньої меж вимірювань ($X_v - X_n$; $Y_v - Y_n$). Для кількісної оцінки впливу на вихідний сигнал вимірювального пристрою вхідного сигналу в довільній точці (рис. 1.) статичної характеристики служить межа відношення приросту ΔY вихідного сигналу до приросту ΔX вхідного сигналу, коли останнє прямує до нуля, тобто похідна у вибраній точці:

$$S = \lim_{\Delta X \rightarrow 0} \frac{\Delta Y}{\Delta X} = \frac{dY}{dX}. \quad (2)$$

Стосовно вимірювальних приладів цей параметр називають чутливістю і визначають як відношення зміни сигналу на виході вимірювального приладу до вимірювальної величини, що викликає його зміну. Графічно вона визначається тангенсом кута нахилу α дотичної (рис. 1), проведеної до вибраної точки A статичної характеристики.

Якщо статична характеристика вимірювального приладу нелінійна (крива 1 на рис. 1), то його чутливість буде різною у різних точках характеристики, а шкала приладу – нерівномірною. Прилади з лінійною (пряма 2 на рис. 1) чи пропорційною (пряма 3 на рис. 1) статичної характеристики мають незмінну у будь-якій точці шкали чутливість і рівномірну шкалу.

У вимірювальних перетворювачів статична характеристика, як правило, є лінійною:

$$Y = KX. \quad (3)$$

Тут K – *коефіцієнт перетворення* (чи при використанні перетворювача в системах автоматичного регулювання – *коефіцієнт передачі*), який визначений як відношення сигналу на виході вимірювального перетворювача, що відбиває вимірювану величину, до викликаного цього сигналу на вході перетворювача.

Для вимірювальних приладів важливим параметром є *ціна поділки*, яка визначається як різниця значень величин, що відповідають двом сусіднім відміткам шкали. Фізично ціна поділки визначається кількістю одиниць вхідної величини, що містяться в одній поділці шкали вимірювального приладу.

Ціна поділки однозначно пов'язана з числом поділок p шкали вимірювального приладу. Останнє у свою чергу зв'язано з похибкою вимірювального приладу, що зазвичай представляється його класом точності Λ .

Число поділок шкали вимірювального приладу, як правило, у першому наближенні визначається зі співвідношення:

$$n \geq 10 / (2\Delta). \quad (4)$$

При виконанні умови (4) число поділок шкали вибирають таким, щоб ціна поділки складала ціле число одиниць вимірювальної величини.

Порогом чутливості (порогом реагування) вимірювального пристрою розуміють ту найменшу зміну вхідного сигналу, що викликає упевнено фіксовану зміну вихідного сигналу. Як правило, спостерігач, який здійснює вимірювання, упевнено може помітити зсув стрілки на половину поділки шкали, тому поріг чутливості можна вважати рівним половині ціни поділки, а якщо врахувати при цьому співвідношення (4), то у першому наближенні поріг чутливості дорівнює класу точності Δ .

Однією із найважливіших умов одержання коректних результатів вимірювань є врахування взаємодії вимірювальних пристроїв між собою і зоб'єктом вимірювань.

При підключенні вимірювального пристрою чи перетворювача до об'єкта вимірювань останній споживає деяку енергію чи потужність від об'єкта. Аналогічна ситуація має місце при підключенні вимірювального приладу чи перетворювача до виходу попереднього за ланцюгом вимірювання перетворювача. Це визначає необхідність враховувати властивості вимірювальних пристроїв відбирати чи віддавати енергію через свої вхідні чи вихідні ланцюги.

Як характеристику зазначеної властивості прийнято використовувати для вимірювальних пристроїв поняття *вхідного імпедансу* (повного чи удаваного опору), а для вимірювальних перетворювачів – поняття *вхідного і вихідного імпедансів*. У загальному випадку під імпедансом Z розуміють відношення узагальненої сили N до обумовленої нею узагальненої швидкості W :

$$Z = N / W. \quad (5)$$

Сьогодні поняття вхідного і вихідного імпедансів широко використовується для електричних вимірювальних пристроїв. При цьому імпеданс визначається як відношення напруги до струму. Стосовно

вимірювальних пристроїв для неелектричних величин у кожному окремому випадку потрібно проведення досліджень для встановлення найбільш доцільної форми представлення вхідного і вихідного імпедансів.

Передатна функція — статичні й динамічні характеристики

При роботі з датчиком потрібно знати співвідношення рівнів сигналів на вході й виході. Відношення $W_d(p) = Y(p)/X(p)$ в операторному виді є передатною функцією датчика й однозначно визначає характеристики датчика в статичі й динаміці.

Відношення $W_d(p) = Y(p)/X(p)$ в операторному виді є передатною функцією датчика й однозначно визначає характеристики датчика в статичі й динаміку. Відношення $W_d(p) = Y(p)/X(p)$ в операторному виді є передатною функцією датчика й однозначно визначає характеристики датчика в статичі й динаміку. Відношення $W_d(p) = Y(p)/X(p)$ в операторному виді є передатною функцією датчика й однозначно визначає характеристики датчика в статичі й динаміку. Відношення $W_d(p) = Y(p)/X(p)$ в операторному виді є передатною функцією датчика й однозначно визначає характеристики датчика в статичі й динаміці.

Рівняння $Y(p) = W_d(p) \cdot X(p)$ у реальній площині, тобто функція $Y = f(x)$ буде статичною характеристикою. Статична характеристика може бути лінійною й буде визначатися як:

$$Y = aX + b, \quad (1)$$

де a – нахил прямої, обумовлений чутливістю датчика й b – постійна складова

тобто рівень вихідного сигналу при відсутності сигналу на вході)

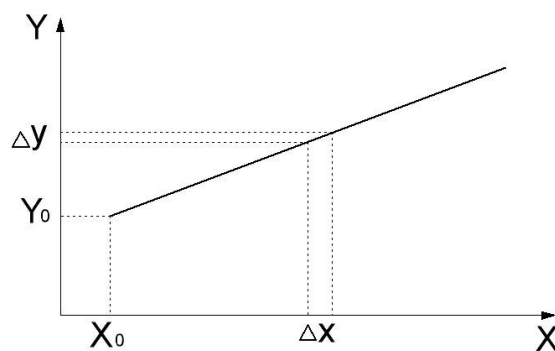


Рисунок 2 - Лінійна залежність.

Крім датчиків з лінійною залежністю, можуть бути датчики з логарифмічною залежністю, з рівнянням виду

$$Y = a \ln X + b \quad (2)$$

Експонентною:

$$Y = a e^{kX} + b \quad (3)$$

Або ступеневою:

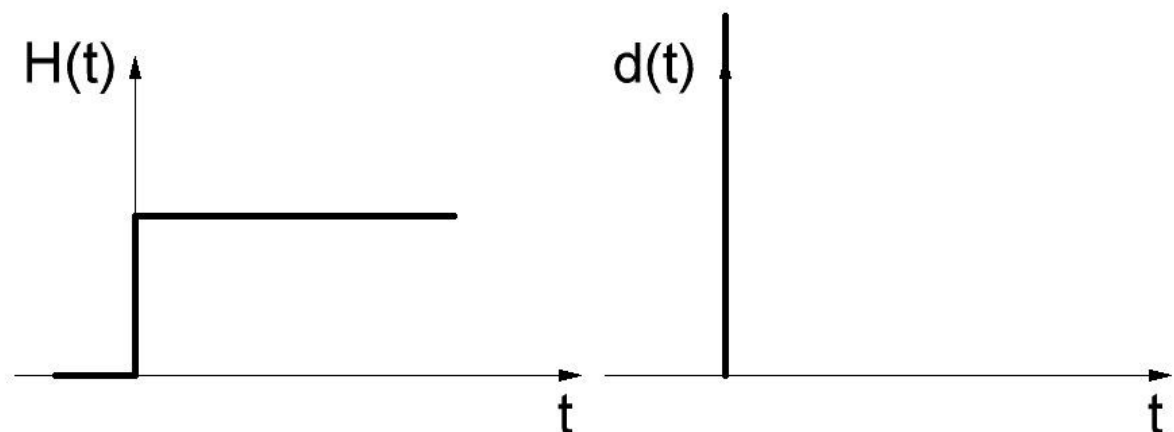
$$Y = a_1 X^k + a_0 \quad (4)$$

Де k – постійне число.

Існують датчики з більш складною характеристикою. Але на це є документація. Проте, передатна функція розкриває й те, які властивості має датчик у динаміці, тобто наскільки швидко й точно відпрацьовує датчик вихідний сигнал при швидкій зміні вхідної величини. Практично кожний реальний датчик має в собі накопичувач енергії — конденсатор, масу і т.п. Розглянемо поведінку датчика, динамічні характеристики якого описуються рівнянням першого порядку:

$$Y(t) = a_2 \frac{dX(t)}{dt} + a_1 X(t) + a_0 \quad (5)$$

У теорії автоматичного керування існує два тестові вхідні сигнали. Це одинична функція — подача в нульовий момент часу одиниці, і дельта-функція — подача сигналу нескінченної амплітуди і нескінченно малої тривалості.



Малюнок 3. Одинична й дельта функції Безінерційний, тобто ідеальний датчик у точності повторить форму вхідного сигналу. Реальний датчик, описаний формулою (5) видасть наступну реакцію:

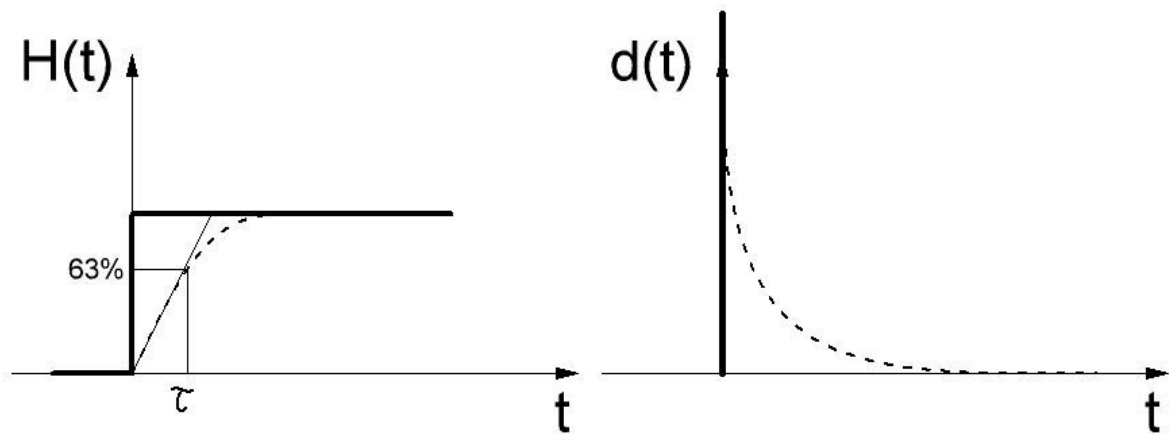


Рисунок 4. Реакція аперіодичної ланки першого порядку на тестові сигнали Слід зазначити, що значення на виході датчика буде відповідати поданому на вході тільки після завершення перехідного процесу, яке буде тривати $3-4\tau$, де τ — постійна часу нашої ланки. При $t = \tau$, вихідне значення досягнеться $1 - e^{-1} = 63\%$ Неважко порахувати, що при $t = 2\tau$ вихідне значення складе 86%, а при $t = 3\tau$ — 95% і перехідний процес буде вважатися завершеним. У такий спосіб потрібно розуміти, що, наприклад, той же датчик температури буде реагувати на зміну температури навколишнього середовища з деяким запізнюванням через те, що між датчиком і навколишнім середовищем є корпус, який повинен поглинути тепло й нагрітися. На це потрібен час. Зрозуміло, інерційні датчики можуть описуватися більш складними рівняннями, наприклад представлятися аперіодичними ланками другого порядку, мати затримку реакції і т.д. Особливості поведінки таких ланок докладно описані в [1].

2.3 Точність, нелінійність

Одною з важливих характеристик датчика є його **точність** у діапазоні вимірюваних величин. Вихідний сигнал датчика відповідає значенню вимірюваної величини з деякою вірогідністю, називаною похибкою. Наприклад, датчик температури має точність ± 2 градуса. Це означає, що при реальній температурі вимірюваного об'єкта в 100 градусів, припустимі показання даного датчика температури перебувають у межах 98 – 102 градусів. Похибка датчика буває різною. Розрізняють аддитивну та мультиплікативну похибку. Аддитивна похибка постійна у всьому діапазоні вимірів.

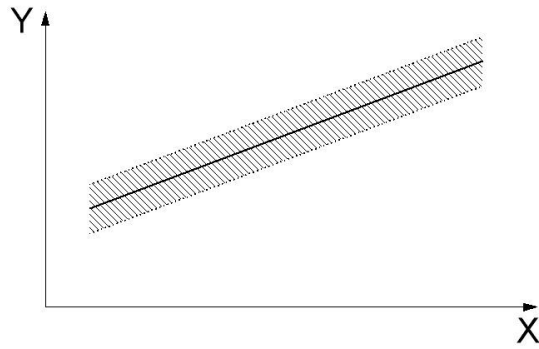


Рисунок 5. Аддитивная похибка

Мультиплікативна похибка лінійно залежить від рівня вимірюваної величини:

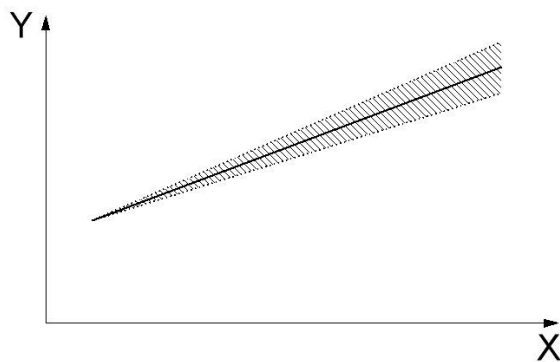


Рисунок 6. Мультиплікативна похибка

Крім того, існує нелінійність датчика у вимірюваному діапазоні. Залежно від поточного діапазону вимірювання, коефіцієнт нахилу передатної функції змінюється в деяких межах. При цьому, у специфікації вказуються або криві зміни точності по діапазону, або гірші показники нелінійності в тому або іншому діапазоні. Крім того, деякі датчики мають ефект гістерезису, коли для того самого вхідного сигналу після зростання й убуття значення вихідного сигналу виходять різними. Типовою причиною гістерезису є тертя й структурні зміни матеріалів. Найбільшому ефекту гістерезису піддаються датчики на основі феромагнітних матеріалів. Для підвищення точності й компенсації аддитивної і мультиплікативної похибки може проводитися процес калібрування датчика. Наприклад, для лінійного датчика необхідно зі завідомо відомою точністю визначити показання у двох точках, що перебувають на різних кінцях робочого діапазону.

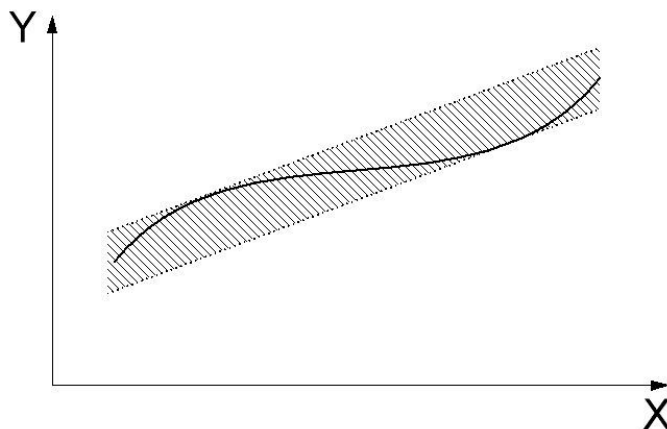


Рисунок 7. нелінійність датчика

Для деяких датчиків дані калібрування можуть приводитися в паспорті на кожний конкретний екземпляр. Для проведення процедури калібрування можна скористатися більш точною апаратурою, можна скористатися еталоном (наприклад чорне тіло, еталонний кілограм і т.п.). Точність після калібрування природно не зможе перевищувати точність еталона.

2.4 Чутливість датчика, роздільна здатність і мертва зона

Мертва зона датчика — це нечутливість датчика в певному діапазоні вхідних сигналів. У межах цієї зони вихідні показання некоректні. Для прикладу на рисунку 2 показання вихідної величини для всіх значень від 0 до x_0 не визначені. Такою особливістю грішать, наприклад, деякі датчики струму, що мають нульову напругу на виході при струмах менших, приміром, 10мА. У всьому іншому діапазоні має місце певна **чутливість** датчика, тобто наскільки сильний приріст вихідного сигналу на зміну вхідного сигналу. Тобто чутливість

визначається наступною формулою:
$$a = \frac{\Delta Y}{\Delta X}$$
 Для лінійного датчика, чутливість буде постійною на всьому вимірюваному діапазоні. **Роздільна здатність** показує, наскільки мала зміна вимірюваної величини здатна викликати зміну вихідного сигналу. Наприклад, який-небудь інкрементальний датчик положення має роздільну здатність в 1 градус. Аналогові датчики мають нескінченно більшу роздільну здатність, тому що в їхньому вихідному сигналі не можна визначити окремих рівнів його зміни.

3 Спосіб підключення датчиків

Залежно від типу датчика, підключається він до вимірювального тракту по-різному.

Підключення пасивного датчика

Тому що пасивний датчик без сторонньої допомоги у відповідь на зовнішній вплив самостійно виробляє для нас електричний сигнал, нам цей сигнал потрібно зчитати. Залежно від того, чи буде наш датчик джерелом струму або джерелом напруги, спосіб підключення буде відрізнятися.

Приміром, термопара є джерелом напруги — напруга на виході не залежить від величини вихідного струму (у розумних межах звичайно). Наше завдання — виміряти вироблювану ЕРС. Тому що вимірювальний тракт буде мати деякий кінцевий опір, схема підключення буде наступною:

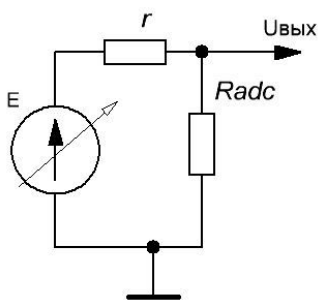


рисунок 8. Підключення джерела напруги до АЦП

Якщо R_{adc} буде багато більше внутрішнього опору r , тоді спадання напруги на ньому буде прагнути до нуля й напруга на вході АЦП буде прагнути до значення ЕРС. Розглянемо термопару, як один з найточніших і швидкодіючих датчиків. Інший випадок, якщо наш датчик є джерелом струму, тобто згенерована ним напруга залежить від струму, що пропускається через навантаження.

Підключення датчика аналогічно:

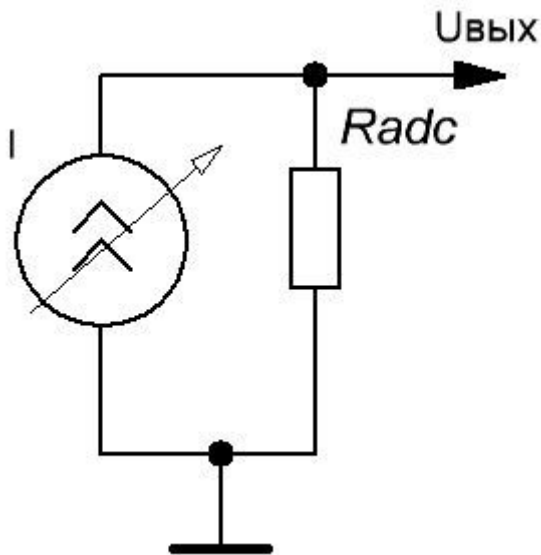


рисунок9. Підключення джерела струму до

АЦП. Однак, опір навантаження джерела струму тепер повинен прагнути до нуля. Для цього, датчик шунтується резистором необхідного опору, перетворюючи тим самим, джерело струму в джерело напруги:

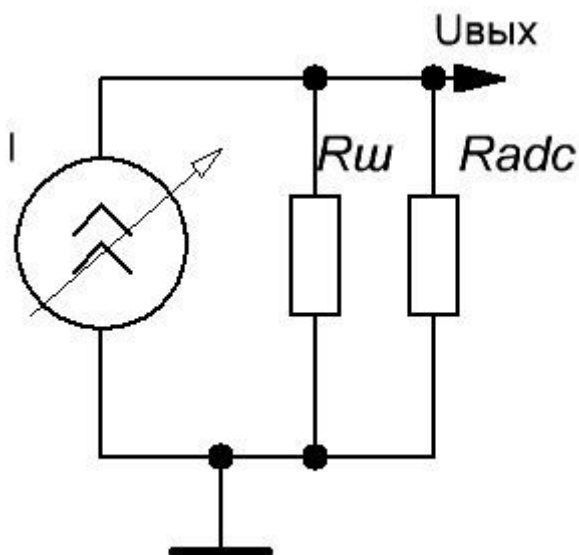


рисунок10. Правильне підключення

джерела струму до АЦП. Опір резистора $R_{ш}$ розраховується як частка від ділення максимальної напруги, що подається на вхід АЦП на максимальний

$$R = \frac{U_{max}^{adc}}{I_{max}}$$

струм, який здатний видати датчик

Найбільш яскравий

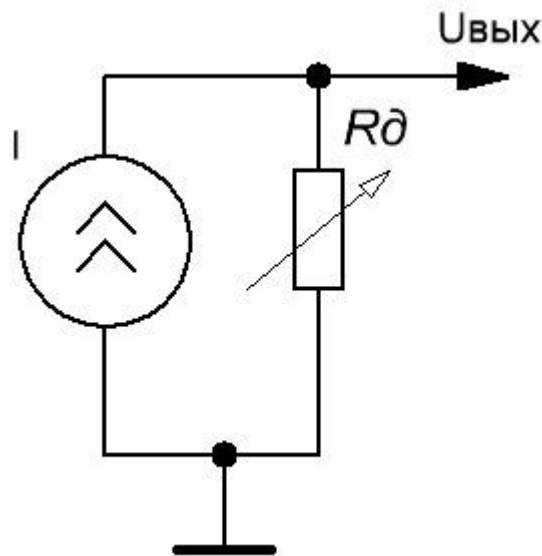
представник такого датчика — датчик струму.

УВАГА: датчики, що мають схему заміщення у вигляді джерела струму, необхідно обов'язково шунтувати опором і не допускати обриву ланцюга шунтування при наявності як завгодно малого вхідного впливу. А якщо ні, то, той же датчик струму генерує на вільних клеммах вторинної обмотки напругу в

кіловольти, що приводить до пробоя схеми виміру або самого датчика. Сучасні датчики струму тестують на напрузі 1кВ і більш, так що одержати на виході 2-3кВ,— не саме складне завдання.

Підключення активного датчика

Розглянемо активні датчики, що представляють собою змінний опір. Зокрема це терморезистори, тензорезистори та інші подібні датчики. Щоб опір датчика виміряти, його необхідно підключити до джерела струму й визначити



спадання напруги на ньому:

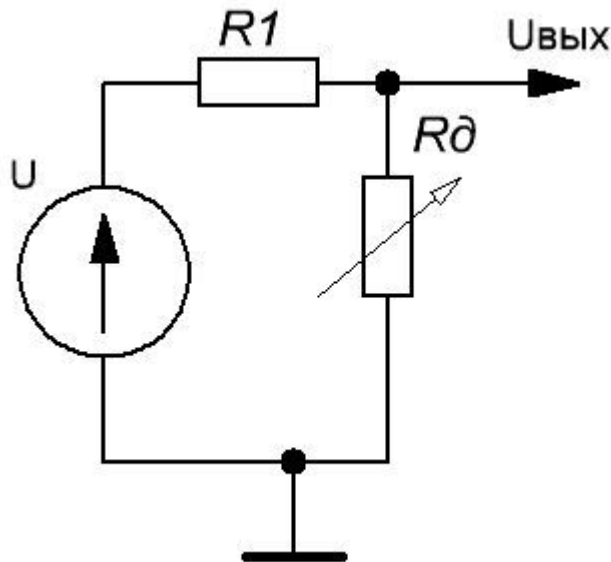
рисунок11.

Підключення датчика до нерегульованого джерела струму Джерело струму виробляє струм постійного значення відомої величини. Тоді, вихідна напруга

буде визначатися по формулі: ($U_{\text{вых}} = I \cdot R_{\text{д}}$) Наприклад, розрахуємо вихідне значення напруги при струмі джерела 10мА якщо наш датчик змінює опір від 0,1кОм до 1 кОм. Тоді максимальна вихідна напруга буде рівно

$U_{\text{вых}}^{\text{max}} = 0,01 \cdot 1000 = 10\text{В}$ (8) Що цілком відповідає необхідному

значенню напруги для аналогової системи керування на базі операційних підсилювачів. Де взяти джерело струму? Буває так що він вбудований у сам мікроконтролер. Наприклад у мікроконтролерах ADuCM360/361 є два вбудовані джерела струму 0,01-1мА. Правда там у них діагностичне завдання — подаючи малий струм через ланцюги датчика можна пересвідчитися в його наявності й справності. Звичайно, нам зручніше використовувати джерело напруги з



дільником:

рисунок12. Підключення

датчика до джерела напруги з дільником. Коло U-R1 утворює той же саме джерело струму, тільки його параметри залежать від навантаження — R_d . Напруга на виході буде визначатися по наступній формулі:

$$U_{\text{вых}} = U \frac{R_1}{R_1 + R_d} \quad (9)$$
 І тут спливе головна проблема такого методу — від опору нашого датчика в знаменнику не позбудешся ніяк і показання стають нелінійними, у відмінність, до речі, від першого варіанта. Встає питання — яким повинне бути опір $R1$? Він повинен забезпечувати максимальний діапазон вихідної напруги. Тобто при відомих значеннях мінімального й максимального опору датчика R_{d1} і R_{d2} ,

$\text{abs}(U_{\text{вых}1} - U_{\text{вых}2}) \rightarrow \max$ З іншого боку, максимальна вихідна напруга в нас обмежена вхідними колами вимірювального пристрою. Наприклад, на вхід мікроконтролера з живленням 5В необхідно подати напругу, приміром, не більш 2,5В. Відзначу, що якщо максимально можлива напруга, що подається на вхід АЦП менше напруги живлення, то ми зможемо його туди подати. Якщо наш датчик змінює опір від 0,1кОм до 1 кОм, то приймемо опір резистора $R1$ рівний верхній межі опору датчика. Тоді $U_{\text{вих}}$ зможе змінюватися в межах від $1/11 U_{\text{вх}}$ до $1/2 U_{\text{вх}}$. В абсолютних цифрах даного прикладу — від 0,45 до 2,5В. І такими значеннями ми використаємо $(2,5 - 0,45) / 2,5 = 82\%$ усього діапазону АЦП, що досить непогано. Ще датчик можна ввімкнути до складу вимірювального моста й вимірювати різницю напруг у його плечах:

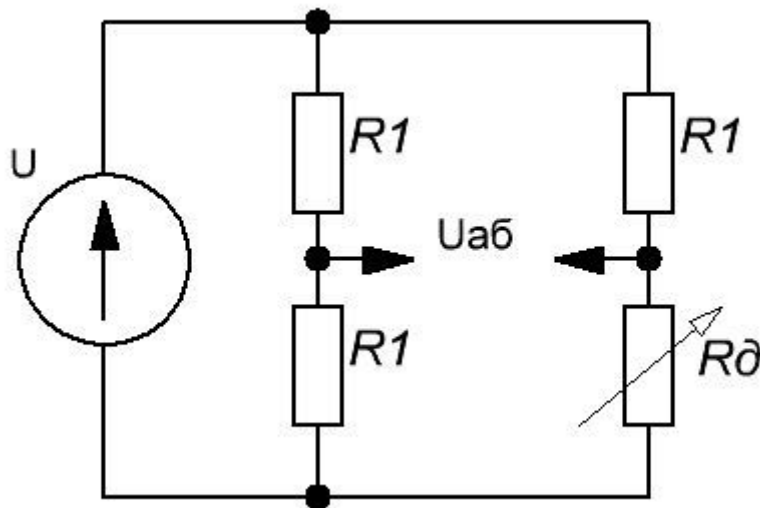


рисунок13. Датчик у складі

вимірювального мосту В цьому випадку ми працюємо з диференціальним АЦП, вимірюючи різницю потенціалів U_{ab} . Вона буде рівна:

$$U_{AB} = U_a - U_b = U \cdot \left(\frac{1}{2} + \frac{R_1}{R_1 + R_\theta} \right) \quad (10)$$

Причому опір резистора R_1 може бути таким, щоб U_{ab} могла бути й негативною. Існують датчики, внутрішня схема яких уже являє собою балансовий міст із необхідними характеристиками. Пізніше розглянемо приклади таких датчиків. Існують більш зручні у використанні датчики. Вони видають необхідний аналоговий сигнал і без використання резисторів. Наприклад, аналоговий датчик вологості НІН-4010-004 — 5В живлення, лінійний вихід. Підключається він так:

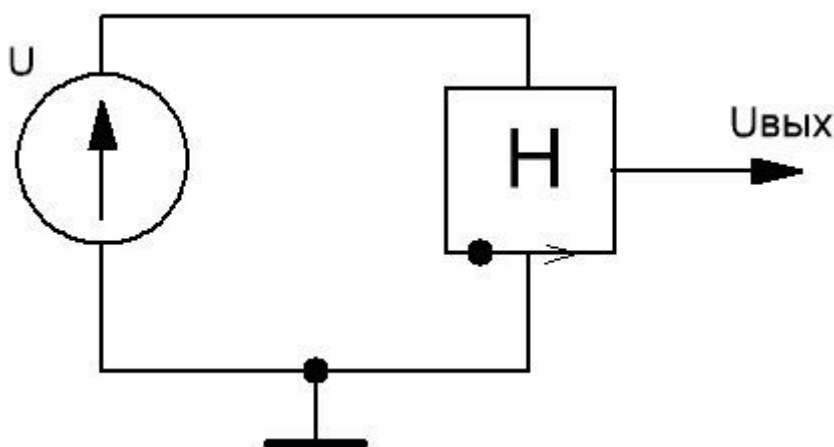


рисунок14. Підключення

датчика вологості НІН-4010-004 Два проводи до джерела опорної напруги, вихід — до АЦП мікроконтролера.

Підключення цифрових датчиків по стандарту 1-wire

1-wire це двонаправлена низькошвидкісна цифрова шина передачі даних, що потребує всього два проводи — інформаційний провід й землю. Шина досить проста у використанні, підтримує паразитне живлення пристрою від лінії й дозволяє підключати паралельно безліч однотипних пристроїв, тобто датчиків температури(наприклад DS18B20), або мікросхем ідентифікації (ibutton). Паразитне живлення організовується в такий спосіб:

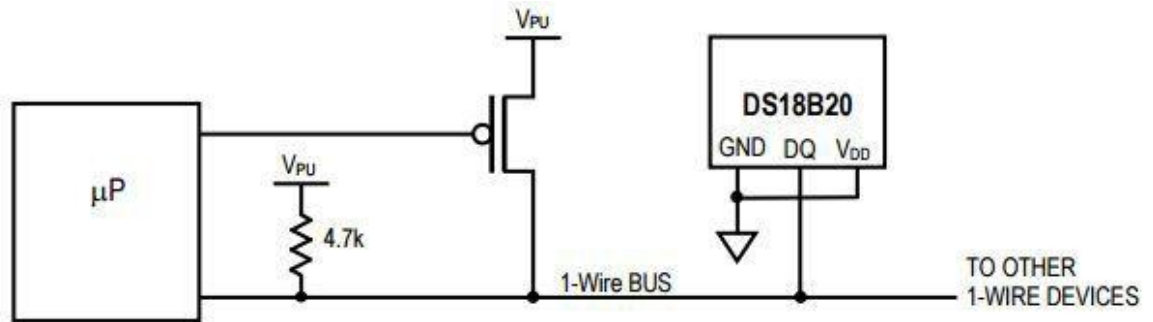


рисунок 15. Паразитне живлення пристроїв шини 1-wire А це звичайне активне живлення пристрою.

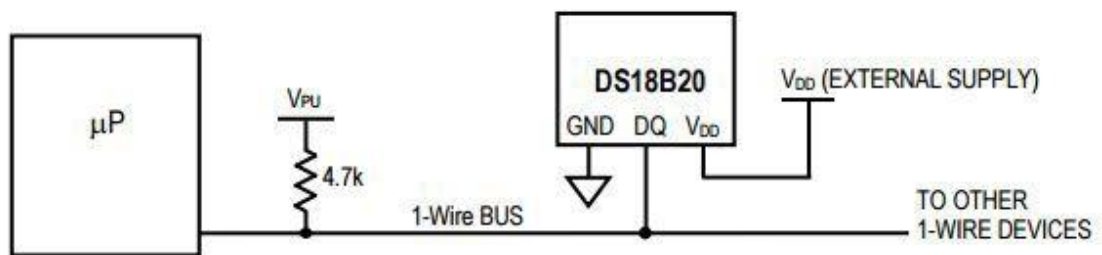
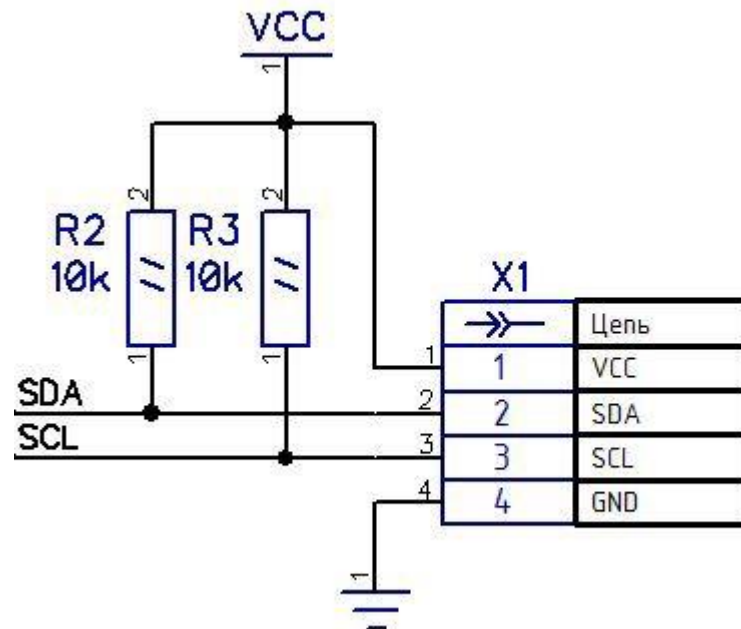


рисунок 16. Живлення пристрою 1-wire від зовнішнього джерела Кількість підключених паралельних датчиків фактично обмежене лише параметрами лінії. Можливо гаряче підключення й ідентифікація на ходу. Причому обчислювальна складність алгоритму ідентифікації $O(\log n)$ Більш докладно цей протоколом ми розглянемо пізніше. Про сам протокол можна почитати по посиланню: <http://datasheets.maximintegrated.com/en/ds/DS18B20.pdf>

Підключення цифрових датчиків по стандарту I2C(Twi)/Smbus

Якщо 1-wire вимагала один провід даних, то ця шина, виходячи з назви Two-Wire Bus — два. Один із проводів — SCL буде тактуючим, по другому — SDA, напівдуплексом будуть передаватися дані. Шина з відкритим колектором, отже обидві лінії необхідно підтягти до живлення. Датчик буде підключатися в



такий спосіб:

рисунок17.

Підключення датчиків по I2C Загальна кількість пристроїв, які можна підключити до шини I2C — 112 пристроїв при 7-розрядній адресації. Кожному пристрою виділяється дві послідовні адреси, молодшим бітом виставляється режим — на читання або запис. Є строга вимога по ємності шини — не більше 400пФ. Загальновживані значення швидкостей — 100 кбіт/сек і 10 кбіт/сек, хоча останні стандарти допускають і швидкісні режими в 400 кбіт/сек і 3.4 Мбіт/сек. Шина може працювати як з незмінюваним майстром, там і з передачею прапора. Всю інформацію по даному протоколу можна знайти по посиланню: <http://www.esacademy.com/en/library/technical-articles-and-documents/miscellaneous/i2c-bus.html>

Підключення цифрових датчиків по стандарту SPI

Він потребує як мінімум три проводи, працює в режимі повного дуплекса — тобто організує одночасну передачу даних в обидва боки. Лінії зв'язку:

- CLK — лінія тактового сигналу.
- MOSI — вихід майстра, вхід слейва
- MISO — вхід майстра, вихід слейва
- CS — вибір чіпа (опціонально).

Один з пристроїв вибирається майстром. Він буде відповідати за тактування шини. Підключення здійснюється перехресним способом:

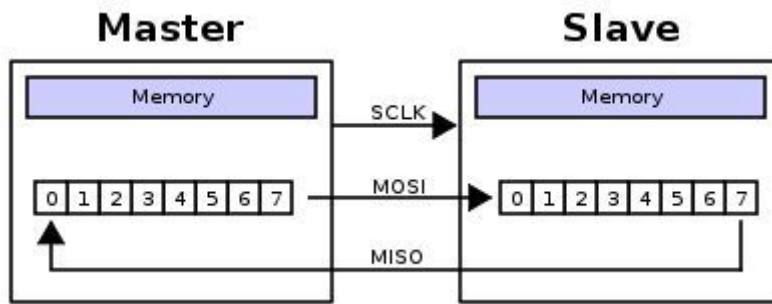


рисунок18. підключення

по SPI і суть передачі. Кожний пристрою в колі містить свій зсувний регістр даних. За допомогою сигналів тактування, через 8 тактів вміст регістрів міняється місцями, тим самим, здійснюючи обмін даними. SPI — самий швидкісний із представлених інтерфейс передачі даних. Залежно від максимально-можливих частот тактування швидкість передачі даних може становити 20, 40, 75 Мбіт/сек і вище. Шина SPI дозволяє підключати пристрої паралельно, але тут виникає проблема — кожному пристрою потрібно своя лінія CS до процесора. Це обмежує загальну кількість пристроїв на одному інтерфейсі. Головна складність у налаштуванні SPI — це встановити полярність сигналу тактування. Про SPI з описом периферійних модулів SPI для AVR і MSP430 можна прочитати тут <http://www.gaw.ru/html.cgi/txt/interface/spi/index.htm>

4 Зняття показань із датчиків

Залежно від способу підключення датчика і його типу можливі різні способи зняття показань. Слід зазначити, що деякі датчики, наприклад цифрові датчики, або датчики складу газу, вимагають попереднього запуску режиму виміру, який може тривати якийсь час.

Таким чином, процес вимірювання складається із двох тактів — такт виміру даних і такт зняття даних. При організації програми можна піти по одному з наступних варіантів:

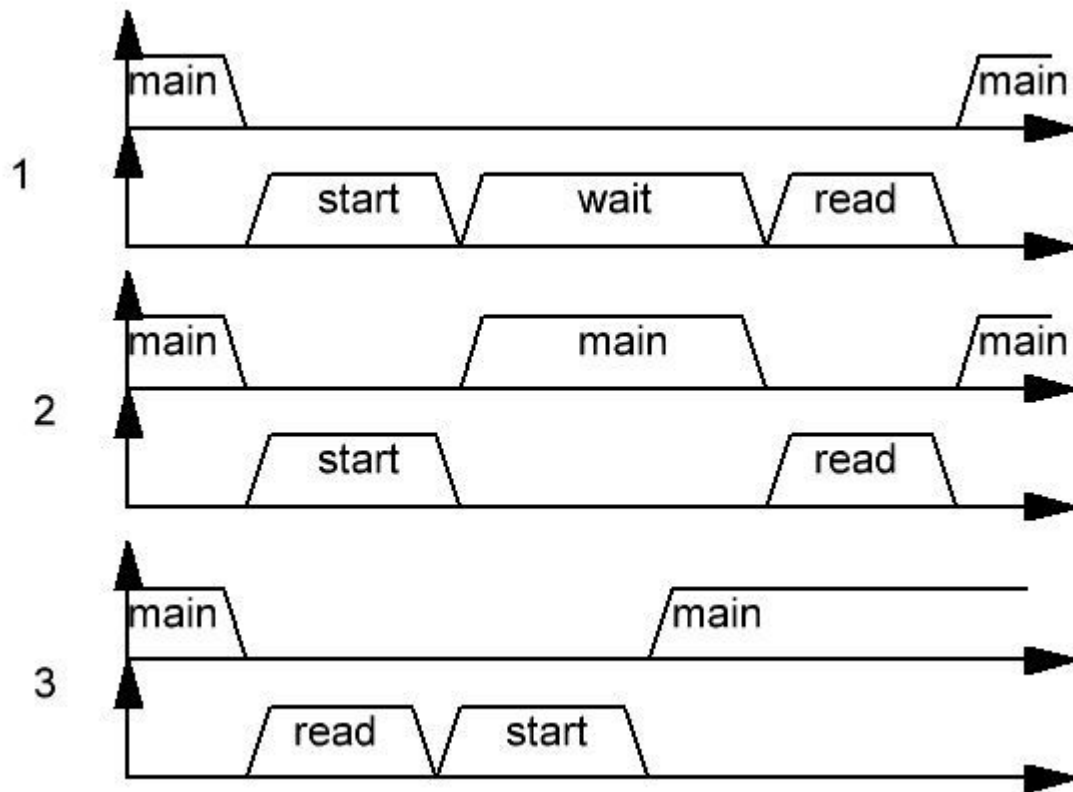


рисунок19. Процес зчитування показань із датчика

Розглянемо кожний варіант окремо:

Варіант 1. Запустили режим вимірів, почекали, зчитали.

Варіант притягальний своєю простотою, однак за нею криється проблема — під час очікування виконання вимірів мікроконтролер простоює, не виконуючи завдань. У більшості систем автоматики такий режим — недозволенна розкіш.

У коді це буде виглядати в такий спосіб:

```
Sensor.Start();//запустити процес вимірів
delay(MINIMAL_SENSOR_DELAY_TIME);//очікуємо          завершення
процесу
int var = Sensor.Read();//зчитуємо дані
```

Варіант 2. запустили режим вимірів, повернулися до інших завдань, по

закінченні часу спрацювало переривання, зчитали дані.

Один із кращих варіантів. Але найбільш складний:

```
void Setup()
{
    Timerisr.Setup(MINIMAL_SENSOR_DELAY_TIME);//настроюємо
переривання по таймеру з необхідною періодичністю
    int mode = START;//змінна стану
    Sensor.Start();//запускаємо процес вимірів у перший раз
}

Timerisr.Vector()
{//оброблювач переривання по таймеру
if (mode == START{
    mode = READ;
    var = Sensor.Read();//якщо датчик був у режимі виміру, зчитуємо дані
}
else
{
    mode = START;
    Sensor.Start();//якщо датчик був у режимі зчитування даних, запускаємо
новий цикл вимірів
}
}
```

Виглядає непогано. дозволяє варіювати час між циклами вимірів і циклами зчитування. наприклад, датчик складу газів повинен встигнути охолонути після попередніх вимірів, або встигнути нагрітися під час вимірів. Це різні періоди часу.

Варіант 3: Зчитали дані, запустили новий виток.

Якщо датчик дозволяє після зчитування даних запускати новий цикл вимірів, то чому б і ні — зробимо все навпаки.

```
void Setup(){
  Timerisr.Setup(MINIMAL_SENSOR_DELAY_TIME);//настроюємо
переривання по таймеру з необхідною періодичністю
  Sensor.Start();//запускаємо процес вимірів у перший раз
}
Timerisr.Vector() { //оброблювач переривання по таймеру
  var = Sensor.Read();//зчитуємо дані
  Sensor.Start();//запускаємо новий цикл вимірів
```

Відмінний спосіб заощадити час. Такий метод відмінно працює й без переривань. Цифрові датчики зберігають обчислене значення аж до відключення живлення. А з урахуванням того, що зчитувати сигнали з датчика вологості через його інерційність раз в 15 секунд часто й не потрібно, можна й зовсім зробити так:

```
void Setup(){
  Sensor.Start();//запускаємо процес вимірів у перший раз

  while(1){
    //багато всякої іншої рутини
    var = Sensor.Read();//зчитуємо дані
    Sensor.Start();//запускаємо новий цикл вимірів
  }
}
```

Може бути й такий варіант, що наш датчик самостійно запускає новий цикл

вимірів і потім за допомогою зовнішнього переривання він повідомляє про завершення вимірів. Наприклад, АЦП можна настроїти на автоматичний режим зчитування даних із частотою N Гц. З одного боку, в оброблювачі переривання буде досить реалізувати тільки процес зчитування нових даних. З іншого боку, можна скористатися перериванням АЦП із режимом прямого доступу до пам'яті — ПДП(DMA). У цьому випадку по сигналу переривання периферійний модуль АЦП на апаратному рівні самостійно скопіює дані в певну комірку пам'яті в ОЗП, тим самим забезпечуючи максимальну швидкість обробки даних і мінімальний вплив на робочу програму (не треба йти в переривання, викликати оброблювач та ін.).

Але використання DMA сильно виходить за рамки даного циклу.

На жаль, перший метод поголовно використовується в бібліотеках і прикладах для Arduino, не дозволяє цій платформі правильно використовувати ресурси мікроконтролера. Зате він простіше в написанні й налагодженню.

4.1 Робота з АЦП

Маючи справу з аналоговими датчиками маємо справу з АЦП. У цьому випадку розглядається АЦП вбудований у мікроконтролер. Тому що АЦП є по суті тим же датчиком — перетворить електричний сигнал в інформаційний — для нього справедливо все що описано вище. Головними характеристиками АЦП для нас є його ефективна розрядність, чутливість, опорна напруга й швидкодія. При цьому, вихідним значенням АЦП перетворення буде деяке число у вихідному регістрі, яке необхідно перевести в абсолютне значення в одиницях вимірюваної величини. Надалі, для окремих датчиків будуть розглянуті приклади таких розрахунків.

4.1.1 Опорна напруга

Опорна напруга АЦП — це напруга, якому буде відповідати максимальне

вихідне значення АЦП. Опорна напруга подається від джерела напруги, як вбудованого в мікроконтролер, так і зовнішнього. Від точності цього джерела залежить точність показань АЦП. Типова опорна напруга вбудованого джерела рівняється напрузі живлення або половині напруги живлення мікроконтролера. Можуть бути й інші значення.

Наприклад, таблиця можливих значень опорної напруги для мікроконтролера Atmega1280:

REFS1	REFS0	Voltage Reference Selection ⁽¹⁾
0	0	AREF, Internal V_{REF} turned off
0	1	AVCC with external capacitor at AREF pin
1	0	Internal 1.1V Voltage Reference with external capacitor at AREF pin
1	1	Internal 2.56V Voltage Reference with external capacitor at AREF pin

рисунок 20. Вибір опорної напруги для АЦП мікроконтролера Atmega1280

4.1.2 Розрядність АЦП і чутливість

Розрядність АЦП визначає максимальні й мінімальні значення у вихідному регістрі при мінімальному й максимальному вхідному впливі електричного сигналу.

Слід зазначити, що максимальна розрядність АЦП може не відповідати його ефективній розрядності.

Частина молодших розрядів може бути віддана на шум. Звернемося до опису на мікроконтролер ADuCM360, що має 24-розрядний АЦП із ефективною розрядністю 14 біт:

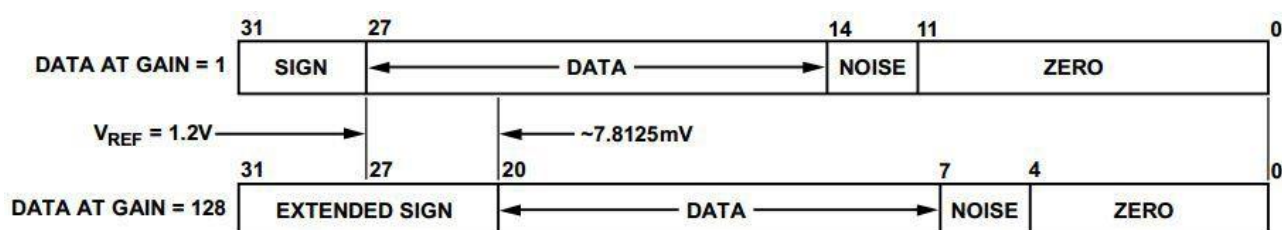


рисунок21. Призначення битов регістру даних АЦП

Як видно з рисунка, в 32-розрядному регістрі, частина виділяється на знак, частину на нулі й частина на шум. І лише 14 розрядів містять дані, що мають зазначену точність. У кожному разі, ці дані завжди вказуються в документації.

Від ефективної розрядності АЦП залежить його чутливість. Чим більше проміжних рівнів вихідної напруги, тем вище буде чутливість.

Допустимо, опорна напруга АЦП $U_{оп}$. Тоді, N-Розрядний АЦП, маючи 2^N можливих значень, має чутливість

$$a = \frac{U_{оп}}{2^N}, B \quad (11)$$

Таким чином, для 12-розрядного АЦП і опорної напруги в 3,3В його чутливість складе $3,3/4096 = 0,8\text{мВ}$

Тому що наш датчик також має певну чутливість і точністю, буде непогано, якщо АЦП буде мати кращі показники

4.1.3 Швидкодія АЦП

Швидкодія АЦП визначає, наскільки швидко зчитуються дані. Для АЦП послідовного наближення потрібна певна кількість тактів, щоб оцифрувати рівень вхідної напруги. Чим більше розрядність, тем потрібно більше часу, відповідно, якщо до кінця вимірювання рівень сигналу встигає змінитися, це відіб'ється на точності вимірювання.

Швидкодія АЦП вимірюється в кількості семплів даних у секунду. Воно визначається як частота сигналу тактування АЦП, ділена на необхідне для виміру число такти. Наприклад, маючи частоту тактування АЦП в 1МГц і 13 тактів для зняття показань, швидкодія АЦП буде рівною 77 кілосемплів у секунду. Для кожного варіанта розрядності можливо розрахувати свою швидкодію. У технічній документації звичайно вказується максимально-

можлива частота тактування АЦП і його максимальна швидкодія при тій або іншій розрядності.

4.2 Цифрові датчики

Головна перевага цифрових датчиків перед аналоговими — вони надають інформацію про вимірювану величину готовому виді. Цифровий датчик вологості поверне абсолютне значення вологості у відсотках, цифровий датчик температури — значення температури в градусах.

Управління датчиком здійснюється за допомогою наявних у ньому регістрів у формі питання-відповідь. Питання наступні:

Запиши в регістр А значення В

Поверни значення, що зберігається в регістрі С

У відповідь датчик, відповідно, або записує необхідні дані в регістр, роблячи настроювання параметрів або запуск якогось режиму, або передає контролеру обмірювані дані в готовому виді.

РОЗДІЛ 7 ВИЗНАЧЕННЯ ДИНАМІЧНИХ ХАРАКТЕРИСТИК МЕТОДОМ ВНУТРІШНЬОГО КОНТРОЛЮ

В даному розділі розглянуто методи визначення ДХ вимірювальних каналів тиску на ТСО. На цей час існує практично один метод визначення постійної часу ВКТ – метод аналізу шумів, недоліки якого описані раніше. В розділі зрозглянуті методи, що ґрунтуються на використанні аналітичних виразів, які зв'язують вихідний і вхідний сигнали ВКТ і включають постійну часу каналу. Методи одночасно використовують як експериментальну, так і теоретичну (модельну) інформацію. Перший метод ґрунтується на наближеному розв'язанні оберненої задачі вимірювань і дозволяє за типовими реалізаціями випадкового процесу, що описує поведінку тиску на виході каналу, визначити його постійну часу та імпульсну характеристику. В другому методі з використанням внутрішнього контролю параметрів моделі ВКТ створюється база опорних моделей, яка застосовується при навчанні нейронної мережі. Третій метод визначення ДХ ВКТ ґрунтується на використанні нейронних мереж і дозволяє здійснювати операції в масштабі часу близькому до реального.

ТЕМА 14 ОПОРНА МОДЕЛЬ ВИМІРЮВАЛЬНОГО КАНАЛУ ТИСКУ

Динамічні характеристики вимірювального каналу тиску (ВКТ) відповідають каналу з нульовим терміном експлуатації, тобто в ньому відсутні чинники "старіння". Цей ВКТ в подальшому приймемо за базовий. Слід враховувати, що в силу специфіки конструкції вимірювальної лінії та типу датчика тиску ДХ будуть різнитись для кожного ВКТ на ТСО. Таким чином, виникає задача визначення ДХ для будь-якого каналу тиску на ТСО. Ця задача може бути вирішена шляхом створення окремих математичних моделей каналів тиску на основі загальної моделі базового ВКТ, що побудована за результатами експериментальних досліджень для ВКТ без "старіння". У випадку, коли кожному терміну експлуатації буде відповідати своя окрема модель ВКТ, такі моделі приймемо за опорні моделі ВКТ для даного ТСО.

Опорна модель ВКТ отримується шляхом зміни параметрів базової моделі каналу тиску та контролю за критерієм мінімуму різниці між перехідними, амплітудно-частотними (АЧХ) та фазочастотними характеристиками (ФЧХ) опорної та базової моделей.

Для цього був розроблений метод визначення ДХ ВКТ з використанням внутрішнього контролю параметрів базової моделі ВКТ. Реалізація методу внутрішнього контролю стосовно визначення ДХ ВКТ (рис. 1) зводиться до порівняння реакцій моделей на одну і ту ж вхідну дію $x(t)$ типу "сходинка". За різницею реакцій $\Delta\varepsilon$ здійснюється вибір коефіцієнтів низькочастотного цифрового фільтра, який покладено в основу побудови базової моделі ВКТ. Ця модель вже враховує "старіння" елементів ВКТ і його динамічні властивості, що є важливим для практики. Розглянута вдосконалена модель ВКТ на основі методу внутрішнього контролю реалізована в програмному середовищі LabView.

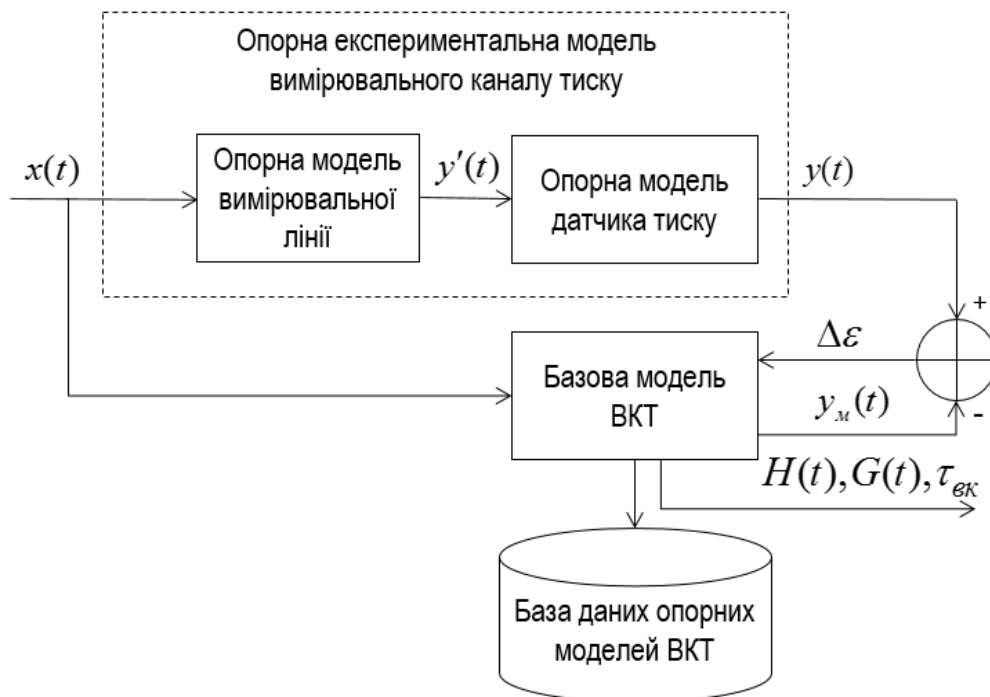


Рисунок 1 – Структурна схема реалізації методу внутрішнього контролю

Запропонований метод визначення ДХ ВКТ з використанням внутрішнього контролю на відміну від відомих дозволяє компенсувати час затримки передатної функції (ПФ) теоретичної моделі ВКТ, здійснювати фільтрацію різниці між експериментальною ПФ ВКТ та її базовою моделлю,

компенсувати зміщення ПФ в стаціонарному режимі, візуально контролювати роботу моделі ПФ ВКТ, постійно контролювати її амплітудно-частотну та фазочастотну характеристики. Модифікована базова модель зберігається в базі даних опорних моделей ВКТ.

14.1 Розробка базової моделі вимірювального каналу тиску

Перехідна функція вимірювального каналу тиску без врахування часу запізнення зв'язана з його передатною функцією залежністю зворотнього дискретного перетворення Лапласа

$$G(t) = L^{-1} \left\{ \frac{1}{s} \cdot G_p(s) \right\},$$

де L^{-1} – оператор зворотнього дискретного перетворення Лапласа;

s – площина дискретного перетворення Лапласа;

$G_p(s)$ – дискретна передатна функція ВКТ.

В подальшому будемо оперувати з передатною функцією вимірювального каналу $G_p(s)$.

Сутність методу внутрішнього контролю з метрологічної точки зору можна трактувати так. Якщо передатну функцію ВКТ можна представити у вигляді сукупності передатних функцій простих кіл низьких порядків, то підбираючи їх параметри, можна мінімізувати різницю між реальною передатною функцією каналу та її моделлю.

Узагальнену структурну схему моделі ВКТ в операторному виді можна зобразити у вигляді, що приведена на рис. 2.

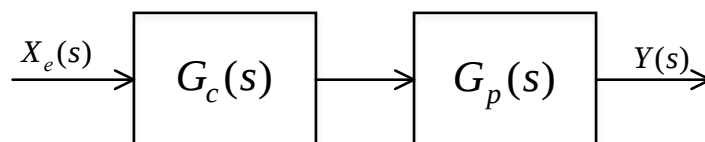


Рисунок 2 – Узагальнена схема моделі вимірювального каналу тиску

Оператор $G_c(s)$ використовується для управління ПФ базової моделі ВКТ $G_p(s)$ і настроюється таким чином, щоб він був оберненим по відношенню до оператора ПФ опорної моделі $G_\Sigma^{-1}(s)$ ВКТ — $G_c(s) = G_\Sigma^{-1}(s)$. Вихідний сигнал ВКТ $Y(s)$, у відповідності до рис. 2, запишемо у вигляді:

$$Y(s) = X_e(s) \cdot G_c(s) \cdot G_p(s), \quad (1)$$

де $X_e(s)$ — модель еталонної вхідної дії типу "сходінка";

$G_c(s)$ — функціонал управління параметрами базової моделі ПФ ВКТ;

$G_p(s)$ — модель реальної, експериментально визначеної (базової), ПФ ВКТ.

Прийmemo, що опорна модель ПФ ВКТ $G_\Sigma^*(s)$ повністю відтворює його базову модель ПФ $G_p(s)$:

$$G_p(s) = G_\Sigma^*(s). \quad (2)$$

Тоді, якщо функціонал $G_c(s)$ буде оберненим до опорної моделі ПФ ВКТ $G_c(s) = G_\Sigma^{*-1}(s)$, то на виході базової моделі ВКТ отримуємо $Y(s) = X_e(s) \cdot G_\Sigma^{*-1}(s) \cdot G_\Sigma^*(s) = X_e(s) \cdot 1 = X_e(s)$.

Звідси випливає, що вихідний сигнал базової моделі ВКТ завжди дорівнює контрольному еталонному сигналу $X_e(s)$. Слід відмітити, що це можливо лише при повністю визначеній ПФ базової моделі ВКТ $G_p(s)$.

На практиці завжди є певне розходження між реальною ПФ та її моделлю. Це розходження викликане як "старінням" елементів ВКТ, так і дією зовнішніх перешкод і внутрішніх шумів. З урахуванням цього зміниться і структурна схема (рис. 3), яка реалізує метод внутрішнього контролю параметрів базової моделі ВКТ.

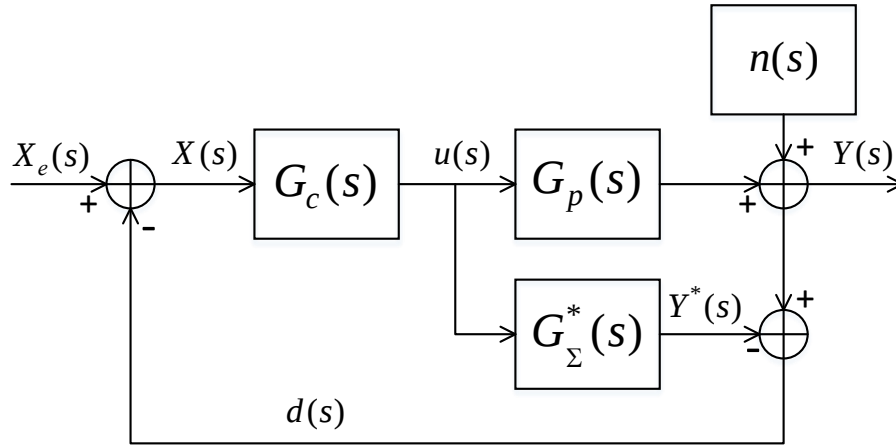


Рисунок 3 – Схема моделі вимірювального каналу тиску

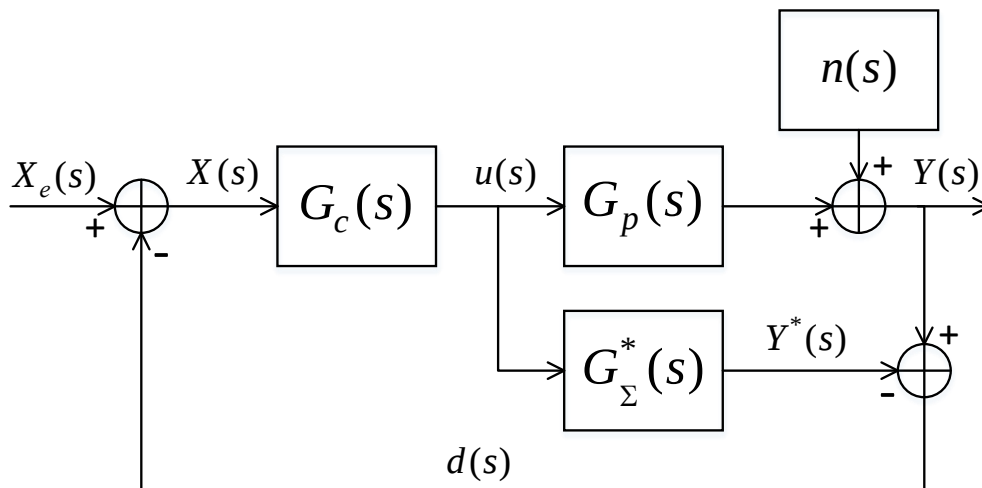


Рисунок 4 – Схема моделюючого алгоритму

Дана схема має наступні змінні параметри:

$X_e(s)$ – еталонний контрольний сигнал вхідної дії типу "сходинка";

$X(s)$ – модифікований контрольний сигнал для корекції базової моделі;

$G_c(s)$ – функціонал управління параметрами базової моделі ПФ ВКТ;

$G_p(s)$ – модель базової ПФ ВКТ;

$G_Σ^*(s)$ – модель опорної ПФ ВКТ;

ПФ ВКТ;

$u(s)$ – значення функціоналу $G_c(s)$ з урахуванням похибки $d(s)$;

$n(s)$ – перешкода;

$d(s)$ – різниця між ПФ базової та опорної моделей;

$Y(s)$ – вихідний сигнал моделі ВКТ.

Сигнал зворотного зв'язку $d(s)$ визначається як:

$$d(s) = u(s) \cdot (G_p(s) - G_\Sigma^*(s)) + n(s). \quad (3)$$

Вхідний модифікований сигнал функціоналу $G_c(s)$ виражається формулою:

$$X(s) = X_e(s) - d(s) = X_e(s) - u(s) \cdot (G_p(s) - G_\Sigma^*(s)) - d(s). \quad (4)$$

Даний підхід має певні обмеження. Якщо базова модель повністю відтворює опорну ПФ, то $G_p(s) = G_\Sigma^*(s)$. Тоді: $X(s) = X_e(s) - d(s)$, а $Y(s) = X(s) \cdot G_c(s) \cdot G_p(s)$. Якщо перешкода відсутня, тобто $n(s) = 0$, то $Y(s) = X_e(s) \cdot G_c(s) \cdot G_p(s)$.

Таким чином, отримана залежність є аналогом вихідного сигналу системи управління параметрами моделі ПФ без зворотнього зв'язку. Якщо функціонал $G_c(s)$ буде стійким, то управління параметрами моделі ПФ також буде стійким.

На практиці перешкода $n(s) \neq 0$ і завжди має місце різниця між реальною ПХ та її моделлю. Це вимагає, щоб функціонал $G_c(s)$ був оптимальним з точки зору мінімуму різниці та швидкодії. З урахуванням цього зміниться і структурна схема, яка реалізує метод внутрішнього контролю. На рис. 4 приведена схема алгоритму, який реалізує метод внутрішнього контролю.

В цьому випадку оператори $G_c(s)$, $G_p(s)$, $G_\Sigma^*(s)$ і $n(s)$ будуть не векторами, а багатомірними матрицями, які змінюються у часі. Сигнал зворотнього зв'язку буде мати вигляд:

$$d(s) = u(s) \cdot [G_p(s) - G_\Sigma^*(s)] + n(s). \quad (5)$$

Сигнал похибки буде визначений згідно виразу: $X(s) = X_e(s) - d(s)$. Вихід функціоналу $G_c(s) - u(s)$ можна знайти з рівняння:

$$[X_e(s) - d(s)] \cdot G_c(s) = [X_e(s) - \{u(s) \cdot [G_p(s) - G_\Sigma^*(s)] - n(s)\}] \cdot G_c(s).$$

При умові відсутності завад $n(s) = 0$ і тоді

$$u(s) = \frac{[X_e(s) - d(s)] \cdot G_c(s)}{1 + [G_p(s) - G_\Sigma^*(s)] \cdot G_c(s)}. \quad (6)$$

Але $Y(s) = u(s) \cdot G_p(s) + d(s)$. Звідси ПФ системи внутрішнього контролю, що приведена на рис. 4, буде мати вид:

$$Y(s) = \frac{X_e(s) \cdot G_c(s) \cdot G_p(s) + d(s) \cdot [1 - G_c(s) \cdot G_\Sigma^*(s)]}{1 + [G_p(s) - G_\Sigma^*(s)] \cdot G_c(s)}. \quad (7)$$

Тепер, якщо функціонал $G_c(s)$ буде близький до інверсної моделі ПФ $G_c(s) \approx G_\Sigma^*(s)^{-1}$, то можна зменшити різницю $d(s)$. Окрім того, для підвищення стійкості системи необхідно мінімізувати похибку, яка викликана цією різницею.

Як показали дослідження, різниця $d(s)$ найчастіше має місце в високочастотній частині амплітудно-частотної характеристики ВКТ. Тому для зменшення різниці $d(s)$ пропонується використовувати фільтр нижніх частот $f(s)$.

Отже, реалізація методу внутрішнього контролю стосовно підвищення точності базової моделі ПФ ВКТ є не що інше як інверсія моделі його ПФ послідовно з низькочастотною фільтрацією:

$$G_{мвк}(s) = G_c(s) \cdot G_f(s), \quad (8)$$

де $G_f(s) = \frac{1}{(1 + \tau_f \cdot s)^n}$ – ПФ низькочастотного фільтра;

τ_f – постійна часу низькочастотного фільтра;

n – порядок низькочастотного фільтра.

Порядок фільтра n вибирається таким чином, щоб уникнути надмірної диференціючої дії коректуючих сигналів. З урахуванням всього вище приведеного кінцевий алгоритм буде мати вид:

$$Y(s) = \frac{X_e(s) \cdot G_{мвк}(s) \cdot G_p(s) + d(s) \cdot [1 - G_{мвк}(s) \cdot G_{\Sigma}^*(s)]}{1 + G_{мвк}(s) \cdot [G_p(s) - G_{\Sigma}^*(s)]}. \quad (9)$$

14.2 Приклад використання методу внутрішнього контролю для зміни параметрів базової моделі моделі ПФ ВКТ

Розглянемо приклад використання методу внутрішнього контролю для зміни параметрів базової моделі моделі ПФ ВКТ з метою її наближення до опорної моделі ПФ ВКТ зі "старінням". Базова модель ПФ ВКТ $G_p(s)$ була визначена експериментально і описується рівнянням:

$$G_p(s) = \exp(-0.441176 \cdot s) \cdot \frac{2.72 \cdot (1 + 0.05 \cdot s)}{(1 + 0.2 \cdot s) \cdot (1 + 0.8 \cdot s + 0.2 \cdot s^2)}. \quad (10)$$

Опорну модель ПФ для ВКТ можна описати виразом:

$$G_{\Sigma}^*(s) = \exp(-677083 \cdot s) \cdot \frac{2.73913}{(1 + 0.712228 \cdot s)}. \quad (11)$$

На рис. 5 зображено ПХ обох моделей. Видно, що вони різняться за постійною часу ВКТ. Враховуючи вирази (10) і (11) та приймаючи до уваги, що $G_c(s) \approx G_{\Sigma}^{*-1}(s)$, отримаємо:

$$G_{\Sigma}^*(s) = G_{\Sigma}^{*+}(s) \cdot G_{\Sigma}^{*-}(s),$$

$$G_{\Sigma}^{*-}(s) = \exp(-677083 \cdot s),$$

$$G_{\Sigma}^{*+}(s) = \frac{2.73913}{(1 + 0.712228 \cdot s)}, \quad G_{\Sigma}^{*+}(s)^{-1} = 0.365079 \cdot (1 + 0.712228 \cdot s).$$

Далі, вважаючи, що оператор $G_{\text{мвк}}(s)$ повинен бути оберненим до $G_{\Sigma}^{*+}(s)$ і послідовно з'єднаним з фільтром нижніх частот $G_f(s)$, отримаємо вираз для оператора внутрішнього контролю $G_{\text{мвк}}(s)$:

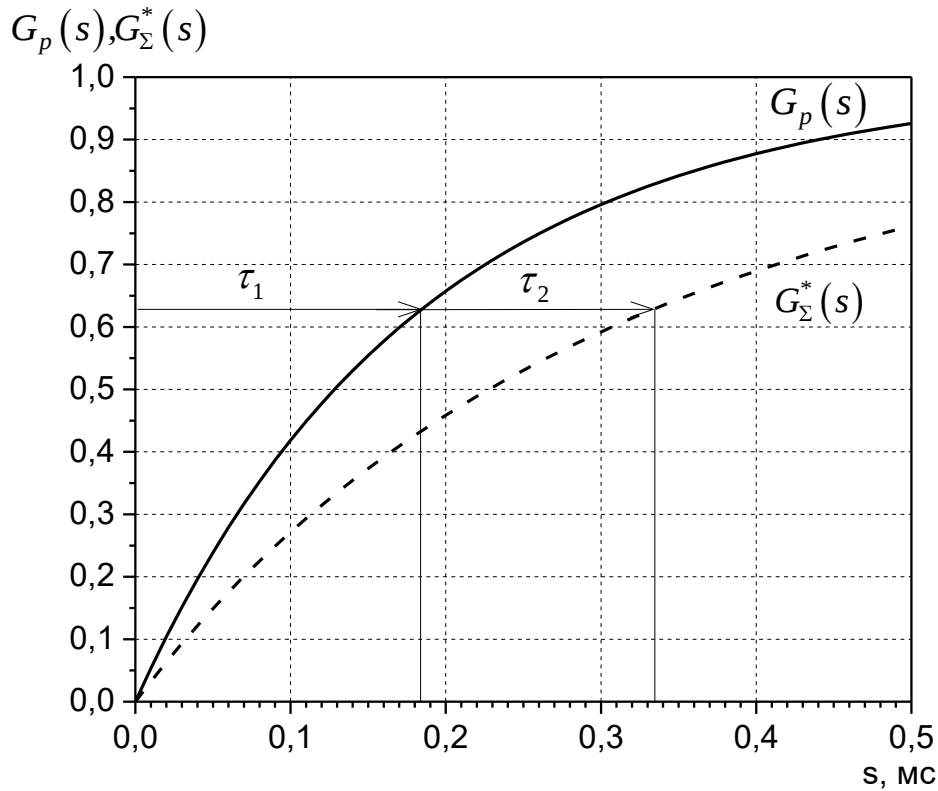


Рисунок 5 – Базова $G_p(s)$ та опорна $G_{\Sigma}^*(s)$ ПФ ВКТ

$$G_{\text{мвк}}(s) = G_{\Sigma}^{*+}(s)^{-1} \cdot G_f(s) = \frac{0.365079 \cdot (1 + 0.712228 \cdot s)}{(1 + \tau_f \cdot s)^n}. \quad (12)$$

При $n=1$ маємо стаціонарний режим. Оператор $G_{\text{мвк}}(s)$ буде стійким, якщо постійна часу фільтра низьких частот дорівнює постійній часу розімкнутого контуру. В нашому випадку $\tau_f = 0.712228$.

Проаналізуємо поведінку замкнутого контуру корекції параметрів моделі ПФ датчика тиску, приймаючи до уваги що $G_p(s) = G_\Sigma^*(s)$.

$$Y(s) = X_e(s) \cdot G_\Sigma^{*+}(s)^{-1} \cdot G_f(s) \cdot G_p(s) + d(s) \cdot [1 - G_\Sigma^{*+}(s) \cdot G_f(s) \cdot G_\Sigma^*(s)],$$

$$Y(s) = X_e(s) \cdot G_\Sigma^{*-}(s) \cdot G_f(s) + d(s) \cdot [1 - G_\Sigma^{*-}(s) \cdot G_f(s)].$$

$$Y(s) = X_e(s) \cdot \frac{\exp(-677083 \cdot s)}{1 + \tau_f \cdot s} + d(s) \cdot \left[1 - \frac{\exp(-677083 \cdot s)}{1 + \tau_f \cdot s} \right]. \quad (13)$$

Таким чином, реалізація методу внутрішнього контролю параметрів базової моделі ПФ ВКТ характеризується наступними властивостями:

- вона забезпечує компенсацію часу затримки;
- низькочастотний фільтр може бути використаний для фільтрації різниці $d(s)$ між базовою та опорною моделями ПФ ВКТ;
- в стаціонарному режимі схема дозволяє компенсувати зміщення ПФ.

Основною відмінністю вдосконаленого методу внутрішнього контролю параметрів моделі ВКТ від відомих є те, що він дозволяє за рахунок фільтрації різниці ПФ модифікувати базову модель ВКТ і визначити його ДХ з урахуванням поточного "старіння".

З метою перевірки реалізуємості вдосконаленого методу внутрішнього контролю для визначення ДХ ВКТ був розроблений алгоритм та програма з використанням пакету програмного комплексу LabView, який забезпечує в масштабі часу близькому до реального online збір та обробку вимірювальної інформації з ТСО, ведення експертної бази знань ВКТ та проведення моделювання ВКТ з визначення їх ДХ. Програмна реалізація методу внутрішнього контролю перехідних функцій ВКТ містить в собі наступні блоки (рис. 3.11):

1. Модуль визначення перехідної характеристики ВКТ.

2. Модуль наближення моделі ВКТ до опорної моделі.

3. Модуль внутрішнього контролю параметрів моделі ВКТ.

За результатами моделювання було також оцінено ефективність застосування розглянутого методу внутрішнього контролю для визначення динамічних характеристик ВКТ. Аналіз отриманих результатів показав, що якщо до корекції моделі ПФ різниця між постійними часу реальної ПФ ВКТ та її моделі становила $\Delta\tau_1 = \tau_{вк} - \tau_{ом} = 71$ мс ($\tau_{вк}$ – постійна часу реальної ПФ ВКТ, $\tau_{ом}$ – постійна часу опорної моделі каналу), то після корекції — $\Delta\tau_2 = \tau_{вк} - \tau_{мвк} = -3$ мс ($\tau_{мвк}$ – постійна часу, що визначена методом внутрішнього контролю), тобто відносна похибка визначення постійної часу зменшилась з 44% до 1.8%. Дослідження показали, що відносна похибка визначення постійної часу методом внутрішнього контролю залежить від відношення сигнал/шум на виході моделі ВКТ та рівня "старіння" каналу. Відносна похибка 11% досягається при відношенні сигнал/шум $q \geq 10$ дБ. Отже, в роботі дістав подальшого розвитку метод визначення динамічних характеристик вимірювальних каналів тиску з використанням внутрішнього контролю, що відрізняється від відомих використанням базової моделі ВКТ, яка побудована за результатами розв'язання оберненої задачі вимірювань, що здатна адаптуватися до "старіння" елементів ВКТ. Недоліком запропонованого методу є неможливість визначення динамічних характеристик ВКТ в реальному масштабі часу. Так для досягнення максимально можливої точності цього методу в 13% необхідно приблизно 20...40 хвилин настроювання.

Висновки

Таким чином розглянутий метод визначення динамічних характеристик вимірювального каналу тиску з використанням внутрішнього контролю, який на відміну відомих дозволяє модифікувати теоретичні моделі каналу тиску за даними експериментальних досліджень і тим самим врахувати його "старіння".

СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. Бессекерский В.А., Попов Е.П. Теорія систем автоматичного керування / В.А. Бессекерский, Е.П. Попов — Изд. 4-е, перераб. і доп. - Спб., Професія, 2007. - 752с.
2. Датчики: Довідковий посібник / В.М. Шарапов, Е.С. Поліщук, Н.Д. Кошовий, Г.Г. Ишанин, І.Г. Минаев, А.С. Совлуков. - Москва: Техносфера, 2012. - 624 с.
3. Г. Виглеб. Датчики. Обладнання й застосування. Москва. Видавництво «Мир», 1989
4. Сучасні датчики. Довідник. ДЖ. ФРАЙДЕН Переклад з англійського Ю. А. Заболотної за редакцією Е. Л. Свинцова ТЕХНОСФЕРА Москва Техносфера-2005
5. <https://habr.com/post/258967/>