

621.317(075) (1075)

1750

Є.С. Поліщук

МЕТОДИ ТА ЗАСОБИ ВИМІРЮВАНЬ НЕЕЛЕКТРИЧНИХ ВЕЛИЧИН



621.517(075)
П50

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
ДЕРЖАВНИЙ УНІВЕРСИТЕТ "ЛЬВІВСЬКА ПОЛІТЕХНІКА"

Є.С.Поліщук

**МЕТОДИ ТА ЗАСОБИ ВИМІРЮВАНЬ
НЕЕЛЕКТРИЧНИХ ВЕЛИЧИН**

Допущено
Міністерством освіти України
як підручник для студентів вищих закладів освіти
спеціальності "Метрологія та вимірювальна техніка"

Львів
Видавництво Державного університету
"Львівська політехніка"
2000

УДК 621.317.39(075)

ББК 30.10

П 50

Допущено Міністерством освіти України як підручник для студентів вищих закладів освіти спеціальності "Метрологія та вимірювальна техніка" (рішення колегії Міністерства освіти України від 30.04.1999 р. протокол № 5/4-18)

Рецензенти:

Ціделко В.Д., доктор технічних наук, професор, заслужений діяч науки і техніки України, НТУУ "Київський політехнічний інститут"

Ментковський Ю.Л., доктор фізико-математичних наук, професор, Київський державний університет технології та дизайну

Поліщук Є.С.

П 50

Методи та засоби вимірювань неелектричних величин:

Підручник. – Львів: Видавництво Державного університету "Львівська політехніка", 2000. – 360 с.: іл.

ISBN 0368-6418

Викладено основні відомості про засоби та методи вимірювань неелектричних величин. Наведено основи загальної теорії вимірювальних перетворювачів, розглянуто їх основні статичні та динамічні характеристики, наведено класифікацію. Описано принципи дії, технічні та метрологічні характеристики електричних вимірювальних приладів для вимірювань неелектричних величин, а також методи вимірювань цих величин.

Для студентів ВЗО, а також для інженерно-технічних працівників у галузі вимірювальної техніки.

462906

ББК 30.10

КНИЖКОВИЩЕ

ISBN 0368-6418

© Поліщук Є.С., 2000

НТБ ВНТУ
м.Вінниця

ПЕРЕДМОВА

Підручник написано відповідно до програми курсу "Методи та засоби вимірювань неелектричних величин" для студентів ВЗО спеціальності "Метрологія та вимірювальна техніка".

Під час роботи над підручником використаний багаторічний досвід науково-методичної роботи колективу кафедри інформаційно-вимірювальної техніки Державного університету "Львівська політехніка".

Деякі розділи написані разом з доцентом Національного університету "Київський політехнічний інститут" Скрипник В.Й. (п.15,1 та 15,2 розділу 15) та доцентами ДУ "Львівська політехніка" Атаманчуком Б.М. (розділ 13) та Бойком Т.Г. (розділи 17 та 18).

Відгуки та побажання просимо надсилати на адресу: ДУ "Львівська політехніка" кафедра "Інформаційно-вимірювальна техніка", вул. С.Бандери, 12, 79000, Львів.

ВСТУП

Про кількість та різноманітність неелектричних величин можна зробити висновок з Міжнародної системи одиниць, що нараховує 6 основних (довжина, маса, час, термодинамічна температура, кількість речовини, сила світла), дві додаткові (плоский кут та тілесний кут), а також близько 150 похідних одиниць фізичних величин.

Сьогодні необхідно вимірювати тисячі неелектричних величин, зокрема параметри технологічних процесів у найрізноманітніших умовах, і неможливо обійтись без найдосконаліших засобів вимірювань. Подальший розвиток космічних досліджень, проникнення вимірювань в області надвисоких чи наднизьких температур та тисків, частот та енергій, вивчення таємниць живого організму, охорона довкілля та праці людини, за яких умови вимірювання стають все складнішими, зумовлюють необхідність створення принципово нових засобів вимірювань і, насамперед, первинних вимірювальних перетворювачів.

У підручнику окремо розглянуті первинні перетворювачі неелектричних величин в електричні. Особливе значення вимірювальних перетворювачів як елементів складних засобів вимірювань пояснюється такими чинниками. Сьогодні існує велика різноманітність вимірювальних перетворювачів за їх принципом дії та конструктивним виконанням. Водночас постійно підвищуються вимоги до їх точності, чутливості, швидкодії. Треба зазначити, що точність багатьох засобів вимірювань, що містять первинні перетворювачі, дуже часто визначається саме точністю первинного перетворювача, оскільки вторинні засоби вимірювань є досить досконалі. Нарешті, все більшого значення набувають вимірювальні перетворювачі, принцип дії котрих базується на нових фізичних явищах.

Отже, в першій частині вивчаються фізичні основи вимірювального перетворення перетворювачів з різними фізичними закономірностями, покладеними в основу принципу дії, подальший розвиток основ загальної теорії вимірювальних перетворювачів, розглядаються їх основні статичні та динамічні характеристики та способи їх спряження в складних засобах вимірювань неелектричних величин.

Предметом другої частини є власне методи та засоби вимірювань неелектричних величин. Головна роль відводиться саме електричним вимірюванням неелектричних величин з врахуванням таких їх переваг: універсальності, яка полягає у можливості вимірювання різних неелектричних величин, попередньо перетворених в електричні, електричним вимірювальним приладом; дистанційності, яка визначається можливістю вимірювань параметрів досліджуваних об'єктів на довільних відстанях від них; простоти автоматизації вимірювальних процесів; вимірювання швидкозмінних величин; забезпечення високої чутливості та потрібної точності електричних засобів вимірювань.

ЧАСТИНА ПЕРША

ВИМІРЮВАЛЬНІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ

РОЗДІЛ I

ЗАГАЛЬНІ ВІДОМОСТІ ТА КЛАСИФІКАЦІЯ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ

1.1. Основні поняття та визначення

Вимірювальна інформація – це кількісна інформація про властивості фізичних об'єктів (про значення фізичних величин), отримана в результаті вимірювань. Особливість вимірювальної інформації впливає із загального визначення поняття вимірювання як знаходження значення фізичної величини дослідно за допомогою спеціально призначених для цього технічних засобів.

Вимірювальне перетворення – це вимірювальна операція, під час якої вхідна фізична величина перетворюється у вихідну, функційно з нею зв'язану. Фізичною основою вимірювального перетворення є перетворення та передавання енергії, зокрема перетворення одного виду енергії в інший.

Вимірювальним перетворювачем (ВП) називають засіб вимірювальної техніки, що реалізує вимірювальне перетворення (засіб вимірювальної техніки, призначений для вироблення сигналу вимірювальної інформації у формі, зручній для передачі, для подальшого перетворення, оброблення та зберігання, але непридатній для безпосереднього сприйняття спостерігачем).

Вважаємо доцільним звернути увагу на відмінність у поняттях “вимірювальний перетворювач” та “перетворювальний елемент”. ВП як засіб вимірювань має нормовані метрологічні характеристики і виконується звичайно у вигляді окремого засобу певного класу точності. Перетворювальний елемент як частина засобу вимірювань не має окремо нормованих метрологічних характеристик, однак його похибки лімітуються допустимими похибками тих засобів вимірювань, до складу яких він входить.

Вимірювальний перетворювач (перетворювальний елемент), який є першим у колі послідовно з'єднаних перетворювачів, називають первинним.

Залежно від характеру вихідної інформації ВП, яка може міститись у вихідному енергетичному процесі (сигналі) або вихідному параметрі, розрізняють генераторні та параметричні перетворювачі. До генераторних належать перетворювачі з вихідним сигналом у вигляді енергетичного процесу, наприклад, ним може бути електричний струм, ЕРС, механічна сила чи тиск тощо. Параметричними є перетворювачі, в яких зміна вхідної вимірюваної величини приводить до зміни їх вихідних параметрів – електричного опору, ємності, індуктивності, механічної пружності, магнітної проникності тощо. Для отримання вихідної інформації параметричних перетворювачів у вигляді сигналу потрібні додаткові джерела енергії.

Поряд з терміном “вимірювальний перетворювач” широко застосовується термін “давач”. Давачем називають вимірювальний перетворювач неелектричної величини, виконаний як конструктивно завершений засіб вимірювань і призначений для розміщення безпосередньо в зоні досліджуваного об'єкта. Треба зауважити, що в ДСТУ 2681-94 “Метрологія: терміни та визначення” терміна “давач” немає. Його аналогом, очевидно, можна вважати термін “первинний вимірювальний перетворювач” (“сенсор”).

Основною статичною характеристикою ВП є функція перетворення $Y=f(X)$, яка визначає залежність вихідної величини Y від вхідної X . Найчастіше ця залежність задається аналітичним виразом, інколи – графічно або у вигляді таблиці. Відношення вихідної величини до вхідної називають коефіцієнтом перетворення. Загалом $k(x)=Y/X$ є деякою функцією вхідної перетворюваної величини.

1.2. Класифікація вимірювальних перетворювачів

Сьогодні існує величезна кількість різноманітних за принципом дії та за призначенням ВП різних фізичних величин. Разом з цим з розвитком науки і техніки вони удосконалюються, створюються нові їх види. Вивчення ВП неможливе без їх систематизації та класифікації.

Наука про вимірювальні перетворювачі є ще порівняно молодого і сьогодні відсутня загальноприйнята класифікація. Є декілька індиві-

дуальних підходів до класифікації ВП, головною метою яких є систематизація нагромаджених даних про вимірювальні перетворювачі для полегшення їх вивчення та використання.

Найголовнішим завданням класифікації ВП є встановлення доцільних класифікаційних ознак. Ці ознаки повинні бути достатньо загальними, щоб врахувати вимоги як спеціалістів, які працюють в галузі дослідження та проектування перетворювачів, так і тих, хто займається їх використанням. Для споживача класифікація ВП з погляду природи вхідної вимірюваної величини є найдоцільнішою. Такий підхід прийнято в довідковій літературі. Спеціаліст, якого, наприклад, цікавлять вимірювання температури, серед великої кількості перетворювачів температури вибере ті, котрі найбільше відповідатимуть необхідному діапазону вимірювань, точності тощо. Важливе значення має і природа вихідного сигналу, оскільки вона визначає вибір методів і засобів подальшого перетворення чи вимірювання. Отже, однією з основних класифікаційних ознак треба вважати природу вхідного та вихідного сигналів.

Для тих, кому належить вивчати будову ВП, основні їх властивості, технологію виготовлення, такий підхід до класифікації не є найкращим. Тут необхідне і фундаментальне вивчення фізичних основ роботи перетворювачів, і особливостей їх поведінки в умовах дії різних чинників, і пошуки нових конструктивних рішень з використанням найновіших досягнень науки. Отже, при такому підході до вивчення ВП в основу їх класифікації повинен бути покладений фізичний принцип дії, чи, точніше, фізичні закономірності, що визначають принцип дії перетворювачів.

Як класифікаційні ознаки використовують також характер функції перетворення, характер вихідної інформації тощо. Можна навести ряд класифікацій, кожна з яких по-своєму відображає основні властивості і має як позитивні, так і негативні риси. Найповніше уявлення про всю різноманітність ВП можна отримати, наводячи загальну класифікацію з врахуванням багатьох класифікаційних ознак.

Залежно від природи вхідної та вихідної величин ВП поділяють на такі групи: перетворювачі електричних величин в електричні, перетворювачі неелектричних величин у неелектричні, перетворювачі електричних величин у неелектричні та перетворювачі неелектричних величин в електричні. Оскільки предметом курсу є вивчення первинних

перетворювачів для засобів вимірювань неелектричних величин з вторинними електричними вимірювальними приладами, то особливий інтерес в цій класифікації може становити група перетворювачів неелектричних величин в електричні.

За виглядом функції перетворення ВП поділяють на три великі групи: масштабні, що змінюють в певну кількість разів розмір вхідної величини без зміни її фізичної природи; функціональні, що однозначно функціонально перетворюють вхідну величину зі зміною природи вхідної величини або без її зміни; операційні, які виконують над вхідною величиною математичні операції вищого порядку – диференціювання чи інтегрування за часовим параметром.

За фізичними закономірностями, покладеними в основу принципу дії, ВП можуть бути поділені на такі групи:

1. *Механічні пружні перетворювачі.* В основу принципу дії таких перетворювачів покладені залежності між вхідними механічними зусиллями і викликаними ними переміщеннями чи механічними напруженнями в матеріалі чутливого елемента, що визначаються його пружними властивостями.

2. *Резистивні перетворювачі (механічних величин).* Носієм вимірювальної інформації у резистивних перетворювачах механічних величин є електричний опір, зміна якого може бути наслідком переміщення повзунка реостата чи реохорда в реостатних та реохордних перетворювачах або ж внаслідок тензоефекту в тензорезистивних перетворювачах. Резистивні перетворювачі теплових величин (терморезистивні перетворювачі) та резистивні перетворювачі хемічних величин (електрохемічні резистивні перетворювачі) зараховують відповідно до теплових та електрохемічних, оскільки їх принцип дії вигідно розглядати саме з погляду теплових чи електрохемічних явищ.

3. *Ємнісні перетворювачі.* В основу принципу дії ємнісних перетворювачів покладена залежність ємності конденсатора від відстані між його електродами, площі їх перекриття чи діелектричної проникності середовища між електродами, коли відстань, площа перекриття (кут повороту) чи діелектрична проникність є мірою вимірюваної величини.

4. *П'єзоелектричні перетворювачі.* До п'єзоелектричних належать перетворювачі, принцип дії яких оснований на використанні явища поляризації п'єзоелектрику як наслідку дії на нього механічних зусиль. Різновидом п'єзоелектричних є п'єзорезонансні перетворювачі, принцип

дії яких оснований на використанні залежності резонансної частоти п'єзоелемента від значення вимірюваної величини, наприклад, температури довкілля.

5. *Індуктивні перетворювачі.* Це перетворювачі, в яких використовується залежність повного електричного опору намагнічувального кола від значення комплексного магнітного опору магнітного кола перетворювача, який може бути результатом зміни повітряного проміжку в магнітному колі перетворювача або результатом зміни магнітних властивостей феромагнетику внаслідок дії на нього механічних зусиль, як в індуктивних магнітопружних перетворювачах.

6. *Взаєміндуктивні (трансформаторні) перетворювачі.* Принцип їх дії оснований на використанні залежності магнітного потоку і відповідно наведеної у вторинній обмотці ЕРС (при незмінних намагнічувальних ампервитках) від значення комплексного магнітного опору магнітопроводу, який, як і в індуктивних перетворювачах, може змінюватись зі зміною повітряного проміжку чи магнітних властивостей феромагнетику, спричинених його механічною деформацією.

7. *Індукційні перетворювачі.* Їх принцип дії оснований на використанні явища електромагнітної індукції. Вхідними (вимірюваними) величинами таких перетворювачів можуть бути швидкість зміни магнітного потоку або швидкість лінійного чи кутового переміщення вимірювальної котушки.

8. *Гальваномагнітні перетворювачі.* Їх принцип дії базується на використанні гальваномагнітних ефектів Гаусса або Холла. Суть ефекту Гаусса полягає в зміні електричного опору провідника чи напівпровідника при проходженні через нього електричного струму та одночасної дії на нього магнітного поля, а ефекту Холла – в появі за названих умов поперечної різниці потенціалів (ЕРС Холла). Основними різновидами гальваномагнітних перетворювачів є відповідно магніто-резистивні перетворювачі та перетворювачі Холла.

9. *Теплові перетворювачі.* Тепловими називають перетворювачі, в основу принципу роботи яких покладені фізичні ефекти, що визначаються тепловими процесами. Теплові перетворювачі – це, переважно, перетворювачі температури. Правда, непрямо вони можуть використовуватись для перетворень інших величин, що проявляються через теплові процеси, наприклад, хемічного складу, концентрацій, швидкості руху газів чи рідин тощо. Є дві основні групи теплових перетворювачів,

які широко застосовуються у вимірювальній техніці. Це – терморезистивні, що використовують залежність опору матеріалу від температури та термоелектричні, в основу принципу дії яких покладена залежність термо-ЕРС термопари від різниці температур (якщо відома температура вільних кінців термопари – від перетворюваної температури, якою є температура гарячого спаю термопари).

10. Електрохімічні перетворювачі. Принцип дії електрохімічних перетворювачів оснований на залежності електропровідності електролітичної комірки від складу, концентрації, температури чи інших параметрів досліджуваного розчину (електрохімічні резистивні перетворювачі); залежності електродних потенціалів від активності водневих іонів (гальванічні перетворювачі рН-метрів); а також залежності різниці електричних потенціалів на границі розділу твердої та рідкої фаз від швидкості переміщення розчину (електрокінетичні перетворювачі).

11. Оптичні перетворювачі. В основу принципу дії оптичних перетворювачів покладена залежність параметрів оптичного (світлового чи теплового) випромінювання від значення вимірюваної (перетворюваної) величини. Остання може діяти безпосередньо на джерело випромінювання, змінюючи інтенсивність його випромінювання, як в оптичних пірметрах, або ж на оптичний канал, впливаючи на параметри оптичного потоку, як, наприклад, у вимірювача оптичної щільності.

12. Перетворювачі іонізаційного випромінювання. Принцип дії таких перетворювачів оснований на перетворенні інтенсивності іонізуючого чи рентгенівського випромінювання. У перетворювачах іонізаційного випромінювання вихідна електрична величина функціонально зв'язана з інтенсивністю іонізаційного чи рентгенівського випромінювання, яка є мірою досліджуваної величини.

РОЗДІЛ 2

ОСНОВИ ЗАГАЛЬНОЇ ТЕОРІЇ

2.1. Рівняння Лагранжа як основа загальної теорії перетворювачів

Передавання і перетворення вимірювальної інформації у перетворювачах фізичних величин здійснюється через передавання та перетворення енергії. Такий підхід дав змогу академіку О.О.Харкевичу створити основи загальної теорії вимірювальних перетворювачів. Згідно з цією теорією будь-який вимірювальний перетворювач, для якого справедливий принцип оборотності, може бути представлений як чотириполюсник зі сторонами, загалом різної фізичної природи, а перетворення вимірювальної інформації – як перетворення енергії одного виду в енергію іншого виду.

Звичайно, енергію будь-якої системи за аналогією з механічними системами можна подати добутком двох величин, однією з яких є сила, а іншою – переміщення (координата). Вибір фізичних величин, які були б еквівалентні механічній силі та переміщенню, значною мірою умовний, але їх добуток повинен відповідати енергії як фізичній величині. Як узагальнені параметри можуть бути прийняті також сила та швидкість (похідна переміщення за часом), добуток яких відповідає потужності як фізичній величині.

Для знаходження зв'язку між силами та переміщеннями рухомої системи тіл широко використовуються рівняння Лагранжа другого роду. Ці рівняння дають змогу порівняно легко розв'язувати задачі динаміки зв'язаних систем.

Отримані для механічних систем рівняння Лагранжа застосовуються і для інших, немеханічних систем. Так, вони були використані Д.Максвеллом для вивчення електромагнітних явищ, В.Томсоном (лордом Кельвіном) для вивчення теплових явищ, внаслідок чого були створені відповідно теоретичні основи електродинаміки та теоретичні основи термодинаміки.

В найзагальнішому випадку в рівняннях Лагранжа як узагальнені координати можуть бути прийняті будь-які фізичні величини, які визначають енергетичний стан системи. Це дає змогу застосовувати

рівняння Лагранжа для аналізу роботи ВП, вхідні та вихідні величини яких можуть бути величинами різної фізичної природи.

Рівняння Лагранжа, що встановлює залежність між зовнішніми узагальненими силами, що діють на систему та внутрішніми узагальненими силами, які визначаються змінами кінетичної та потенціальної енергії системи за наявності необоротних втрат на тертя, має вигляд:

$$\frac{d}{dt} \left(\frac{\partial E_K}{\partial v_i} \right) - \frac{\partial E_K}{\partial x_i} + \frac{\partial E_{II}}{\partial x_i} + \frac{\partial \Phi_P}{\partial v_i} = F_i,$$

де E_K , E_{II} – відповідно кінетична та потенціальна енергії системи; Φ_P – функція розсіювання, яка характеризує потужність необоротних втрат; x_i – i -та узагальнена координата; $v_i = dx_i / dt$ – узагальнена швидкість по i -й координаті; F_i – i -та зовнішня сила, що діє на систему.

З теоретичної механіки відомо, що кінетична енергія системи зі стаціонарними зв'язками є квадратичною функцією швидкостей

$$E_K = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^n \sum_{k=1}^n m_{ik} v_i v_k,$$

де m_{ik} – сталі коефіцієнти, що означають масу і характеризують інерційність елементів системи.

Аналогічно потенціальна енергія:

$$E_{II} = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^n \sum_{k=1}^n W_{ik} x_i x_k,$$

де W_{ik} – сталі коефіцієнти, що характеризують пружність.

Необоротні втрати енергії системи, що йдуть на нагрівання тіл внаслідок тертя (у механіці) чи нагрівання активних опорів електричним струмом (в електричних системах) описуються дисипативною (від лат. *dissipatia* – розсіяння) функцією Релея

$$\Phi_P = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^n \sum_{k=1}^n R_{ik} v_i v_k,$$

де R_{ik} – сталі коефіцієнти, що характеризують узагальнений опір.

Оскільки для ВП з одним входом та одним виходом обмін енергії між перетворювачем і довкіллям (іншим перетворювачем) здійснюється через дві сторони (вхід та вихід), то вирази для E_K , E_{II} та Φ_P наберуть вигляд

$$E_K = \frac{1}{2} m_{11} v_1^2 + \frac{1}{2} m_{12} v_1 v_2 + \frac{1}{2} m_{21} v_1 v_2 + \frac{1}{2} m_{22} v_2^2;$$

$$E_{II} = \frac{1}{2}W_{11}x_1^2 + \frac{1}{2}W_{12}x_1x_2 + \frac{1}{2}W_{21}x_1x_2 + \frac{1}{2}W_{22}x_2^2;$$

$$\phi_P = \frac{1}{2}R_{11}v_1^2 + \frac{1}{2}R_{12}v_1v_2 + \frac{1}{2}R_{21}v_1v_2 + \frac{1}{2}W_{22}v_2^2.$$

Враховуючи, що узагальнені швидкості та узагальнені координати є взаємно незалежними аргументами для лінійних систем зі стаціонарними зв'язками (кінетична енергія не є функцією координат, $\frac{\partial E_K}{\partial x_i} = 0$), узагальнені сили, спричинені змінами кінетичної та потенціальної енергії, а також енергії втрат, наберуть значення

$$F_{K1} = \frac{d}{dt} \left(\frac{\partial E_K}{\partial v_1} \right) = \frac{d}{dt} (m_{11}v_1 + m_{12}v_2);$$

$$F_{K2} = \frac{d}{dt} \left(\frac{\partial E_K}{\partial v_2} \right) = \frac{d}{dt} (m_{21}v_1 + m_{22}v_2);$$

$$F_{II1} = \frac{\partial E_{II}}{\partial x_1} = W_{11}x_1 + W_{12}x_2; \quad F_{II2} = \frac{\partial E_{II}}{\partial x_2} = W_{21}x_1 + W_{22}x_2;$$

$$F_{R1} = \frac{\partial \phi_P}{\partial v_1} = R_{11}v_1 + R_{12}v_2; \quad F_{R2} = \frac{\partial \phi_P}{\partial v_2} = R_{21}v_1 + R_{22}v_2;$$

оскільки для перетворювачів, для яких справедливий принцип оборотності, коефіцієнти попарно дорівнюють один одному: $m_{12} = m_{21}$, $W_{12} = W_{21}$ та $R_{12} = R_{21}$.

З врахуванням наведених вище виразів для узагальнених сил рівняння Лагранжа для ВП, до входу якого подається вхідна узагальнена сила F_1 , а на виході діє сила F_2 , наберуть вигляд:

$$F_1 = \frac{d}{dt} (m_{11}v_1) + R_{11}v_1 + W_{11}x_1 + \frac{d}{dt} (m_{12}v_2) + R_{12}v_2 + W_{12}x_2 =$$

$$= m_{11} \frac{d^2 x_1}{dt^2} + R_{11} \frac{dx_1}{dt} + W_{11}x_1 + m_{12} \frac{d^2 x_2}{dt^2} + R_{12} \frac{dx_2}{dt} + W_{12}x_2 =$$

$$= (p^2 m_{11} + pR_{11} + W_{11})x_1 + (p^2 m_{12} + pR_{12} + W_{12})x_2 = \xi_{11}x_1 + \xi_{12}x_2$$

і аналітично

$$F_2 = (p^2 m_{21} + pR_{21} + W_{21})x_1 + (p^2 m_{22} + pR_{22} + W_{22})x_2 = \xi_{21}x_1 + \xi_{22}x_2,$$

де $\xi_{11}, \xi_{12}, \xi_{21}, \xi_{22}$ – операторні квазіпружні коефіцієнти, фізична суть яких – пружність.

Вирази для F_1 та F_2 можна також записати у вигляді:

$$F_1 = \left(pm_{11} + R_{11} + \frac{1}{p} W_{11} \right) v_1 + \left(pm_{12} + R_{12} + \frac{1}{p} W_{12} \right) v_2 = Z_{11} v_1 + Z_{12} v_2,$$

$$F_2 = \left(pm_{21} + R_{21} + \frac{1}{p} W_{21} \right) v_1 + \left(pm_{22} + R_{22} + \frac{1}{p} W_{22} \right) v_2 = Z_{21} v_1 + Z_{22} v_2,$$

де Z_{11}, Z_{12}, Z_{21} та Z_{22} – операторні опори.

Аналізуючи останні два вирази, легко побачити їх математичну подібність з відповідними рівняннями електричного пасивного чотириполіусника Z -форми, в якого узагальненими силами можна вважати вхідну та вихідну напругу, а узагальненими швидкостями – відповідні струми. Аналогія математичних формул, що описують вимірювальний перетворювач та електричний пасивний чотириполіусник, дає змогу використати результати теорії електричних чотириполіусників для аналізу роботи вимірювальних перетворювачів.

2.2. Вимірювальний перетворювач як чотириполіусник

Як показано вище, вимірювальний перетворювач з двома каналами зв'язку (один вхід та один вихід, рис.2.1), може бути описаний рівняннями Z -форми пасивного чотириполіусника:

$$F_1 = Z_{11} v_1 + Z_{12} v_2; \quad F_2 = Z_{21} v_1 + Z_{22} v_2.$$

Розв'язуючи наведену систему рівнянь відносно вхідної та вихідної узагальнених швидкостей, одержимо так звану Y -форму рівнянь:

$$v_1 = Y_{11} F_1 + Y_{12} F_2; \quad v_2 = Y_{21} F_1 + Y_{22} F_2,$$

де

$$Y_{11} = \frac{Z_{22}}{\Delta}; \quad Y_{12} = -\frac{Z_{12}}{\Delta}; \quad Y_{21} = -\frac{Z_{21}}{\Delta}; \quad Y_{22} = \frac{Z_{11}}{\Delta};$$

(тут $\Delta = Z_{11} Z_{22} - Z_{12} Z_{21}$ – визначник системи).

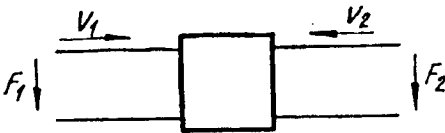


Рис.2.1. Вимірювальний перетворювач як чотириполіусник

Подання вимірювального перетворювача у вигляді пасивного чотириполюсника дає можливість легко визначити його параметри як теоретично, так і практично на основі дослідів неробочого ходу та короткого замикання. Вважаючи неробочим ходом ВП такий режим роботи, при якому на одній із його сторін відсутнє переміщення (узагальнена швидкість дорівнює нулю), а коротке замикання – режим, при якому на одній із сторін узагальнена сила дорівнює нулю, одержимо значення основних коефіцієнтів:

$$Z_{11} = Z_{1_{n.x}} = \left. \frac{F_1}{v_1} \right|_{v_2=0} ; \quad Z_{22} = Z_{2_{n.x}} = \left. \frac{F_2}{v_2} \right|_{v_1=0} ;$$

$$Z_{21} = \left. \frac{F_2}{v_1} \right|_{v_2=0} ; \quad Z_{12} = \left. \frac{F_1}{v_2} \right|_{v_1=0}$$

Опори Z_{11} та Z_{22} визначаються як відношення відповідних узагальнених сил до узагальнених швидкостей за умови відсутності руху ($v=0$) на протилежній стороні. У режимі неробочого ходу визначаються також опори Z_{12} та Z_{21} . Отже, значення всіх цих опорів не залежать від властивостей наступних пристроїв, які можуть бути підключені до перетворювача, і характеризують лише властивості ВП. Відповідно до місця цих опорів в структурі перетворювача $Z_{11} = Z_{1_{n.x}}$ та $Z_{22} = Z_{2_{n.x}}$ називають власними вхідним та вихідним опорами сторін перетворювача, а Z_{12} та Z_{21} – власними взаємними (передавальними) опорами. О.О.Харкевич називає Z_{12} та Z_{21} коефіцієнтами перетворення.

Аналогічно можна визначити провідності короткого замикання

$$Y_{11} = Y_{1k} = \left. \frac{v_1}{F_1} \right|_{F_2=0} ; \quad Y_{22} = Y_{2k} = \left. \frac{v_2}{F_2} \right|_{F_1=0}$$

а також опори короткого замикання

$$Z_{1k} = \left. \frac{F_1}{v_1} \right|_{F_2=0} = Z_{11} - \frac{Z_{12}Z_{21}}{Z_{22}} ; \quad Z_{2k} = \left. \frac{F_2}{v_2} \right|_{F_1=0} = Z_{22} - \frac{Z_{12}Z_{21}}{Z_{11}}$$

які, як і параметри неробочого ходу, визначають лише властивості ВП і називаються його власними параметрами.

Вище ми розглянули роботу та визначили параметри ВП для двох режимів роботи – неробочого ходу та короткого замикання, тобто для режимів, за яких від ВП не споживається енергія. Визначимо тепер його параметри при роботі під навантаженням. У цьому випадку вхідний опір може бути визначений як

$$Z_{\text{вх}} = \frac{F_1}{v_1} = Z_{11} + Z_{12} \frac{v_2}{v_1}.$$

Оскільки $\frac{v_2}{v_1} = -\frac{Z_{21}}{Z_H + Z_{22}}$ (тут $Z_H = -\frac{F_2}{v_2}$ і за фізичною суттю є

опором навантаження; знак мінус враховує протилежність напрямів вихідної узагальненої сили та вихідної узагальненої швидкості в Z-формі рівнянь чотирьохполосника), то

$$Z_{\text{вх}} = Z_{11} - \frac{Z_{12}Z_{21}}{Z_H + Z_{22}} = Z_{11} - \Delta Z.$$

Із останнього виразу випливає, що вхідний опір ВП загалом відрізняється від його власного вхідного опору, тобто опору $Z_{11} = Z_{\text{вх}}$ (при $Z_H = \infty$) на значення так званого внесеного опору ΔZ , яке обернено пропорційне сумі власного вихідного опору та опору навантаження.

Аналогічно можна одержати вираз для вихідного опору:

$$Z_{\text{вих}} = Z_{22} - \frac{Z_{12}Z_{21}}{Z_{1H} + Z_{11}},$$

де Z_{1H} – умовне навантаження на вході ВП, що визначається еквівалентним вихідним опором пристрою, увімкненого до входу ВП.

Коефіцієнт перетворення, що виражає вихідний ефект щодо вхідної дії (так визначає О.О.Харкевич чутливість), може набирати різні значення, залежно від того, який параметр вхідного та вихідного сигналів є інформативним. Зокрема, якщо інформативними параметрами будуть F_1 та v_2 , то

$$k_1 = \frac{v_2}{F_1} = \frac{Z_{21}}{Z_{12}Z_{21} - Z_{11}(Z_H + Z_{22})}$$

якщо ж інформативними параметрами будуть F_1 та F_2 , то

$$k_2 = \frac{F_2}{F_1} = -\frac{v_2 Z_H}{F_1} = -k_1 Z_H = -\frac{Z_{21}Z_H}{Z_{12}Z_{21} - Z_{11}(Z_H + Z_{22})},$$

для двох інших випадків матимемо:

$$k_3 = \frac{v_2}{F_1} = \frac{v_2 Z_{\text{вх}}}{F_1} = -\frac{Z_{21}}{Z_{22} + Z_H},$$

$$k_4 = \frac{F_2}{v_1} = \frac{F_2 Z_{1ex}}{F_1} = -k_1 Z_H Z_{1ex} = \frac{Z_H Z_{21}}{Z_{22} + Z_H}.$$

Коефіцієнти перетворення k_1, k_2, k_3 та k_4 для розглянутих вище лінійних систем (перетворювачів) є сталими та незалежними від аргументів v_1 та v_2 . Необхідно однак зауважити, що загалом ми завжди маємо справу з нелінійними системами (перетворювачами). Рівняння таких перетворювачів можуть бути записані через повні диференціали відповідних сил:

$$dF_1 = \frac{\partial F_1}{\partial v_1} dv_1 + \frac{\partial F_1}{\partial v_2} dv_2$$

$$dF_2 = \frac{\partial F_2}{\partial v_1} dv_1 + \frac{\partial F_2}{\partial v_2} dv_2,$$

Коефіцієнти $Z_{11}^* = \frac{\partial F_1}{\partial v_1} = f_1(v_1, v_2)$, $Z_{12}^* = \frac{\partial F_1}{\partial v_2}$, $Z_{21} = \frac{\partial F_2}{\partial v_1}$ та $Z_{22} = \frac{\partial F_2}{\partial v_2}$ є тут функціями аргументів v_1 та v_2 .

Аналіз роботи таких нелінійних систем зводиться до розв'язання складних нелінійних диференціальних рівнянь, що пов'язано зі значними труднощами. Тому дуже часто застосовують лінеаризацію цих рівнянь. Розглядають настільки малі прирости Δv_1 та Δv_2 , що узагальнені власні опори Z_{ik} будуть практично незмінними.

2.3. Узагальнений генераторний перетворювач

Виходячи із Z-форми рівнянь та враховуючи вираз для вхідного опору, еквівалентну схему перетворювача можна подати у вигляді, зображеному на рис.2.2, де F_i – джерело вхідної сили з внутрішнім опором Z_i .

Залежно від того, які з вхідних і вихідних параметрів будуть інформативними, розв'язавши рівняння чотириполосника, можна знайти рівняння перетворення вимірювального перетворювача та відповідно коефіцієнти перетворення, виражені через узагальнені опори:

$$v_2 = k_1 F_1 = \frac{Z_{21}}{Z_{12} Z_{21} - Z_{11} (Z_H + Z_{22})} F_1,$$

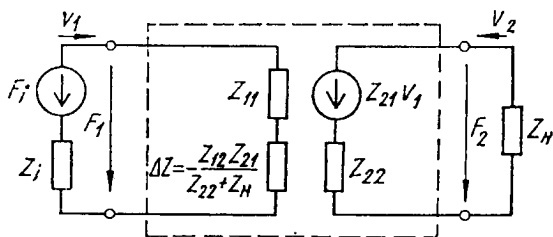


Рис.2.2. Еквівалентна схема генераторного перетворювача

$$F_2 = k_2 F_1 = \frac{Z_{21}}{Z_{11} + \frac{1}{Z_H} (Z_{11} Z_{22} - Z_{12} Z_{21})} F_1,$$

$$v_2 = k_3 v_1 = -\frac{Z_{21}}{Z_{22} + Z_H} v_1,$$

або

$$F_2 = k_4 v_1 = \frac{Z_{21}}{1 + \frac{Z_{22}}{Z_H}} v_1.$$

Наведені рівняння зв'язують вихідні та вхідні параметри перетворювача в найзагальнішому випадку його роботи з навантаженням, і тоді перетворення визначаються не лише параметрами чотириполюсника, але й узагальненим опором навантаження Z_H . Характеризувати роботу ВП у першому наближенні можна простішими формулами. Дійсно, режим роботи ВП з вихідним інформативним параметром у вигляді узагальненої сили F_2 повинен бути близьким до неробочого ходу $Z_H = \infty$, а режим роботи ВП з інформативним параметром у вигляді узагальненої швидкості v_2 – близьким до короткого замикання ($Z_H = 0$). Тоді:

$$v_2 = \frac{Z_{21}}{Z_{12} Z_{21} - Z_{11} Z_{22}} F_1, \quad F_2 = \frac{Z_{21}}{Z_{11}} F_1;$$

$$v_2 = -\frac{Z_{21}}{Z_{22}} v_1, \quad F_2 = Z_{21} v_1.$$

Оскільки коефіцієнти Z_{ik} є операторними опорами, то, виразивши їх через параметри перетворювача, можна перейти до диференціального

Узагальнені параметри та їх аналогії в колах різної природи

	Механічна	Електрична	Магнітна	Теплова
Узагальнена сила	F [Н] сила	U [В] напруга	$F_m = I_w$ [А] магнітотривірна сила	ΔT [К] різниця температур
Узагальнена координата	x [м] переміщення	q [К.г.] [А с] заряд	Φ [Вб] [В с] магнітний потік	Q [Дж] [Вт с] кількість теплоти
Узагальнена швидкість	$v = dx/dt$ [м/с] швидкість	$I = dq/dt$ [А] струм	$e_{\text{И}} = d\Phi/dt$ [В] ЕРС	$q = dQ/dt$ [Вт] тепловий потік
Узагальнений опір	$R_{\text{мех}} = k_{\text{пр}} \Gamma_w S_{\text{пр}}$ [Н с/м] опір гиртя	$R = \rho l / \Gamma^2$ [Ом] активний опір	$R_m = \rho_w l / (\omega \Phi^2)$ [См] активна складова магн. опору	$R_T = l / (\lambda \gamma S_T)$ [К/Вт] тепловий опір
Узагальнена маса	$m = \rho_{\text{м}} l / S$ [кг] маса	$L = w^2 \mu_0 \frac{S}{l}$ [Гн] індуктивність (соленоїда)	-	-
Узагальнена еластичність	$C_s = l \omega w = \chi F$ [м/Н] еластичність	$C = \epsilon \epsilon_0 \frac{S}{l_c}$ [Ф] ємність	$C_m = \mu_0 \frac{S}{l_c}$ [Гн] магнітна еластичність	$C_T = \rho S_T l_c$ [Дж/К] теплова ємність

рівняння перетворювача. Наприклад, враховуючи, що

$$Z_{21} = pm_{21} + R_{21} + \frac{1}{p}W_{21}, \text{ а } Z_{22} = pm_{22} + R_{22} + \frac{1}{p}W_{22},$$

рівняння $v_2 = -\frac{Z_{21}}{Z_{22}}v_1$ може бути записано у вигляді

$$\left(pm_{22} + R_{22} + \frac{1}{p}W_{22} \right) v_2 = -\left(pm_{21} + R_{21} + \frac{1}{p}W_{21} \right) v_1$$

або

$$(p^2 m_{22} + pR_{22} + W_{22})x_2 = -(p^2 m_{21} + pR_{21} + W_{21})x_1.$$

Аналогічно можуть бути записані диференціальні рівняння перетворювачів з іншими рівняннями перетворення, а в загальному вигляді диференціальне рівняння ВП в операторній формі може бути записане у вигляді

$$(a_n p^n + a_{n-1} p^{n-1} + \dots + a_0)x_2(t) = (b_m p^m + b_{m-1} p^{m-1} + \dots + b_0)x_1(t)$$

Найпростіші ВП можуть бути з достатньою точністю описані диференціальними рівняннями першого або другого порядків.

Рівняння вимірювального перетворювача як чотириполосника та його диференціальне рівняння з узагальненими вхідними та вихідними параметрами описують роботу узагальненого перетворювача. Використовуючи ці рівняння для оцінки роботи реальних перетворювачів тих чи інших фізичних величин, застосовують методи аналогій, основані на аналогії між узагальненими силами, переміщеннями, швидкостями та опорами і відповідними їм електричними, механічними, магнітними, тепловими та іншими величинами (табл.2.1). У таблиці прийняті такі позначення: ρ – питомий електричний опір; ρ_m – густина тіла; l_i та S_i – довжина та площа поперечного перерізу кола відповідної фізичної природи; w – кількість витків; P_H – тиск, нормальний до поверхні тертя S_{T_p} ; k_{T_p} – коефіцієнт тертя; Q – тепла енергія системи (кількість теплоти); c_T – питома теплоємність; λ_T – коефіцієнт теплопровідності; $P_{m.}$ – потужність втрат на гістерезис та вихрові струми; $e_n = d\Phi/dt$ – питома ЕРС, тобто ЕРС, що наводиться в одному витку; ϵ_0 – електрична стала; μ_0 – магнітна стала.

Необхідно відзначити, що наведені в таблиці аналогії не є єдиними. Існують інші аналоги узагальнених координат та швидкостей.

2.4. Узагальнений параметричний перетворювач

На відміну від генераторних перетворювачів, вихідною величиною яких є сигнал (енергетичний процес), вихідною величиною параметричних перетворювачів є параметр кола (активний опір, ємність чи індуктивність). З метою виявлення чи подальшого перетворення

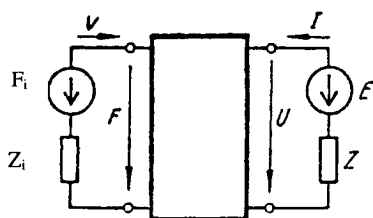


Рис.2.3. Вимірювальне коло параметричного перетворювача

вихідної інформації параметричного перетворювача необхідне додаткове джерело енергії. Схема параметричного перетворювача неелектричної величини в електричну зображена на рис.2.3, де E – додаткове джерело електричної енергії, Z – внутрішній опір цього джерела.

Параметричний перетворювач не може бути описаний відомими рівняннями чотириполосника зі сталими коефіцієнтами, оскільки він є нелінійним перетворювачем, для якого і вхідний неелектричний опір Z_F і вихідний електричний опір Z_E є складними функціями як вхідної перетворюваної величини, так і вихідного струму (напруги). У загальному випадку рівняння параметричного перетворювача можуть бути записані у вигляді

$$F = Z_F(I)v, \quad U = Z_E(v)I.$$

Отже, для параметричного перетворювача, який є нелінійним, основні положення загальної теорії вимірювальних перетворювачів можна застосувати лише для порівняно невеликих границь перетворень, для яких рівняння перетворення можна вважати практично лінійними. Для лінеаризованого перетворювача розглядають невеликі прирости узагальненої сили F та напруги U , викликані відповідними приростами узагальненої швидкості v та струму I :

$$dF = \frac{\partial F}{\partial v} dv + \frac{\partial F}{\partial I} dI,$$

$$dU = \frac{\partial U}{\partial v} dv + \frac{\partial U}{\partial I} dI,$$

де $\partial F / \partial v = Z_{11} = Z_{F0}$ – власний вхідний неелектричний опір, $\partial U / \partial I = Z_{22} = Z_{E0}$ – власний вихідний електричний опір.

Оскільки згідно з принципом взаємності $\frac{\partial F}{\partial I} = \frac{\partial U}{\partial v}$, то, враховуючи, що $\partial U = \partial(Z_E I)$, можна записати:

$$dF = Z_{F0} dv + \frac{\partial Z_E}{\partial v} Idl,$$

$$dU = \frac{\partial Z_E}{\partial v} Idv + Z_{E0} dl.$$

Часткова похідна $\partial Z_E / \partial v$ є чутливістю параметричного перетворювача до перетворюваної величини v . Для лінеаризованого перетворювача $\partial Z_E / \partial v = S_n = \text{const}$, тоді рівняння перетворення параметричного перетворювача запишуться у вигляді:

$$F = Z_{F0} v + 0.5 S_n I^2;$$

$$U = S_n I v + Z_{E0} I.$$

Як видно з останніх виразів, лінеаризований параметричний перетворювач із зовнішнім джерелом енергії можна розглядати як генераторний, взаємні опори якого

$$Z_{12} = 0.5 S_n I, \quad Z_{21} = S_n I.$$

Наявність у виразах для взаємних опорів електричного струму свідчить, що необхідною умовою роботи параметричного перетворювача є наявність зовнішнього джерела електричної енергії.

У загальному випадку опір Z_E є функцією параметрів L , R і C , тобто

$$Z_E = pL + R + \frac{1}{pC},$$

а чутливість перетворювача

$$S_n = \frac{\partial Z_E}{\partial v} = p \frac{\partial L}{\partial v} + \frac{\partial R}{\partial v} - \frac{1}{pC^2} \frac{\partial C}{\partial v}.$$

Якщо до перетворюваної вхідної величини чутливий лише один з параметрів, що завжди буває в реальних перетворювачах, то коефіцієнти перетворення за відповідним параметром будуть мати значення:

для індуктивного перетворювача

$$k_L = Z_{21} = p \frac{\partial L}{\partial v} I = p S_L I = S_L (pI),$$

для резистивного

$$k_R = \frac{\partial R}{\partial v} I = S_R I,$$

для ємнісного

$$k_C = -\frac{1}{pC^2} \frac{\partial C}{\partial v} I = -\frac{1}{pC^2} S_C I = \frac{1}{C^2} S_C \frac{I}{p} = \frac{1}{C^2} S_C \int I dt.$$

Із наведених виразів випливає, що індуктивний перетворювач може працювати лише на змінному струмі, оскільки на постійному струмі $k_L = S_L \frac{\partial I}{\partial t} = 0$; резистивний може працювати як на змінному, так і на постійному струмі; для ємнісного перетворювача загалом не потрібне проходження струму, обов'язковою умовою його роботи є наявність на вихідній стороні електричного заряду $q = \int I dt$.

СТАТИЧНІ ТА ДИНАМІЧНІ ХАРАКТЕРИСТИКИ

3.1. Основні статичні характеристики
вимірювальних перетворювачів

Статичними називають характеристики вимірювальних перетворювачів, що відповідають статичному режиму їх роботи, при якому перетворювана величина не змінюється в часі, а тривалість перетворення достатня для загасання перехідного процесу у вимірювальному колі перетворювача. Основні статичні характеристики ВП можна поділити на дві групи: перетворювальні характеристики (функція перетворення, коефіцієнт перетворення, чутливість, поріг чутливості) та похибки в статичному режимі.

Перетворювальні характеристики. Зв'язок між вихідною та вхідною величинами описується *функцією перетворення*

$$Y = F(X),$$

де Y та X – дійсні значення вихідної та вхідної величин.

Загалом функції перетворення окремих однотипних перетворювачів через наявність індивідуальних похибок перетворення будуть дещо відмінними одна від одної, тобто кожний перетворювач може характеризуватися індивідуальною функцією перетворення. Як узагальнена характеристика ВП даного типу приймається деяка усереднена функція перетворення великої групи однотипних перетворювачів. Визначають цю функцію, дослідивши групу однотипних перетворювачів у різних режимах їх роботи в певних точках діапазону перетворення в нормальних умовах. Вимірювальному перетворювачу присвоюють або визначену згаданим способом усереднену функцію перетворення, або деяку математичну функцію, яка є найкращим наближенням до усередненої.

Присвоєна ВП функція перетворення називається *номінальною (паспортною) функцією перетворення*, або градуальною характеристикою. Вона може бути записана аналітично, подана у вигляді таблиць чи графіка.

Коефіцієнтом перетворення називають відношення вихідної величини до вхідної

$$k(X) = \frac{Y}{X} = \frac{F(X)}{X}.$$

Номінальний коефіцієнт перетворення визначається з номінальної функції перетворення як

$$k_{\text{ном}}(X) = \frac{F_{\text{ном}}(X)}{X}.$$

Відзначимо, що номінальний коефіцієнт перетворення є сталою величиною тільки тоді, коли номінальна функція перетворення є лінійною і її графік проходить через початок координат.

Загалом X та Y є величинами різної фізичної природи. Через номінальний коефіцієнт перетворення вихідна величина може бути зведена до входу ВП і одержана *зведена функція перетворення*.

$$x = \frac{Y}{k_{\text{ном}}(X)} = \frac{F(X)}{k_{\text{ном}}(X)} = f(X).$$

Номінальна зведена функція перетворення

$$f_{\text{ном}}(X) = \frac{F_{\text{ном}}(X)}{k_{\text{ном}}(X)}$$

є лінійною і її графік проходить через початок координат.

Чутливість. Похідна від функції перетворення

$$S = \frac{dY}{dX} = \varphi(X),$$

чи в кінцевих приростах

$$S = \frac{\Delta Y}{\Delta X},$$

називається *чутливістю ВП*.

Використовується також поняття *відносної чутливості*, під якою розуміють відношення відносної зміни вихідної величини до відносної зміни вхідної величини:

$$S_{\text{відн}} = \frac{\Delta Y / Y}{\Delta X / X}.$$

Необхідно відзначити, що зміна вихідної величини ВП може бути зумовлена впливом неінформативного параметра. Тому часто використовують поняття чутливості ВП до відповідного неінформативного параметра.

Похибки. Загалом номінальний коефіцієнт перетворення ВП не дорівнює одиниці, як у вимірювальних приладів, тому похибки ВП можуть бути визначені як за входом, так і за виходом. Оскільки виникнення похибок є наслідком незбігання дійсної функції перетворення

$F(X)$ та номінальної функції перетворення $F_{ном}(X)$, то абсолютна похибка, зведена до виходу, може бути визначена як (рис.3.1):

$$\begin{aligned} \Delta_{\text{вих}} &= Y - Y_{ном} = F(X) - F_{ном}(X) = [k_D(X) - k_{ном}(X)]X = \\ &= \frac{k_D(X) - k_{ном}(X)}{k_D(X)} Y, \end{aligned}$$

де $k_{ном}(X)$ та $k_D(X)$ – номінальний та дійсний коефіцієнти перетворення; $Y_{ном}$ – номінальне значення вихідної величини, встановлене за номінальною функцією перетворення $F_{ном}(X)$ для дійсного значення вхідної величини X .

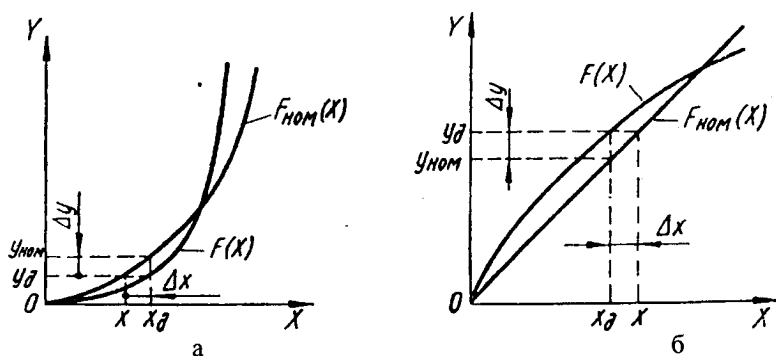


Рис.3.1. До визначення зведених до входу похибок ВП.

Абсолютну похибку, зведену до входу, визначають як

$$\begin{aligned} \Delta_{BX} &= x - X = F^{-1}(Y) - X = \frac{Y}{k_{ном.у}(X)} - X = \frac{k_D(X)X}{k_{ном.у}(X)} - X = \\ &= \frac{k_D(X) - k_{ном.у}(X)}{k_D(X)k_{ном.у}(X)} Y, \end{aligned}$$

де X – значення вхідної величини, що відповідає дійсному значенню вихідної величини Y , визначеному за номінальною функцією перетворення, $x = F^{-1}(Y)$ – обернена функція перетворення, $k_{ном.у}(X)$ – номінальний коефіцієнт перетворення, який відповідає значенню Y за номінальною функцією перетворення.

Із виразів для абсолютних значень похибок, зведених до входу та до виходу, може бути встановлений зв'язок між ними:

$$\Delta_{ВІХ} = \frac{k_{Л}(X) - k_{ном}(X)}{k_{Л}(X) - k_{ном.у}(X)} k_{ном.у}(X) \Delta_{ВХ},$$

Відносні похибки ВП, зведені до входу та до виходу, визначаються як

$$\delta_{ВХ} = \frac{\Delta_{ВХ}}{X} = \frac{k_{Л}(X) - k_{ном.у}(X)}{k_{ном.у}(X)} = \frac{k_{Л}(X)}{k_{ном.у}(X)} - 1,$$

$$\delta_{ВІХ} = \frac{\Delta_{ВІХ}}{Y} = \frac{k_{Л}(X) - k_{ном}(X)}{k_{Л}(X)} = 1 - \frac{k_{ном}(X)}{k_{Л}(X)}.$$

Розділивши праву та ліву частини виразу для $\Delta_{ВІХ}$ на $Y = k_{Л}(X)X$, одержимо:

$$\delta_{ВІХ} = \frac{k_{Л}(X) - k_{ном}(X)}{k_{Л}(X) - k_{ном.у}(X)} \cdot \frac{k_{ном.у}(X)}{k_{Л}(X)} \delta_{ВХ},$$

Якщо похибки перетворювача малі або його функція перетворення лінійна $k_{ном}(X) = k_{ном.у}(X) = k_{ном}$ і $k_{ном} \approx k_{Л} = const$, тоді

$$\Delta_{ВІХ} = k_{ном} \Delta_{ВХ}; \quad \delta_{ВІХ} = \frac{k_{ном}}{k_{Л}} \delta_{ВХ} \approx \delta_{ВХ}.$$

Здебільшого з достатньою для практики точністю можна вважати, що відносні значення зведених до входу та виходу похибок є однаковими.

Зведені до нормувального значення похибки ВП визначаються як відношення абсолютної похибки за входом чи за виходом до відповідного нормувального значення

$$\gamma_{ВХ} = \frac{\Delta_{ВХ}}{X_N}; \quad \gamma_{ВІХ} = \frac{\Delta_{ВІХ}}{Y_N}.$$

Нормувальні значення вхідної та вихідної величин відповідно до Державного стандарту прирівнюються до більшої (за модулем) із границь вимірювань, якщо нульове значення знаходиться всередині діапазону перетворення, або ж до верхньої границі перетворення, якщо діапазон перетворення починається з нуля чи коли нульове значення X (або Y) знаходиться поза діапазоном перетворення.

Як і для всіх засобів вимірювань, залежно від умов виникнення похибки ВП поділяють на основні та додаткові.

Основна похибка – це похибка, властива перетворювачу за нормальних умов його використання, тобто в умовах, коли чинники, що впливають (наприклад, температура довкілля), мають нормальні значення або знаходяться в межах нормальної області їх значень. *Додаткова похибка* – це складова похибки ВП, викликана відхиленням одної з величин, що впливають, від нормального значення або виходом її значення за межі нормальних значень.

Узагальненою характеристикою, що визначає межі допустимої основної та додаткової похибок, є клас точності. Згідно з Державним стандартом межі допустимих значень основної та додаткової похибок ВП для кожного класу точності встановлюються у вигляді абсолютних, відносних та зведених значень за одночленною або двочленною формулою визначення допустимої зони похибок у діапазоні перетворення.

3.2. Характеристики перетворювачів у динамічному режимі

Динамічним режимом роботи ВП називають режим перетворення змінних у часі величин. Динамічним треба також вважати режим перетворення сталих величин при обмеженому часі відбору вимірювальної інформації, коли час перетворення недостатній для загасання перехідного процесу у вимірювальному колі перетворювача.

ВП в динамічному режимі його роботи трактується як динамічна система, яка перетворює вхідний сигнал $X(t)$ у вихідний $Y(t)$. Основною характеристикою, що описує роботу ВП як лінійної стаціонарної динамічної системи з зосередженими параметрами, є диференціальне рівняння зі сталими коефіцієнтами

$$\begin{aligned} a_n \frac{d^n Y(t)}{dt^n} + a_{n-1} \frac{d^{n-1} Y(t)}{dt^{n-1}} + \dots + a_0 Y(t) = \\ = b_m \frac{d^m X(t)}{dt^m} + b_{m-1} \frac{d^{m-1} X(t)}{dt^{m-1}} + \dots + b_0 X(t), \end{aligned}$$

або в операторній формі

$$(a_n p^n + a_{n-1} p^{n-1} + \dots + a_0) Y(t) = (b_m p^m + b_{m-1} p^{m-1} + \dots + b_0) X(t)$$

Диференціальне рівняння є вичерпною характеристикою роботи ВП в динамічному режимі. Необхідно, однак, відзначити, що ця характеристика є надто складною і ненаочною. На практиці користуються звичайно іншими, простішими характеристиками, які можна

вважати розв'язками диференціального рівняння ВП для певних типових вхідних сигналів та певних початкових умов. Зокрема, це перехідна функція $h(t)$ як реакція на вхідний сигнал у вигляді одиничної функції $I(t)$ чи імпульсна перехідна функція $q(t)$ як реакція на вхідний сигнал у вигляді δ -функції (рис.3.2), або ж усталена реакція на синусоїдний вхідний сигнал.

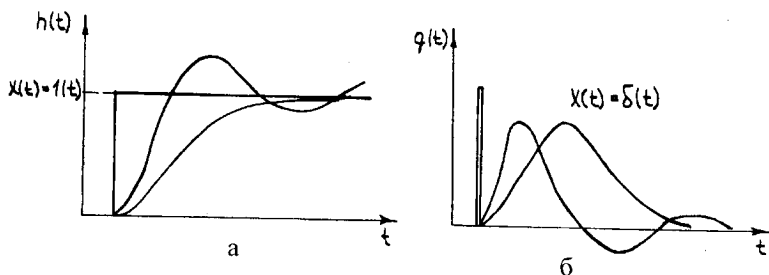


Рис.3.2. Перехідна та імпульсна перехідна функції

Усталена реакція на синусоїдний вхідний сигнал загалом є складною функцією параметрів перетворювача і описується відповідними амплітудно-частотною та фазочастотною характеристиками, які можуть бути одержані з диференціального рівняння в результаті нижчеподаних математичних дій.

Застосувавши до диференціального рівняння ВП за початкових нульових умов перетворення Лапласа, отримаємо передаточну функцію

$$W(s) = \frac{Y(s)}{X(s)} = \frac{b_m s^m + b_{m-1} s^{m-1} + \dots + b_1 s + b_0}{a_n s^n + a_{n-1} s^{n-1} + \dots + a_1 s + a_0},$$

де s – оператор Лапласа, $Y(s)$ та $X(s)$ – зображення за Лапласом відповідно вихідної та вхідної величин.

Заміна оператора Лапласа в передаточній функції на $j\omega$ дає комплексну частотну характеристику

$$K(j\omega) = \frac{b_m (j\omega)^m + b_{m-1} (j\omega)^{m-1} + \dots + b_1 (j\omega) + b_0}{a_n (j\omega)^n + a_{n-1} (j\omega)^{n-1} + \dots + a_1 (j\omega) + a_0} = P(\omega) + jQ(\omega),$$

де $P(\omega)$ та $Q(\omega)$ – її дійсна та уявна частини.

Комплексна частотна характеристика є вихідною для визначення амплітудно-частотної

$$K(\omega) = |K(j\omega)| = \sqrt{P^2(\omega) + Q^2(\omega)}$$

та фазочастотної

$$\varphi(\omega) = \operatorname{arctg} \frac{Q(\omega)}{P(\omega)}$$

характеристик.

Залежно від порядку диференціального рівняння, яке описує динаміку ВП (порядку похідної в рівнянні), перетворювачі поділяють на перетворювачі першого, другого чи вищого порядків. Порівняльні характеристики деяких ідеальних та реальних перетворювачів першого порядку наведені в табл.3.1.

Одним із ідеальних є пропорційний чи безінерційний перетворювач, що має такі характеристики:

$$a_0 Y(t) = b_0 X(t), \quad K(j\omega) = \frac{b_0}{a_0} = k_0; \quad Y(t) = k_0 X(t), \quad h(t) = k_0 \delta(t),$$

$$q(t) = \frac{dh(t)}{dt} = k_0 \delta(t)$$

Для безінерційного перетворювача характерна незалежність від частоти ω перетворювального сигналу, відсутність фазової похибки в необмеженому частотному діапазоні.

Ідеальний диференціувальний перетворювач описується диференціальним рівнянням

$$a_0 Y(t) = b_1 \frac{dX(t)}{dt}.$$

Комплексний коефіцієнт перетворення такого перетворювача

$$K(j\omega) = \frac{b_1}{a_0} j\omega = Tj\omega$$

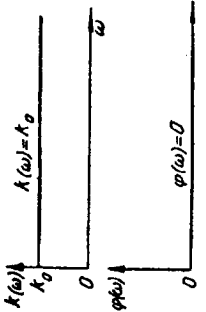
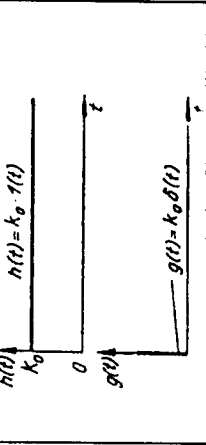
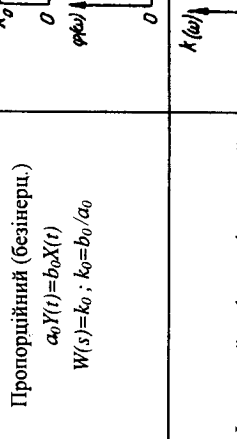
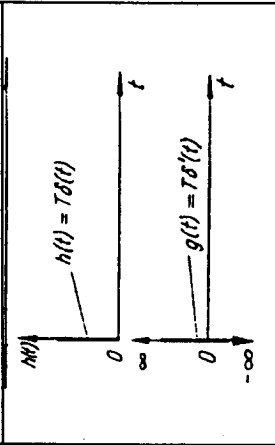
(тут T – стала часу перетворювача). Ідеальний диференціувальний перетворювач має АЧХ у вигляді лінійної функції частоти та сталий фазовий зсув $\varphi(\omega) = +\pi/2$, а при ступінчастому вхідному сигналі $I(t)$ його вихідний сигнал буде мати вигляд δ -функції, тобто нескінченно вузький імпульс нескінченно великої амплітуди.

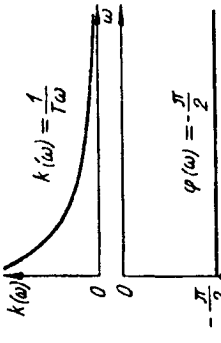
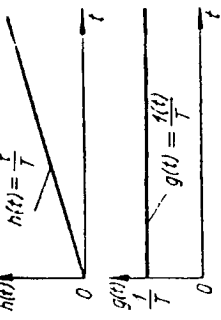
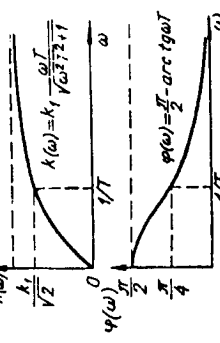
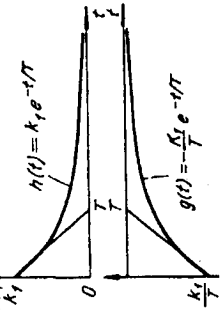
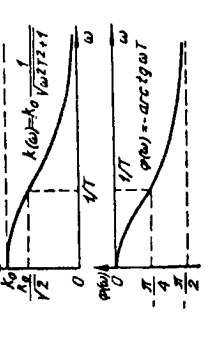
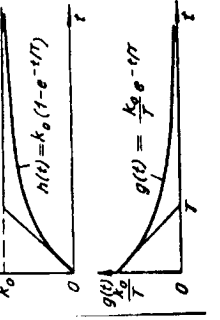
Ідеальний інтегрувальний перетворювач, що описується диференціальним рівнянням

$$a_1 \frac{dY(t)}{dt} = b_0 X(t)$$

Таблиця 3.1

Динамічні характеристики перетворювачів першого порядку

Вид перетворювача	Частотні характеристики	Часові характеристики
1 Пропорційний (безінерц.) $a_0 Y(t) = b_0 X(t)$ $W(s) = k_0 ; k_0 = b_0 / a_0$	2 	3 
Ідеальний диференціальний $a_0 Y(t) = b_1 \frac{dX(t)}{dt}$ $W(s) = Ts ; T = b_1 / a_0$		

1	2	3
<p>Идеальный интегрирующий</p> $a_1 \frac{dY(t)}{dt} = b_0 X(t)$ $W(s) = 1/Ts; \quad T = a_1/b_0$		
<p>Реальный дифференцирующий</p> $a_1 \frac{dY(t)}{dt} + a_0 Y(t) = b_1 \frac{dX(t)}{dt}$ $W(s) = k_1 \frac{Ts}{Ts+1};$ $k_1 = b_1/a_1; \quad T = a_1/a_0$		
<p>Реальный интегрирующий</p> $a_1 \frac{dY(t)}{dt} + a_0 Y(t) = b_0 X(t)$ $W(s) = k_0 \frac{1}{Ts+1};$ $k_0 = b_0/a_0; \quad T = a_1/a_0$		

комплексний коефіцієнт якого

$$K(j\omega) = \frac{b_0}{a_1} \cdot \frac{1}{j\omega} = \frac{1}{Tj\omega},$$

має АЧХ у вигляді гіперболи, сталий фазовий зсув $\varphi(\omega) = -\pi/2$ і перехідну характеристику у вигляді лінійної функції часу.

Характеристики реальних перетворювачів можуть значно відрізнятися від характеристик відповідних ідеальних ланок. Так, реальний інтегровальний перетворювач описується диференціальним рівнянням

$$a_1 \frac{dY(t)}{dt} + a_0 Y(t) = b_0 X(t)$$

Передаточна функція такого перетворювача матиме вигляд

$$W(s) = \frac{b_0}{a_1 s + a_0} = k_0 \frac{1}{Ts + 1},$$

а комплексний коефіцієнт перетворення

$$K(j\omega) = k_0 \frac{1}{Tj\omega + 1},$$

де $T = \frac{a_1}{a_0}$ — стала часу перетворювача.

АЧХ реального інтегровального перетворювача значно відрізняється від гіперболи $\frac{1}{\omega}$ (характеристики ідеального інтегратора) при низьких частотах. У деякій вузькій початковій області частот реальний інтегровальний перетворювач поводить себе як безінерційний і лише при порівняно високих частотах стає інтегровальним. Перехідні характеристики реального та ідеального інтегровальних перетворювачів збігаються лише якщо $t \ll T$, а реакція на одиничний стрибок реального інтегровального перетворювача є експонентою, що прямує до усталеного значення k_0 , на відміну від прямої, яка прямує до безмежності для ідеального інтегровального перетворювача.

Реальний диференціальний перетворювач має диференціальне рівняння вигляду

$$a_1 \frac{dY(t)}{dt} + a_0 Y(t) = b_1 \frac{dX(t)}{dt},$$

передаточну функцію

$$W(s) = \frac{b_1 s}{a_1 s + a_0} = k_1 \frac{Ts}{Ts + 1},$$

а комплексний коефіцієнт перетворення

$$K(j\omega) = k_1 \frac{Tj\omega}{Tj\omega + 1}.$$

З наведених у табл.3.1 динамічних характеристик реального диференціального перетворювача видно, що в області низьких частот такий перетворювач є диференціальним з фазовим зсувом $\varphi(\omega) \approx +\pi/2$, а в області високих частот його характеристики наближаються до характеристик безінерційного перетворювача.

Аперіодичний характер перехідних процесів властивий тепловим і хемічним перетворювачам. В електричних, механічних, акустичних перетворювачах, крім аперіодичного, може відзначатись і коливний характер перехідного процесу. Робота таких перетворювачів описується диференціальними рівняннями другого порядку. Диференціальні рівняння перетворювачів різної фізичної природи є аналогічними рівнянням узагальненого перетворювача. Внаслідок ідентичності диференціальних рівнянь перетворювачів з різною фізичною природою описання динамічних властивостей перетворювачів другого порядку може бути здійснене в узагальнених характеристиках, які одержують, розв'язавши диференціальне рівняння другого порядку з узагальненими параметрами, тобто рівняння вигляду

$$a_2 \frac{d^2 Y(t)}{dt^2} + a_1 \frac{dY(t)}{dt} + a_0 Y(t) = b_0 X(t),$$

де a_2, a_1, a_0 та b_0 – коефіцієнти узагальненого перетворювача, значення яких залежать від параметрів перетворювача.

Передаточна функція такого перетворювача буде мати вигляд

$$W(s) = \frac{b_0}{a_2 s^2 + a_1 s + a_0} = k_0 \frac{1}{\frac{a_2}{a_0} s^2 + \frac{a_1}{a_0} s + 1}.$$

Якщо ми позначимо ступінь заспокоєння перетворювача $\beta = a_1/2\sqrt{a_0 a_2}$, а власну частоту його коливань $\omega_0 = \sqrt{\frac{a_0}{a_2}}$, то вираз для комплексного коефіцієнта перетворення набере вигляд

$$K(j\omega) = k_0 \frac{1}{1 - \frac{\omega^2}{\omega_0^2} + j2\beta \frac{\omega}{\omega_0}}.$$

Якщо, крім цього, позначити відносну частоту вхідного сигналу

$\eta = \frac{\omega}{\omega_0}$, то частотна характеристика набере вигляд

$$K(j\eta) = k_0 \frac{1}{1 - \eta^2 + j2\beta\eta} = k_0 \frac{1 - \eta^2 - j2\beta\eta}{(1 - \eta^2)^2 + 4\beta^2\eta^2} = A(\eta)e^{j\varphi(\eta)},$$

де $A(\eta) = k_0 \frac{1}{\sqrt{(1 - \eta^2)^2 + 4\beta^2\eta^2}}$ – амплітудно-частотна характеристика;

$\varphi(\eta) = -\arctg \frac{2\beta\eta}{1 - \eta^2}$ – фазочастотна характеристика перетворювача.

Для сталого в часі вхідного сигналу, тобто при $\omega = 0$, а отже $\eta = 0$, матимемо

$$A(\eta)|_{\eta=0} = k_0.$$

З врахуванням останнього виразу можна записати амплітудно-частотну характеристику коливного перетворювача у відносних координатах по обидвох осях:

$$M(\eta) = \frac{A(\eta)}{k_0} = \frac{1}{\sqrt{(1 - \eta^2)^2 + 4\beta^2\eta^2}}.$$

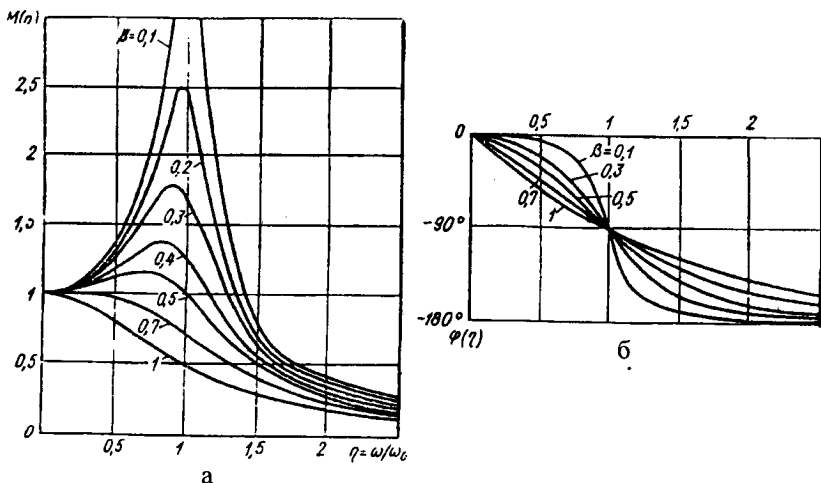


Рис.3.3. Частотні характеристики перетворювача другого порядку

У цей вираз, як і у вираз для фазочастотної характеристики, не входить жодне абсолютне значення параметрів перетворювача. Тому ці

вирази можуть бути застосовані для описання роботи перетворювача будь-якої фізичної природи з будь-якими значеннями його параметрів, якщо ці параметри виразити у відносних одиницях (рис.3.3).

Для визначення перехідних характеристик перетворювача другого порядку його передаточна функція з врахуванням наведених вище позначень може бути записана у вигляді

$$W(s) = k_0 \frac{\omega_0^2}{(s + \beta\omega_0)^2 + \omega_0^2(1 - \beta)^2}.$$

Тоді згідно з теоремою розкладання перехідна функція набере вигляд

$$h(t) = k_0 \left[1 - \frac{e^{-\beta\omega_0 t}}{\sqrt{1 - \beta^2}} \sin \left(\omega_0 t \sqrt{1 - \beta^2} + \arctg \frac{\sqrt{1 - \beta^2}}{\beta} \right) \right],$$

а імпульсна перехідна функція

$$q(t) = k_0 \omega_0 \frac{1}{\sqrt{1 - \beta^2}} e^{-\beta\omega_0 t} \sin \omega_0 \sqrt{1 - \beta^2} t.$$

Залежно від того, яке значення має β , можливі три випадки:

1) $\beta < 1$ – перехідний процес буде коливним з частотою вільних коливань $\omega_B = \omega_0 \sqrt{1 - \beta^2}$ та амплітудою, яка загасає за експонентою (рис.3.4);

2) $\beta > 1$ – характеризує аперіодичний перехідний процес; перехідна та імпульсна перехідна функції з врахуванням того, що $\sin jx = jshx$, а $tg jx = jthx$, наберуть вигляд:

$$h(t) = k_0 \left[1 - \frac{e^{-\beta\omega_0 t}}{\sqrt{\beta^2 - 1}} sh \left(\omega_0 t \sqrt{\beta^2 - 1} + \operatorname{arcth} \frac{\sqrt{\beta^2 - 1}}{\beta} \right) \right],$$

$$q(t) = k_0 \omega_0 \frac{1}{\sqrt{\beta^2 - 1}} e^{-\beta\omega_0 t} sh \omega_0 \sqrt{\beta^2 - 1} t,$$

3) $\beta = 1$ – характеризує критичний режим, що є окремим видом аперіодичного перехідного процесу. Вирази для перехідної та імпульсної перехідної функцій мають вигляд

$$h(t) = k_0 [1 - e^{-\omega_0 t} (1 + \omega_0 t)];$$

$$g(t) = k_0 \omega_0 t e^{-\omega_0 t}.$$

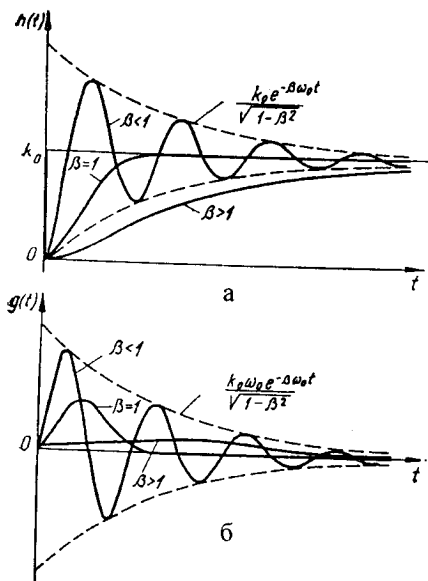


Рис.3.4. Часові характеристики перетворювачів другого порядку

Необхідно відзначити, що найбільше практичне значення має випадок, коли β дещо менший від одиниці ($\beta \approx 0.8$), оскільки тривалість перехідного процесу найменша.

3.3. Динамічні похибки

Якщо засіб вимірювань працює у динамічному режимі, тобто в режимі вимірювання змінних у часі величин або ж вимірювання сталих у часі величин при дуже короткому часі вимірювання, недостатньому для закінчення перехідного процесу у вимірювальному колі, виникають так звані динамічні похибки. Останні зумовлені інерційними властивостями засобу вимірювань і тому їх значення залежать від швидкості зміни вимірюваної величини при вимірюванні змінних у часі величин або від часу вимірювання, якщо цей час співмірний з часом перехідного процесу вимірювального кола при дуже малому часі вимірювання сталих величин.

Якщо за аналогією зі статичними похибками розглядати динамічну похибку як наслідок неідентичності дійсної передаточної функції $W_d(s)$ та номінальної $W_{ном}(s)$, то для оцінки динамічної похибки можна

використати операторні рівняння ВП. Тоді, зокрема, зображення за Лапласом зведеної до входу динамічної похибки можна записати

$$\Delta x_{\text{дин}}(s) = \frac{Y(s)}{W_{\text{НОМ}}(s)} - X(s) = \frac{W_{\Delta}(s)X(s)}{W_{\text{НОМ}}(s)} - X(s),$$

або

$$\Delta x_{\text{дин}}(s) = W_{\delta}(s)X(s),$$

де $W_{\delta}(s) = \left[\frac{W_{\Delta}(s)}{W_{\text{НОМ}}(s)} - 1 \right]$ – передаточна функція похибки перетворювача.

Зауважимо, що для номінально безінерційного перетворювача передаточна функція похибки набере вигляд

$$W_{\delta}(s) = \left[\frac{W_{\Delta}(s)}{k_0} - 1 \right],$$

де k_0 – коефіцієнт перетворення в статичному режимі.

Якщо вхідна величина $X(t)$ змінюється порівняно повільно, коли динамічні похибки будуть незначними, то, розклавши $W_{\delta}(s)$ в ряд, динамічну похибку як функцію часу можна записати у вигляді

$$\Delta x_{\text{дин}}(t) = a_0 X(t) + a_1 X'(t) + a_2 X''(t) + \dots + a_n X^n(t).$$

Найзручнішим методом визначення коефіцієнтів, які є складовими динамічної похибки, є метод Кінга, згідно з яким

$$a_0 = \lim_{s \rightarrow 0} [W_{\delta}(s)];$$

$$a_1 = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{1}{s} [W_{\delta}(s) - a_0];$$

$$a_n = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{1}{s^n} [W_{\delta}(s) - a_0 - a_1(s) - \dots - a_{n-1}(s)^{n-1}].$$

Для синусоїдного вхідного сигналу, коли $X(t) = X_m \sin(\omega t + \varphi)$, динамічна похибка також буде синусоїдною функцією часу з амплітудою $X_{\text{max}}(\omega)$ та фазовим зсувом $\varphi_{\Delta}(\omega)$, тобто

$$\Delta x_{\text{дин}}(t) = \Delta X_{\text{max}}(\omega) \sin[\omega t + \varphi + \varphi_{\Delta}(\omega)].$$

Амплітуда та фаза комплексної динамічної похибки може бути визначена з її комплексної амплітудно-фазочастотної характеристики $K_{\delta}(j\omega)$ як

$$\Delta X_{\text{max}}(\omega) = |K_{\delta}(j\omega)| X_{\text{max}}; \quad \varphi_{\Delta}(\omega) = \arg K_{\delta}(j\omega).$$

Вираз для $\Delta x_{\text{дин}}(t)$ є часовою характеристикою миттєвого значення динамічної похибки, визначеної як різниця між існуючими одночасно значеннями вхідного та зведеного до входу вихідного сигналів (рис.3.5).

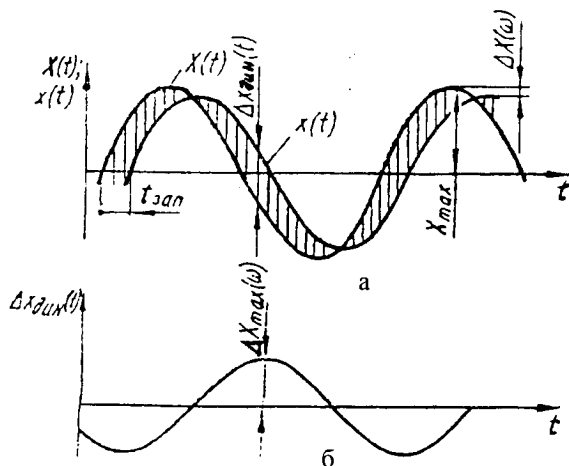


Рис.3.5. Визначення динамічних похибок ВП

Здебільшого миттєве значення не враховують і вимірюваним параметром є амплітуда, динамічну похибку визначають як різницю між миттєвими значеннями сигналу $X(t)$ та миттєвими значеннями сумішеного з ним за фазою зведеного до входу сигналу $x(t)$.

Амплітудна динамічна похибка в останньому випадку може бути визначена як

$$\Delta X(\omega) = \frac{Y_{\max}}{K_{\text{НОМ}}(\omega)} - X_{\max} = \left[\frac{K_{\text{Д}}(\omega)}{K_{\text{НОМ}}(\omega)} - 1 \right] X_{\max}$$

а відносна амплітудна похибка

$$\delta_x(\omega) = \frac{\Delta X(\omega)}{X_{\max}} = \frac{K_{\text{Д}}(\omega)}{K_{\text{НОМ}}(\omega)} - 1 = \left| \frac{K_{\text{Д}}(j\omega)}{K_{\text{НОМ}}(j\omega)} \right| - 1.$$

Важливими параметрами, що характеризують динамічні властивості ВП, є час перетворення та гранична частота перетворення.

Часом перетворення називають такий час t_n , після закінчення якого динамічна похибка буде дорівнювати допустимому значенню $\Delta x_{\text{дин.доп}}$. Відповідно граничною частотою перетворення $\omega_{\text{ГР}}$ назива-

ють таку частоту перетворюваного сигналу, за якої динамічна похибка дорівнюватиме допустимому значенню.

Характеристики динамічних похибок перетворювачів першого порядку наведені в табл.3.2.

Зупинимось на динамічних похибках перетворювачів другого порядку. Оскільки передаточна функція такого перетворювача має вигляд

$$W_d(s) = \frac{k_0}{\frac{a_2}{a_0} s^2 + \frac{a_1}{a_0} s + 1} = k_0 \frac{1}{\frac{s^2}{\omega_0^2} + 2 \frac{\beta}{\omega_0} s + 1},$$

то при його використанні як безінерційного, для якого $K_{ном} = k_0$, передаточна функція відносної динамічної похибки

$$W_\delta(s) = \frac{1}{\frac{1}{\omega_0^2} s^2 + 2 \frac{\beta}{\omega_0} s + 1} - 1 = -\frac{s^2 + 2\beta\omega_0 s}{s^2 + 2\beta\omega_0 s + \omega_0^2},$$

а комплексний коефіцієнт динамічної похибки

$$K_\delta(j\omega) = -\frac{-\omega^2 + 2\beta\omega_0 j\omega}{\omega_0^2 - \omega^2 + 2\beta\omega_0 j\omega},$$

Для вхідного збурення у вигляді одиничного стрибка зміна в часі динамічної похибки

якщо $\beta < 1$

$$\Delta X_{дин}(t) = \frac{e^{-\beta\omega_0 t}}{\sqrt{1-\beta^2}} \sin\left(\sqrt{1-\beta^2} \omega_0 t + \arctg \frac{\sqrt{1-\beta^2}}{\beta}\right),$$

якщо $\beta > 1$

$$\Delta X_{дин}(t) = -\frac{e^{-\beta\omega_0 t}}{\sqrt{\beta^2-1}} sh\left(\sqrt{\beta^2-1} \omega_0 t + \operatorname{arcth} \frac{\sqrt{\beta^2-1}}{\beta}\right),$$

якщо $\beta = 1$

$$\Delta X_{дин}(t) = -e^{-\omega_0 t} (1 + \omega_0 t).$$

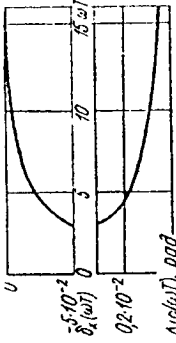
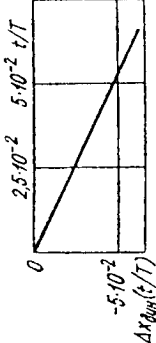
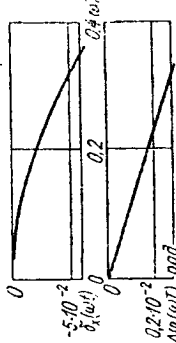
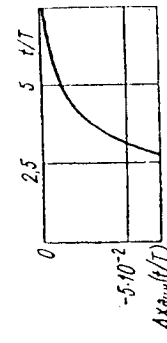
Враховуючи складність виразу для $\Delta X_{дин}(t)$ при $\beta < 1$, можна скористатись модулем цього виразу як мірою граничного значення цієї похибки

$$\Delta X_{дин.гр}(t) = \frac{e^{-\beta\omega_0 t}}{\sqrt{1-\beta^2}}.$$

Таблиця 3.2

Характеристики динамічних похибок перетворювачів першого порядку

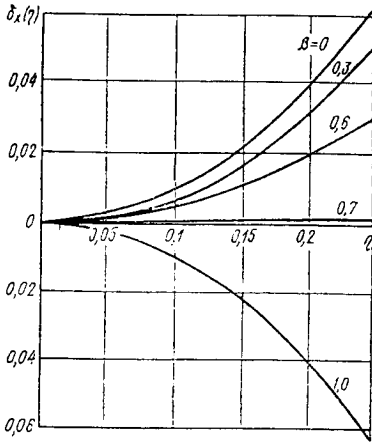
Частотні		Часові (для одиничного вхідного збурення)	
Математичний вираз	Графіки		
1	2	3	
<p>Реальний диференціовальний</p> $W_{\Delta}(s) = -\frac{T_s}{1 + T_s s}$ $\delta_x(\omega T) = \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega T)^2}} - 1$ $\Delta\varphi(\omega T) = -\arctg \omega T$		<p>$\Delta x_{\text{дин}}(t/T) = -e^{-t/T}$</p>	
<p>Реальний диференціовальний як безінерційний</p> $W_{\Delta}(s) = -\frac{1}{1 + T_s s}$ $\delta_x(\omega T) = \frac{\omega T}{\sqrt{1 + (\omega T)^2}} - 1$ $\Delta\varphi(\omega T) = \frac{\pi}{2} - \arctg \omega T$		<p>$\Delta x_{\text{дин}}(t/T) = -e^{-t/T} - 1$</p>	

1	2	3
<p>Реальний інтегровальний</p> $W_{\Delta}(s) = -\frac{1}{1+Ts}$ $\delta_x(\omega T) = \frac{\omega T}{\sqrt{1+(\omega T)^2}} - 1$ $\Delta\varphi(\omega T) = \frac{\pi}{2} - \operatorname{arctg} \omega T$		<p>$\Delta x_{\text{вихн}}(t/T) = -e^{-t/T} - 1$</p> 
<p>Реальний інтегровальний як безінерційний</p> $W_{\Delta}(s) = -\frac{Ts}{1+Ts}$ $\delta_x(\omega T) = \frac{1}{\sqrt{1+(\omega T)^2}} - 1$ $\Delta\varphi(\omega T) = -\operatorname{arctg} \omega T$		<p>$\Delta x_{\text{вихн}}(t/T) = -e^{-t/T}$</p> 

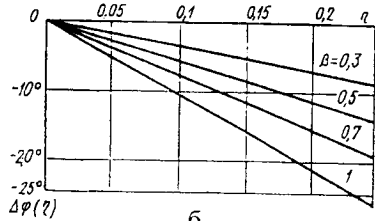
Для синусоїдного сигналу

$$\delta_x(\eta) = \frac{1}{\sqrt{(1-\eta^2)^2 + (2\beta\eta)^2}} - 1;$$

$$\Delta\varphi(\eta) = -\arctg \frac{2\beta\eta}{1-\eta^2}.$$



а



б

Рис.3.6. Динамічні похибки перетворювачів другого порядку

В області низьких частот $\omega \ll \omega_0$ похибки перетворювача другого порядку, що використовується як безінерційний, дорівнюватимуть

$$\delta_x(\eta) \approx -2\beta\eta;$$

$$\Delta\varphi(\eta) \approx -\arctg 2\beta\eta.$$

Графіки цих похибок наведені на рис.3.6.

МЕХАНІЧНІ ПРУЖНІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ

4.1. Перетворювачі механічних зусиль

Механічні пружні перетворювачі широко застосовуються як первинні перетворювальні елементи динамометрів, манометрів, віброметрів, акселерометрів. Вхідними величинами цих перетворювачів можуть бути такі механічні зусилля, як сила, тиск, крутний момент, а вихідною – переміщення (лінійне або кутове) чи деформація. Якщо вихідною величиною механічного пружного елемента є переміщення, то він використовується як первинний перетворювач реостатних, ємнісних чи індуктивних давачів, якщо деформація, то – як первинний перетворювач в тензорезистивних давачах.

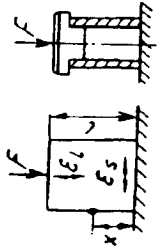
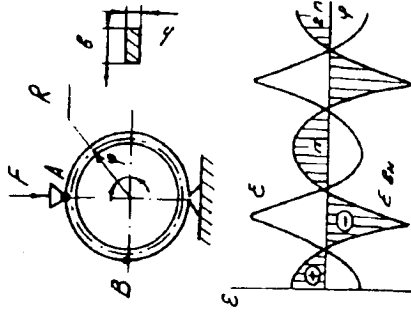
Як пружні перетворювачі порівняно великих сил (понад 10 кН) широко застосовуються суцільні стержні. Порожнисті стержні дають змогу підвищити чутливість перетворювачів, однак межі їх перетворення не нижчі, ніж 0,5 кН. Загальним недоліком стержневих пружних елементів є надзвичайно малі вихідні переміщення, тому вони використовуються лише з тензорезистивними вторинними перетворювачами. Іншим їх недоліком є неідентичність їх перетворювальних характеристик під час роботи на стиск та на розтяг.

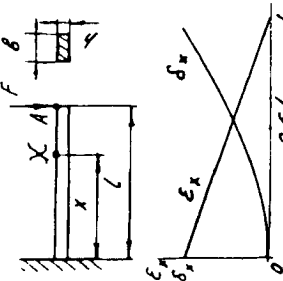
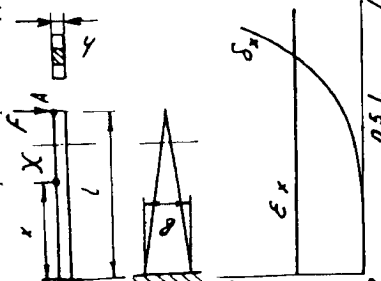
Певні переваги перед стержневими мають кільцеві пружні елементи. Вони мають порівняно великі вихідні переміщення, що дає змогу використовувати їх в ємнісних та індуктивних давачах. Кільцеві пружні елементи є чутливішими і можуть застосовуватись для перетворень сил у межах від декількох десятків ньютон до одиниць кілоньютон.

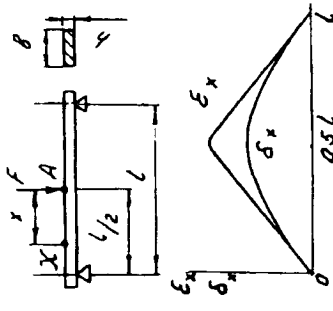
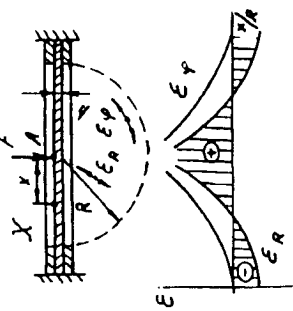
Найчутливішими до дії сил є балкові пружні елементи. Вони технологічні, деформації стиску та розтягу в них повністю ідентичні. Розподіл напружень по довжині балки рівномірного поперечного перетину є нерівномірним. Для отримання рівномірного розподілу напружень застосовують так звану балку рівномірного опору згину.

Основні різновиди пружних перетворювачів сил та рівняння їх перетворення наведені в табл.4.1, де прийняті такі позначення: F – вхідна перетворювана сила; δ – прогин відповідної точки пружного елемента; ε_l та ε_s – відносні поздовжня та поперечна деформації

Таблиця 4.1.

Механічні пружні перетворювачі силФорма перетворювального елемента та спори деформацій	Відносна деформація ϵ Прогин δ , м	Штільність W , Н/м Частота f_0 , Гц
1	2	3
<p>1. Стрижень сталого перетину</p> 	$\epsilon_l = \frac{F}{SE}; \quad \epsilon_s = \frac{\mu F}{SE}$	$W = \frac{SF}{l}$ $f_0 = \frac{0.249}{l} \sqrt{\frac{E}{\rho}}$
<p>2. Кільце сталого перетину</p> 	<p>Ілрит $R \gg b$</p> $\epsilon = +\frac{R}{Eh^2b} (1.91 - 3 \cos \varphi) F$ $\epsilon_{\min} = -\frac{R}{Eh^2b} (1.91 - 3 \cos \varphi) F$ $\delta_A = -1.79 \frac{R^3}{Eh^3b} F$ $\delta_B = +1.64 \frac{R^3}{Eh^3b} F$	$W = 0.56 \frac{Eh^3b}{R^3}$ $f_0 = \frac{0.123h}{R^2} \sqrt{\frac{E}{\rho}}$

1	2	3
<p>3. Консольна балка рівномірного перетину</p> 	$\varepsilon_A = 0$ $\varepsilon_x = \frac{\alpha(l-x)}{Eh^3b} F$ $\delta_A = \frac{4l^3}{Eh^3b} F$ $\delta_x = \frac{6x^2}{Eh^3b} \left(l - \frac{x}{3} \right) F$	$W = \frac{Eh^3b}{4l^3}$ $f_0 = \frac{0.162h}{l^2} \sqrt{\frac{E}{\rho}}$
<p>4. Консольна балка рівномірного опору згину</p> 	$\varepsilon_x = \varepsilon_A = \frac{6l}{Eh^3b} F$ $\delta_A = \frac{6l^3}{Eh^3b} F$ $\delta_x = \delta_A \left(\frac{x}{l} \right)^3 = \frac{6x^3}{Eh^3b} F$	$W = \frac{Eh^3b}{6l^3}$ $f_0 = \frac{0.136h}{l^2} \sqrt{\frac{E}{\rho}}$

1	2	3
<p>5. Балка на двох опорах</p> 	$\epsilon_A = \frac{3l}{2Eh^2b} F; \epsilon_x = \frac{3(0.5l-x)}{Eh^2b} F$ $\delta_A = \frac{l^3}{4Eh^3b} F$ $\delta_x = \delta_A \left[3 \frac{(0.5l-x)}{l} - 4 \frac{(0.5l-x)^3}{l^3} \right]$	$W = \frac{4Eh^3b}{l^3}$ $f_0 = \frac{0.09h}{l^2} \sqrt{\frac{E}{\rho}}$
<p>6. Мембрана сталого перетину</p> 	$\epsilon_R = \frac{0.478}{Eh^2} (1-\mu^2) \times \left[\ln \frac{R}{x} - 1 \right] F$ $\epsilon_\varphi = \frac{0.478}{Eh^2} (1-\mu^2) \times \ln \frac{R}{x} F$ $\delta_A = \frac{3R^2(1-\mu^2)}{4\pi Eh^3} F$	$W = \frac{4\pi Eh^3}{3(1-\mu^2)R^2}$ $f_0 = \frac{0.469h}{R^2} \sqrt{\frac{E}{\rho(1-\mu^2)}}$

стержня; ϵ_x – відносна деформація в точці x ; E – модуль пружності, ϵ та $\epsilon_{\text{вн}}$ – відносні деформації зовні та всередині кільця.

Із наведених в таблиці рівнянь перетворень зрозуміло, що відносна деформація пружних елементів здебільшого є різною в різних точках довжини перетворювача. Винятком є лише консольна балка рівномірного опору згину. Тому, якщо пружний елемент є первинним перетворювачем тензорезистивних давачів, розраховані за наведеними в таблиці формулами значення відносних деформацій можуть бути використані лише тоді, коли база тензорезистора є нехтівно мала щодо довжини пружного елемента. Якщо ця умова не виконується, то необхідно визначити середнє значення відносної деформації у межах довжини бази тензорезистора за місцем його встановлення на пружному елементі.

Питання узгодження розмірів пружних елементів та бази тензорезисторів набуває особливого значення для кільцевих пружних елементів. Річ у тім, що під дією перетворювальної сили в цих пружних елементах виникають як деформації стиску, так і деформації розтягу. Тому геометричні розміри таких пружних елементів повинні бути підібраними так, щоб зони деформації одного знака були не меншими від бази тензорезистора, а самі тензорезистори будуть встановлюватися на пружному елементі в межах довжини зони деформації одного знака. Найчастіше розміри кільцевого пружного елемента вибирають так, щоб довжина зони деформації одного знака дорівнювала довжині бази тензорезистора. Тоді забезпечуються найкращі умови кріплення тензорезистора на пружному елементі, оскільки тензорезистор може бути закріплений в двох крайніх точках, деформація яких дорівнює нулю.

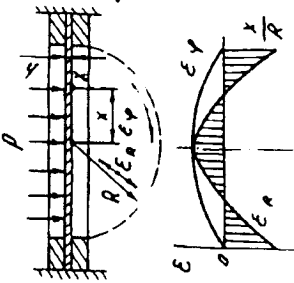
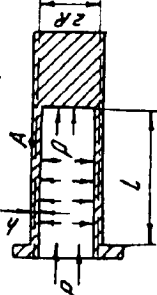

Найпоширенішим пружним перетворювачем тиску є штивна мембрана. Вона може використовуватись як перетворювач тиску в деформацію або як перетворювач тиску в переміщення. Вибираючи мембрани і кільцеві пружні елементи як первинні перетворювачі тензорезистивних давачів, необхідно враховувати наявність зон деформації стиску та зон деформації розтягу (табл.4.2).

Як пружні перетворювачі тиску використовують також циліндричні оболонки, трубки Бурдона.

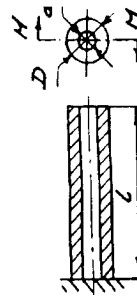
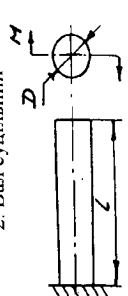
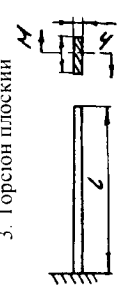
У табл.4.3 наведені основні конструктивні різновиди пружних перетворювачів крутних моментів та співвідношення між вихідними прогинами φ і дотичними напруженнями τ та крутним моментом M для заданого модуля зсуву G .

Таблиця 4.2

Механічні пружні перетворювачі тиску

Форма перетворювального елемента	Відносна деформація ϵ Прогин δ , м	Частота f_0 , Гц. Шттивність W , Н/м
	2	3
<p>1. Мембрана щттивна</p> 	$\epsilon_R = \frac{0.375R^2}{Eh^2} (1 - \mu^2) \times \left(1 - 3 \frac{x^2}{R^2} \right) P;$ $\epsilon_\phi = \frac{0.375R^2}{Eh^2} (1 - \mu^2) \times \left(1 - \frac{x^2}{R^2} \right) P;$ $\delta_A = \frac{3(1 - \mu^2)R^4}{16Eh^2} P$	$f_0 = \frac{0.469h}{R^2} \sqrt{\frac{E}{\rho(1 - \mu^2)}}$ $W = \frac{16Eh^2}{3(1 - \mu^2)R^4}$
<p>2. Оболонка циліндрична</p> 	$\epsilon_{rA} = \frac{0.5R}{Eh} (1 - 2\mu) P;$ $\epsilon_{\phi A} = \frac{0.5R}{Eh} (2 - \mu) P;$	$f_0 = \frac{0.32}{\sqrt{2Rl + 2l^2}} \sqrt{\frac{E}{\rho}}$
<p>3. Оболонка напівсферична</p> 	$\epsilon = \frac{0.5R}{Eh} (1 - \mu) P;$	$f_0 = \frac{0.224}{R} \sqrt{\frac{E}{\rho}}$

Пружні перетворювачі крутних моментів

Форма перетворювального елемента	Максимальний кут закручування, Рад	Механічне напруження, Н/м ²	Штпівність, Н·м/рад
<p>1. Вал порожнистий</p> 	$\varphi = \frac{32MI}{\pi(D^4 - d^4)G}$	$\tau = \frac{16MD}{\pi(D^4 - d^4)}$	$W = \frac{\pi(D^4 - d^4)G}{32l}$
<p>2. Вал суцільний</p> 	$\varphi = \frac{32MI}{\pi D^4 G}$	$\tau = \frac{16M}{\pi D^3}$	$W = \frac{\pi D^4 G}{32l}$
<p>3. Торсіон плоский</p> 	$\varphi \approx \frac{16MI}{bh^3 \left(5.3 - 3.4 \frac{h}{b} \right) G}$	$\tau = \frac{(3b + 1.8h)M}{b^2 h^2}$	$W \approx \frac{bh^3 \left(5.3 - 3.4 \frac{h}{b} \right) G}{16l}$

Матеріали, які застосовуються для виготовлення механічних пружних елементів, повинні відповідати певним вимогам. Оскільки пружні елементи є складовою частиною вимірювальних перетворювачів, а їх характеристики безпосередньо впливають на метрологічні характеристики перетворювача, основні параметри матеріалів пружних елементів повинні мати високу стабільність у широких межах зміни чинників, що впливають. Насамперед, такі їх параметри, як модуль пружності та модуль зсуву, не повинні залежати від температури, не піддаватись впливу часу та робочих навантажень. На жаль, ідеальних матеріалів немає. Зокрема, для всіх сплавів модуль пружності значно залежить від температури. Загалом ця залежність нелінійна. Практично лінійну залежність модуля пружності від температури мають сталь 36НХТЮ та бронза БрБ2. Названі матеріали відзначаються також незначною нестабільністю модуля пружності в часі.

Останнім часом для виготовлення механічних пружних елементів почали застосовувати неметалеві матеріали, зокрема кварцове скло. Той факт, що кварцове скло добре піддається механічному, ультразвуковому, електронно-променевому обробленню, робить його дуже перспективним для створення різноманітних перетворювальних елементів давачів неелектричних величин.

4.2. Перетворювачі параметрів руху

Механічні пружні елементи також широко застосовуються як елементи інерціальних систем – первинних перетворювачів віброметрів та акселерометрів. Інерціальна система – це консольна балка із зосередженою на її незакріпленому кінці масою m (рис.4.1, а) або штивна мембрана із зосередженою в її центрі масою m (рис.4.1, б).

Для з'ясування принципу дії такої системи як перетворювача другого порядку, що працює в динамічному режимі, використаємо диференціальне рівняння цієї системи

$$m \frac{d^2 y}{dt^2} + P \frac{dy}{dt} + Wy = -m \frac{d^2 x}{dt^2},$$

де m – інерційна маса; P – ступінь заспокоєння; W – питомий протидійний момент; x – переміщення досліджуваного об'єкта; y – переміщення інерційної маси; $m \frac{d^2 x}{dt^2} = F$ – сила, що діє на інерційну масу в результаті прискорення досліджуваного об'єкта.

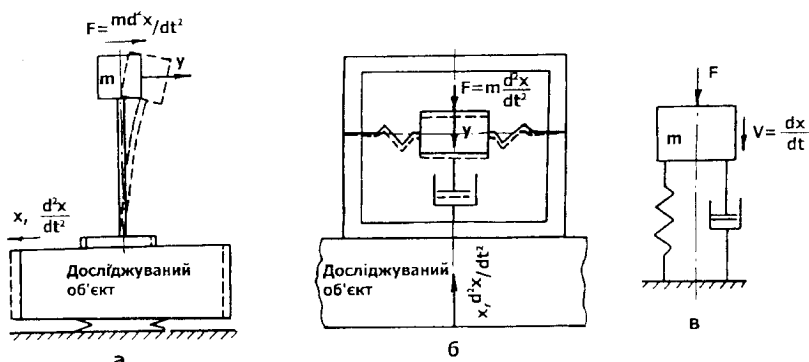


Рис.4.1. До динаміки інерціальної системи

Враховуючи, що $\sqrt{\frac{W}{m}} = \omega_0$ – це частота власних коливань, а

$\frac{P}{2\sqrt{Wm}} = \beta$ – ступінь заспокоєння (п.3.2), диференціальне рівняння інерціальної системи набере вигляд:

$$\frac{d^2 y}{dt^2} + 2\beta\omega_0 \frac{dy}{dt} + \omega_0^2 y = -\frac{d^2 x}{dt^2},$$

звідки комплексний коефіцієнт перетворення

$$K(j\eta) = \frac{\eta^2}{1 - \eta^2 + 2j\beta\eta},$$

амплітудно-частотна характеристика

$$A_x(\eta) = \frac{\eta^2}{\sqrt{(1 - \eta^2)^2 + (2\beta\eta)^2}},$$

а фазочастотна характеристика

$$\varphi(\eta) = \arctg \frac{2\beta\eta}{1 - \eta^2}.$$

Із наведених виразів очевидно, що інерціальна система віброметра повинна мати частоту власних коливань, значно нижчу від частоти вібрацій досліджуваного об'єкта (рис.4.2, а).

Якщо $\eta = \frac{\omega}{\omega_0} \gg 1$, амплітудно-частотна характеристика набере

вигляд

$$A_x(\eta) \Big|_{\eta \gg 1} = 1,$$

а фазочастотна характеристика

$$\varphi(\eta) \Big|_{\eta \gg 1} = -180^\circ.$$

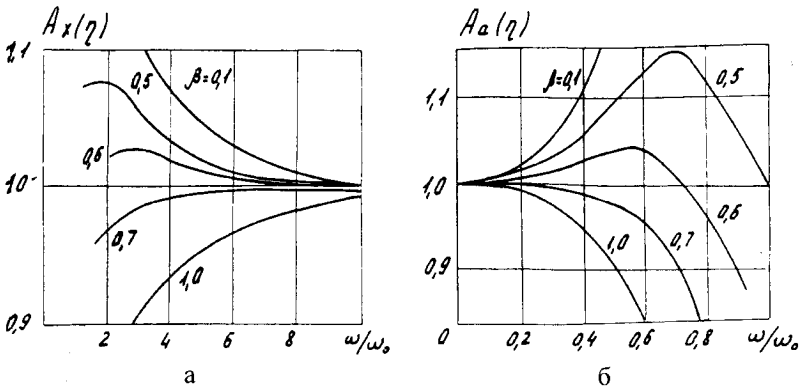


Рис.4.2. Амплітудно-частотні характеристики інерціальних систем

Тоді, при $x = X_{\max} \sin(\omega t)$, переміщення інерційної маси

$$y(t) = -X_{\max} \sin(\omega t),$$

де X_{\max} – амплітуда коливань досліджуваного об'єкта.

Отже, інерційна маса в наведених вище умовах буде коливатись відносно досліджуваного об'єкта та відносно корпусу вібрметра, встановленого на досліджуваному об'єкті з амплітудою, яка дорівнює амплітуді коливань досліджуваного об'єкта, але з відставанням за фазою на 180° .

При низьких частотах досліджуваного об'єкта, коли виконується умова $\eta = \frac{\omega}{\omega_0} \ll 1$, амплітудно-частотна та фазочастотна характеристики наберуть вигляд

$$A_x(\eta) \Big|_{\eta \ll 1} \approx \eta^2, \quad \varphi(\eta) \Big|_{\eta \ll 1} \approx \arctg 2\beta\eta,$$

а переміщення інерційної маси

$$y = X_{\max} \frac{\omega^2}{\omega_0^2} (\omega t - \varphi) = \frac{1}{\omega_0^2} a_{\max} \sin(\omega t - \varphi),$$

де $a_{\max} = \omega^2 X_{\max}$ – амплітуда прискорення при вібраціях досліджуваного об'єкта.

Отже, при $\omega \ll \omega_0$ інерційна маса буде коливатись з амплітудою A_0 , пропорційною амплітуді прискорення досліджуваного віброуючого об'єкта в масштабі $\frac{1}{\omega_0^2}$ (рис.4.2, б). Цей режим роботи інерціальної системи використовують у первинних перетворювачах акселерометрів.

Вище ми розглянули принцип дії інерціальних систем як первинних перетворювачів віброметрів та акселерометрів. Деякі конструктивні особливості цих систем та особливості їх роботи з вторинними реостатними та індуктивними перетворювачами віброметрів та віброакселерометрів наведені в пп.5.1 та 10.2.

4.3. Механічні пружні перетворювачі з частотним виходом

Принцип дії механічних пружних перетворювачів з частотним виходом (струнних перетворювачів) базується на залежності частоти власних коливань механічної струни від сили її натягу. Тому струнні перетворювачі використовуються як перетворювальні елементи динамометрів та манометрів. В останньому випадку досліджуваний тиск попередньо за допомогою мембрани перетворюється в механічну силу.

Рівняння перетворення струнного перетворювача можна одержати на підставі таких міркувань. Розглянемо струну довжиною l , закріплену з деяким попереднім натягом F , котра під дією зовнішнього імпульсу сили може бути приведена в коливний рух. При незначній амплітуді коливань струни можна вважати, що сила розтягу в будь-якій точці струни дорівнює $F = const$. Складові сили натягу по осі ОУ в точках x та $x + \Delta x$ будуть відповідно дорівнювати (рис.4.3).

$$F_y = -F \sin \alpha ;$$

$$F_y^* = F_y + dF_y = F \sin \alpha' .$$

Для малих кутів α та α' можна записати

$$F_y = -F \frac{\partial y}{\partial x},$$

$$F_y + dF_y = F \frac{\partial y}{\partial x} + F \frac{\partial^2 y}{\partial x^2} dx.$$

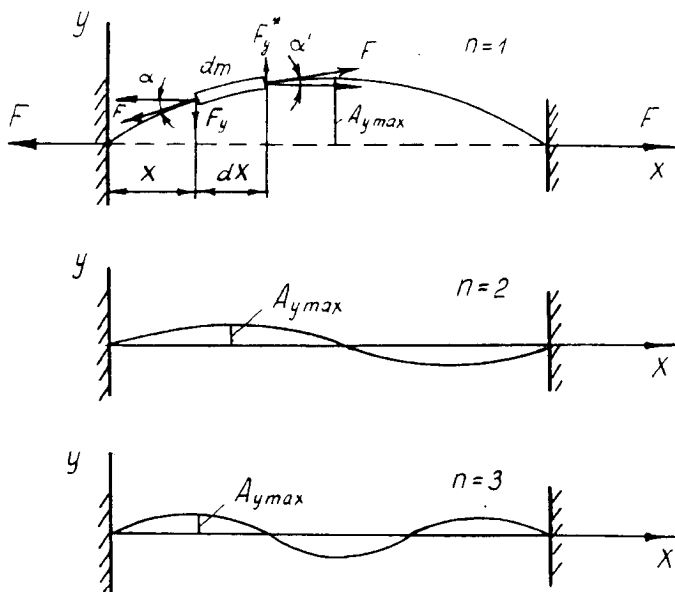


Рис.4.3. До принципу дії струнного перетворювача

Для знаходження рівняння руху струни необхідно, виходячи з принципу Даламбера, прирівняти силу інерції $F_i = m \left(\frac{\partial^2 y}{\partial t^2} \right)$ ділянки dx струни до приросту dF_y складової сили натягу по осі OY , в результаті чого одержимо

$$dm \frac{\partial^2 y}{\partial t^2} = F \frac{\partial^2 y}{\partial x^2} dx.$$

Оскільки $dm = \frac{m}{l} dx$, де m – маса всієї струни, то останній вираз запишеться у вигляді:

$$m \frac{\partial^2 y}{\partial t^2} - Fl \frac{\partial^2 y}{\partial x^2} = 0.$$

Виразимо переміщення у будь-якій точці струни в напрямі осі OY через параметри струни

$$y = A_{y_{\max}} k(x) \cos(\omega t) = A_{y_{\max}} \sin\left(\frac{\pi l}{l} x\right) \cos \omega t,$$

де $A_{y,\max}$ – максимальна амплітуда, $k(x) = \sin\left(\frac{\pi n}{l} x\right)$ – коефіцієнт, що характеризує залежність амплітуди від відстані (відносна амплітуда); ω – частота коливань струни; $n=1, 2, 3, \dots$ – ціле число (якщо струна коливається, утворюючи одну напівхвилю, то $n=1$, дві напівхвилі – $n=2$ і т.д.).

Враховуючи, що

$$\frac{\partial^2 y}{\partial x^2} = -A_{y,\max} \left(\frac{\pi n}{l}\right)^2 \sin\left(\frac{\pi n}{l} x\right) \cos \omega t$$

і, позначивши $\frac{Fl}{m} = a^2$, рівняння руху струни запишемо у вигляді

$$\frac{\partial^2 y}{\partial t^2} + a^2 A_{y,\max} \left(\frac{\pi n}{l}\right)^2 \sin\left(\frac{\pi n}{l} x\right) \cos \omega t = 0,$$

або з врахуванням виразу для y , матимемо

$$\frac{\partial^2 y}{\partial t^2} + \left(\frac{a\pi n}{l}\right)^2 y = 0.$$

Одержане диференціальне рівняння струни є вихідним для визначення частоти та періоду власних коливань

$$\omega_0 = \left(\frac{a\pi n}{l}\right) = \pi n \sqrt{\frac{F}{ml}}; \quad f_0 = \frac{\omega_0}{2\pi} = \frac{n}{2} \sqrt{\frac{F}{ml}}; \quad T_0 = \frac{1}{f_0} = \frac{2}{n} \sqrt{\frac{ml}{F}}.$$

Записавши $F = \sigma S$ і $m = l\rho$, де σ – напруження в струні; S – площа її поперечного перерізу; ρ – густина матеріалу струни, для першої форми коливань, коли $n=1$, матимемо:

$$\omega_0 = \frac{\pi}{l} \sqrt{\frac{\sigma}{\rho}}; \quad f_0 = \frac{1}{2l} \sqrt{\frac{\sigma}{\rho}}.$$

При дії на струну досліджуваної розтягувальної сили змінюється її напруження та частота власних коливань. При цьому

$$\Delta f = \frac{1}{2l} \left(\sqrt{\frac{\sigma + \Delta\sigma}{\rho}} - \sqrt{\frac{\sigma}{\rho}} \right) = \frac{1}{2l} \sqrt{\frac{\sigma}{\rho}} \left(\sqrt{1 + \frac{\Delta\sigma}{\sigma}} - 1 \right)$$

Розклавши $\sqrt{1 + \frac{\Delta\sigma}{\sigma}}$ в ряд та, враховуючи що $\frac{\Delta\sigma}{\sigma} \ll 1$, залежність зміни вихідної частоти від вхідної перетворюваної сили F_x у першому наближенні можна записати у вигляді:

$$\Delta f = \frac{\Delta\sigma}{4l\sqrt{\sigma\rho}} = \frac{F_x}{4Sl\sqrt{\sigma\rho}}.$$

Наведені вирази справедливі для тонкої довгої струни, коли при дуже малій амплітуді коливань струни можна нехтувати її поперечною штивністю.

Зупинимось на деяких конструктивних особливостях та особливостях вимірювальних кіл струнних перетворювачів механічних сил і тисків. Існують магнітоелектричні та електромагнітні струнні перетворювачі. Магнітоелектричний струнний перетворювач складається із струни у вигляді тонкої металевої пружної стрічки, розміщеної в колі постійного магніту. В сучасних магнітоелектричних струнних перетворювачах застосовують звичайно струни з берилієвої бронзи довжиною 60...100 мм, шириною від 0,5 до 3 мм та товщиною 0,05...0,1 мм з частотою власних коливань 3...20 кГц. При проходженні через струну змінного електричного струму згідно із законом Фарадея на струну буде діяти знакоперемінна сила, внаслідок чого струна буде коливатись.

Електромагнітний струнний перетворювач являє собою феромагнітну пружну струну (звичайно сталеву), що приводиться в коливний рух за допомогою поляризованого електромагніту. Електромагнітний струнний перетворювач має певні недоліки. Так, електромагнітний спосіб збудження вимагає застосування струни з магнітного матеріалу, який, звичайно, не відрізняється високими пружними властивостями. Крім цього, наявність обмотки збудження знижує експлуатаційну надійність перетворювача. Тому тепер переважно використовуються струнні перетворювачі з магнітоелектричним збудженням.

Найбільше застосовуються струнні динамометри та манометри. Вони мають порівняно високу точність, похибка вимірювання такими приладами може бути зведена до 0,2...0,4 %. Вони досить чутливі, мають малу інерційність, високу надійність. Струнні динамометри застосовують для вимірювань сталих та змінних сил від одиниць кілоньютона до приблизно 10 МН в діапазоні частот 0...50 Гц. Діапазон вимірювань струнних манометрів становить від десятків кілопаскаль до 250...300 МПа. Конструкція найпростішого струнного перетворювача тиску з магнітоелектричним збудженням наведена на рис.4.4.

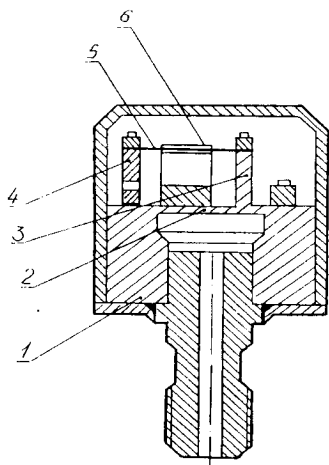


Рис.4.4. Однострунний перетворювач тиску

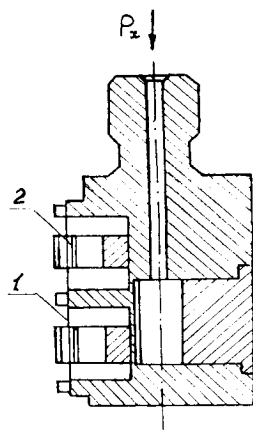
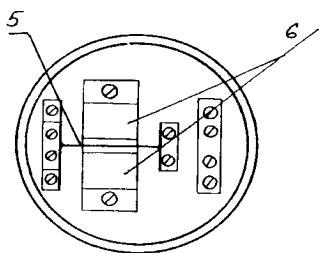


Рис.4.5. Диференціальний струнний перетворювач тиску

Торцева частина циліндричного корпусу 1 утворює мембрану 2 зі стояком 3, віддаленим від центра мембрани на відстань близько 0,6 її радіуса. Другий стояк 4 закріплений на торцевій частині корпусу поза зоною мембрани та ізолюваний електрично від корпусу ізоляційною прокладкою. Металева струна 5 натягнена між стояками і може коливатися у вузькому проміжку між полюсами магнітної системи 6. Кінці струни з'єднані із затискачами для підключення у вимірювальне коло.

Під дією вимірюваного тиску P_x мембрана вигинається, а розміщений на діафрагмі стояк 3 надає струні додаткового натягу.

Недоліком однострунних перетворювачів є значна нелінійність функції перетворення, яка досягає 4...5 % на 10 % девіації частоти. Для зменшення нелінійності струнні перетворювачі виконують диференціальними (різницевиими). Похибка від нелінійності диференціальних

струнних перетворювачів не перевищує 0,1 % при девіації частоти до 25 %. Конструкція диференціального струнного перетворювача тиску показана на рис.4.5.

Перетворювач має дві ідентичні струни 1 та 2, закріплені відповідно до трьох стоек. Середній стоек розміщений несиметрично на мембрані і при дії вимірюваного тиску повертається на деякий кут, збільшуючи натяг струни 1 і зменшуючи натяг струни 2.

Струнні первинні перетворювачі в поєднанні з сучасними засобами обчислювальної техніки широко застосовуються в автоматизованих системах контролю та вимірювання. Необхідно зауважити, що точність струнних перетворювачів значною мірою залежить від геометричних розмірів струни і, зокрема, її довжини. Встановлено також, що для збереження достатньо широкого діапазону вимірювань відношення довжини струни до її діаметра повинно бути не меншим, ніж 400...500, а тому скорочення струни повинно супроводжуватися зменшенням її діаметра (поперечного перерізу).

Отже, підвищити точність струнного перетворювача, зберігши широкий діапазон вимірювань можна, використовуючи якнайкоротші і відповідно якнайтонші струни. Але застосування таких струн пов'язане з проблемою надійного закріплення їх кінців до відповідних елементів давача.

Дослідження впливу різних засобів кріплення (механічним затискуванням, паянням, зварюванням) на метрологічні характеристики не дали результату. Порівняно радикальним розв'язанням проблеми кріплення струн стало створення так званих струн змінного перерізу, тобто струн, які мають тонку середню (робочу) частину та потовщені краї. При такій конструкції осьове напруження навантаженої струни на кінцевих її ділянках зменшується у стільки разів, у скільки разів їх поперечний переріз більший від перерізу робочої ділянки. А це значно спрощує проблему кріплення. Створити таку форму струни можна електрохімічним зменшенням товщини її центральної частини або нарощуванням кінцевих її ділянок.

На базі струни змінного перерізу створено багато прецизійних давачів, переважно як перетворювачів мікропереміщень. На рис.4.6 наведена будова перетворювача мікропереміщень для контролю

відхилення внутрішнього діаметра отворів від номінального значення. Корпус давача має циліндричну форму. До корпусу припаяні вимірювальна 1 та притиска 2 мембрани, між якими через ізоляційні втулки кріпиться струна. Вимірюване мікропереміщення (відхилення розміру від номінального) через щуп 3 передається на струну, змінюючи її натяг. Струна знаходиться в полі постійного магніту і є частотоподавальним плечем моста автогенератора. Вимірюване переміщення перетворюється в девіацію частоти автогенератора. Діапазон вимірювань такого давача мікропереміщень може становити $\pm 100 \dots 200$ мкм, основна похибка зводиться до 0,1 %.

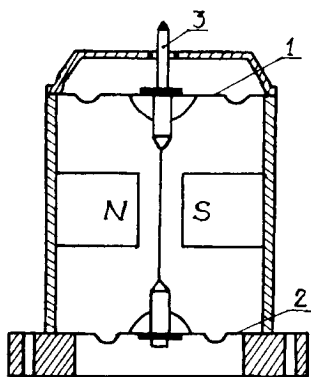


Рис.4.6. Будова струнного перетворювача мікропереміщень

РОЗДІЛ 5

РЕЗИСТИВНІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ МЕХАНІЧНИХ ВЕЛИЧИН

5.1. Реостатні перетворювачі

Реостатним називають перетворювач, виконаний у вигляді реостата, повзунком якого переміщується під дією вхідної перетворюваної (вимірюваної) величини. Вихідною величиною є електричний опір, значення якого обумовлюється положенням повзунка. Реостатні перетворювачі використовують не лише для перетворень переміщень. Оскільки за допомогою механічних пружних елементів у переміщення можуть бути перетворені інші неелектричні величини, то реостатні перетворювачі застосовуються в давачах тиску, сили, витрат, прискорень тощо.

Реостатні перетворювачі можуть бути дротяними та недротяними. Дротяні перетворювачі відрізняються високою точністю, стабільністю функції перетворення, мають малий перехідний опір, низький рівень шумів, малий температурний коефіцієнт опору (ТКО). Їх недоліком є низька роздільна здатність, порівняно малий опір (до десятків кілоом), обмежена можливість застосування на змінному струмі, обумовлена залишковими індуктивністю та ємністю намотки. Названі недоліки відсутні у недротяних перетворювачах, однак останні значно поступаються дротяним за точністю.

Найпоширенішими є дротяні реостатні перетворювачі поступального руху та перетворювачі обертального руху. Перші виготовляються звичайно на стержневих, трубчастих або пластинчастих каркасах, на які намотана із заданим кроком чи виток до витка дротина із провідникового матеріалу. У перетворювачах обертального руху провідникова дротина намотана на кільцевий каркас. Рухомим елементом у цих перетворювачах є контактна щітка, що ковзає по зачищеній поверхні резистора. Щітка електрично з'єднана з контактною пружиною, що ковзає по струмомознімальному кільці.

До матеріалу дроту для намотки реостатних перетворювачів ставляться певні вимоги, такі, як, зокрема, високий питомий електричний опір, малий ТКО, велика часова стабільність, корозійна стійкість. Тому

тут найчастіше застосовують константан, манганін. Якщо перетворювач повинен працювати в умовах підвищених температур, використовують дротини з нікель-хромового чи залізо-хромового сплаву.

Для забезпечення високої стабільності характеристик реостатних перетворювачів відповідні вимоги ставляться і до матеріалу каркаса. Каркас повинен зберігати свої розміри в широкому температурному діапазоні, в умовах підвищеної вологості, мати високу теплопровідність. Тому матеріалами каркасів є звичайно алюмінієві сплави АМг, Д1, Д16. В перетворювачах низького класу точності може застосовуватись гетинакс, текстоліт.

Якість перетворювача значною мірою визначається конструкцією контактних щіток, зокрема, рівнем так званого контактного шуму, який генерується щіткою під час її ковзання по доріжці резистивного елемента за рахунок варіації контактної поверхні та контактного тиску. Контактні щітки прецизійних реостатних перетворювачів виконуються у вигляді двох-трьох дротинок діаметром 0,1...0,2 мм різної довжини, що забезпечує їх різні частоти власних коливань і сприяє стійкій роботі щітки в умовах вібрацій. Для менш точних перетворювачів щітки виготовляються у вигляді пластин з одним чи двома надрізами для забезпечення різних власних частот вібрацій окремих виступів. Виготовляють контактні щітки з фосфористої бронзи, мідно-срібних сплавів, а в прецизійних перетворювачах – платини, іридію, їх сплавів.

Джерелами похибок реостатних перетворювачів є дискретність вихідного опору, відхилення дійсної функції перетворення від номінальної, вплив температури довкілля, контактні шуми, вплив опору навантаження. Відносна похибка від дискретності для перетворювачів з рівномірною намоткою дорівнює відношенню половини опору дискретності (опору одного витка) до опору всієї намотки і може бути зведена до 0,03...0,02 %. Сумарна похибка, викликана нестабільністю електричних параметрів, досягає 0,03...0,1 %, температурна похибка звичайно не перевищує 0,1 % на 10 °С.

Методична похибка, викликана впливом опору навантаження, загалом визначається співвідношенням опорів перетворювача та навантаження і в різних вимірювальних колах проявляється по-різному. Якщо, наприклад, лінійний реостатний перетворювач увімкнений в коло

як подільник напруги (рис.5.1, а), то

$$\frac{U_{ВНХ}}{U_{ВХ}} = \frac{\frac{R_x}{R_{II}}}{1 + \frac{R_x}{R_{II}} \left(1 - \frac{R_x}{R_{II}}\right)}$$

Оскільки для ненавантаженого перетворювача ($R_{II} = \infty$)

$$\frac{U_{ВНХ}^*}{U_{ВХ}} = \frac{R_x}{R_{II}}$$

то методична похибка відношення $U_{ВНХ}/U_{ВХ}$

$$\delta_U = \frac{U_{ВНХ}^* - U_{ВНХ}}{U_{ВНХ}} = \frac{R_x}{R_{II}} \left(1 - \frac{R_x}{R_{II}}\right)$$

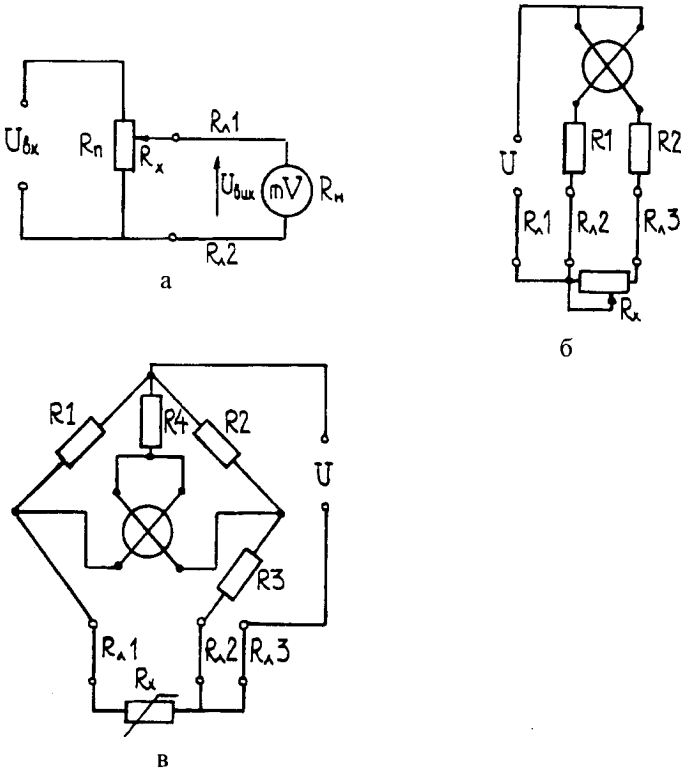


Рис.5.1. Вимірвальні кола реостатних перетворювачів

Максимального значення за інших однакових умов δ_U досягає для $R_X=0,5R_{II}$ і тим менша, чим більше відношення R_{II}/R_{II} . При $R_{II}/R_{II}=1$ її максимальне значення досягає 25 %. Ця похибка буде незначною лише, коли R_{II} в десятки разів перевищує R_{II} .

Джерелами похибок таких схем є також нестабільність напруги джерела живлення, опір з'єднувальних дротів та їх зміна від зміни температури довкілля. При роботі реостатних перетворювачів у колах змінного струму треба мати на увазі наявність залишкових реактивностей. Стала часу сучасних реостатних перетворювачів $\tau = 10^{-6} \dots 10^{-7}$ с. При $\tau = 10^{-6}$ с частотна похибка на частоті 1000 Гц не перевищує 0,01 %.

Найчастіше реостатні перетворювачі вмикають у логометричні кола. Найпростіша схема магнітоелектричного логометра з реостатним перетворювачем наведена на рис.5.1, б. Для зменшення впливу опорів з'єднувальних дротів на результат вимірювань застосовують трипровідне підключення перетворювача до логометра. Опір R_{II} у цьому випадку знаходиться в колі живлення логометра і не впливає на його покази. Опори R_{I2} та R_{I3} , по-перше, ввімкнені послідовно з порівняно великими опорами рамок логометра, а, по-друге, будучи ввімкненими в кола різних рамок, мають деякий вплив на струми в цих колах, але дуже незначно впливають на відношення цих струмів, тобто на результат вимірювань.

В приладах серійного виробництва використовують звичайно мостові логометричні кола (рис.5.1, в). Опори R_{II} та R_{I2} додаються тут з опорами R_X та R_3 , увімкненими в сусідні плечі моста, в результаті чого при $R_I = R_2$ та $R_X = R_3$ вплив цих опорів, а також їх зміни в результаті зміни температури довкілля, взаємно компенсуються. При інших значеннях $R_X \neq R_3$ вплив опорів ліній та їх змін залишаються незначними.

На рис.5.2, а показана конструкція давача лінійних переміщень штокового типу.

Основними елементами давача є реостатний перетворювач 1 з рухомою контактною щіткою 2, шток 3 з профільованою канавкою, повзунком 4 із закріпленням в ньому штифтом 5. Під час переміщення досліджуваного об'єкта, який знаходиться в механічному контакті зі штоком, лінійно переміщується в підшипниках корпусу та кришки і сам шток. За допомогою профільованої канавки лінійне переміщення штока перетворюється в кутове переміщення повзунка та щіток реостатного

перетворювача. Щітка, ковзаючи по обмотці реостата, змінює його вихідний опір залежно від вимірюваного переміщення. У давачі передбачені змінні штоки, які мають гвинтові канавки з різними кроками, що дає змогу застосовувати давач для вимірювань переміщень від одиниць міліметра до десятків сантиметрів. Максимальна похибка давача не перевищує 3 %.

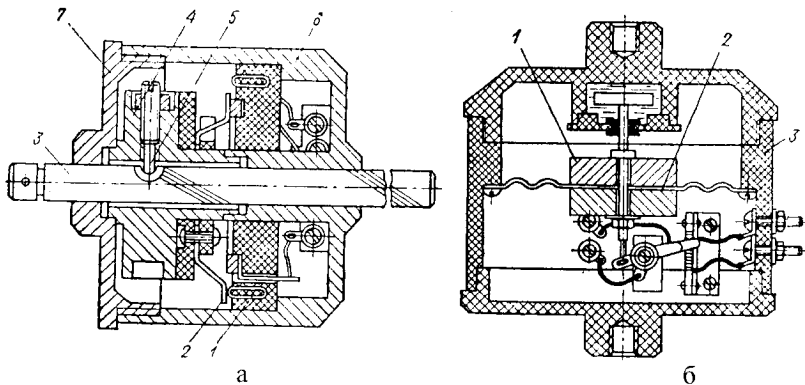


Рис.5.2. Давачі параметрів руху з реостатними перетворювачами

Давач лінійного акселерометра (рис.5.2, б) має чутливий елемент у вигляді інерційної маси 1, закріпленої в центрі пружної мембрани 2, яка по периметру кріпиться до корпусу. Корпус давача встановлюється на об'єкті, прискорення якого вимірюють. Інерційна маса безпосередньо зв'язана з повзунком реостатного перетворювача. Якщо відсутнє прискорення, інерційна маса займе середнє (центральне) положення. Якщо ж об'єкт рухається зі сталим лінійним прискоренням, то інерційна маса переміщується на певну відстань x від центрального положення, при котрій сила інерції $F_a = ma$ (тут m – інерційна маса, a – прискорення досліджуваного об'єкта) зрівноважується силою пружності мембрани $F_{пр} = Wx$, де W - питома пружність.

Із умови цих сил можна визначити рівняння перетворення

$$x = \frac{m}{W} a .$$

Зауважимо, що в таких перетворювачах геометрична вісь інерційної маси повинна збігатись з напрямком вектора вимірюваного прискорення.

Для заспокоєння коливань інерційної маси передбачений рідинний заспокоювач. Як перетворювач переміщень інерційної маси використовують реостатний перетворювач.

Якщо інерційна маса знаходиться в центральному положенні, напруга на виході перетворювача дорівнюватиме нулю. При зміщенні інерційної маси в той чи інший бік залежно від напрямку вимірюваного прискорення на виході перетворювача виникає напруга, значення та полярність якої відповідає значенню та напрямку вимірюваного прискорення.

Лінійний акселерометр (рис.5.3) має інерціальну систему (див. п.5.2), що складається із інерційної маси 1 та циліндричних пружин 3 і реостатного вторинного перетворювача. Інерційна маса під дією вимірюваного прискорення може переміщуватись уздовж своєї осі в напрямках 2. Протидійний момент створюється циліндричними пружинами, а заспокоєння внаслідок руху рухомої частини в рідині. Реостатний перетворювач переміщень умонтований в самій інерційній масі, а струмознімальний контакт – на корпусі акселерометра. У такому перетворювачі геометрична вісь інерційної маси також повинна збігатись з напрямком вектора вимірюваного прискорення.

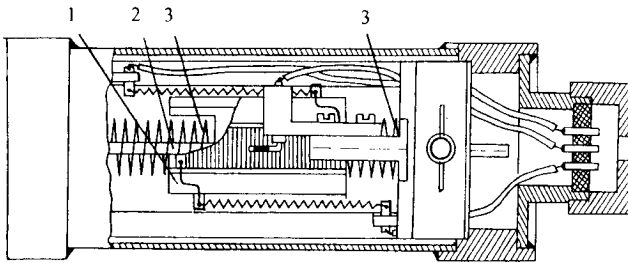


Рис.5.3. Давач реостатного акселерометра

Якщо відсутнє прискорення, інерційна маса буде займати положення, при якому повзунок реостатного перетворювача буде знаходитись у центрі. Якщо ж досліджуваний об'єкт буде рухатись зі сталим лінійним прискоренням a , то на інерційну масу буде діяти сила $F=ma$ (тут m – інерційна маса), під дією якої пружини будуть деформуватись, внаслідок чого виникне протидійний момент $F = Wx$ (тут W – питомий протидійний момент; x – переміщення інерційної маси). Із умови рівноваги цих сил можна записати рівняння перетворення: $x = \frac{m}{W} a$.

Якщо реостатний перетворювач живиться від джерела постійної напруги, значення та полярність вихідної напруги будуть визначати величину та напрям прискорення досліджуваного об'єкта.

На рис.5.4 показана конструкція давача тиску з реостатним перетворювачем.

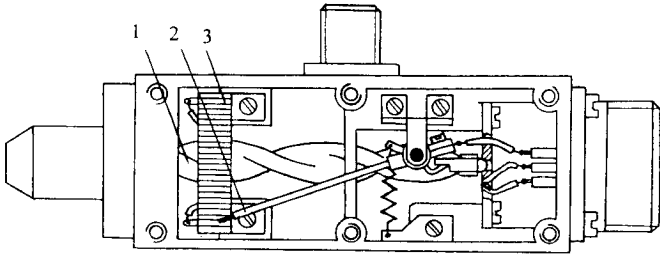


Рис.5.4. Давач реостатного манометра

Первинним перетворювачем тут є скручена трубка 1, котра під дією вимірюваного тиску розпрямляється, а незакріплений кінець трубки здійснює обертальний рух. Рухомий кінець трубки через систему передач з'єднаний з повзунком 2 реостатного перетворювача 3. Очевидно, що значення вихідного опору буде певною функцією вимірюваного тиску.

5.2. Тензорезистивні перетворювальні елементи

Основою принципу дії тензорезисторів є явище тензоефекту, суть якого полягає в зміні електричного опору провідникового матеріалу під час його механічної деформації. Основною характеристикою чутливості матеріалу до механічної деформації є коефіцієнт відносної тензочутливості k , що визначається як відношення відносної зміни опору до відносного видовження провідника:

$$k = \frac{\varepsilon_R}{\varepsilon_l} = \frac{\frac{\Delta R}{R}}{\frac{\Delta l}{l}}$$

Оскільки опір провідника з питомим електричним опором ρ , довжиною l та площею поперечного перерізу S дорівнює

$$R = \rho \frac{l}{S},$$

то відносна зміна опору, викликана деформацією провідника під дією рівномірного механічного напруження,

$$\frac{1}{R} \frac{dR}{d\sigma} = \frac{1}{l} \frac{\partial l}{\partial \sigma} + \frac{1}{\rho} \frac{\partial \rho}{\partial \sigma} - \frac{1}{S} \frac{\partial S}{\partial \sigma}.$$

При кінцевих приростах напруження σ відносна зміна опору

$$\frac{\Delta R}{R} = \frac{\Delta l}{l} - \frac{\Delta S}{S} + \frac{\Delta \rho}{\rho}.$$

При деформації твердих тіл зміна їх довжини зв'язана зі зміною об'єму, яка в зоні пружних деформацій для кожного матеріалу є величиною сталою і характеризується коефіцієнтом Пуассона $\mu = -\varepsilon_d / \varepsilon_l$, де $\varepsilon_d = \Delta d / d$ (тут d – діаметр провідника круглого перерізу чи поперечний розмір провідника квадратного перерізу).

Враховуючи, що $\frac{\Delta d}{d} = \frac{1}{2} \frac{\Delta S}{S} = -\mu \frac{\Delta l}{l}$, вираз для коефіцієнта відносної тензочутливості запишемо

$$k = 1 + 2\mu + \frac{\rho}{\Delta l} \frac{\Delta \rho}{l}.$$

У деяких металів питомий електричний опір не змінюється під дією механічних деформацій. Тоді можна вважати, що коефіцієнт k дорівнює $1+2\mu$. У загальному випадку коефіцієнт тензочутливості провідника має складову, котра визначається зміною питомого електричного опору, яка є незначною і може бути як додатною, так і від'ємною. Для металів коефіцієнт тензочутливості становить 0,5...4 (коефіцієнт Пуассона лежить у межах 0,24...0,4).

Для того, щоб у матеріалі чутливого елемента тензорезистора не відбулись необоротні зміни внаслідок великих механічних напружень, допустиме значення напружень у них не повинно перевищувати 20...30 % границі пружності.

Оскільки значення відносної деформації $\Delta l / l$ у межах пружних властивостей матеріалу не перевищує $(2,0...2,5) \cdot 10^{-3}$, то при $k=0,5...4$ відносна зміна опору $\Delta R / R = (1...10) \cdot 10^{-3}$, тобто не перевищує 1 %. При

таких незначних змінах опору від вимірюваної величини чутливі елементи тензорезисторів повинні відрізнятись дуже високою стабільністю опору в часі, мати незначний ТКО.

Для напівпровідникових тензорезисторів коефіцієнт тензочутливості визначається, головним чином, зміною питомого електричного опору

$$k = \frac{\frac{\Delta R}{R}}{\frac{\Delta l}{l}} \approx m = \frac{\frac{\Delta \rho}{\rho}}{\frac{\Delta l}{l}}$$

Значення k для напівпровідникових тензорезисторів значною мірою залежить від питомого електричного опору, типу провідності і досягає 150...200. У напівпровідниках n -типу коефіцієнт тензочутливості від'ємний, а в напівпровідниках p -типу – додатний. На відміну від провідникових тензорезисторів, коефіцієнт тензочутливості напівпровідникових тензорезисторів значною мірою залежить від значення та знака деформації, від температури.

Для рідких тензочутливих матеріалів (ртуть, електроліти), які практично не змінюють об'єму під час деформації, коефіцієнт тензочутливості $k=2$. Дійсно, при сталому об'ємі V опір R провідника з незмінним поперечним перерізом впродовж усієї довжини l пропорційний квадрату цієї довжини:

$$R = \rho \frac{l}{S} = \rho \frac{l^2}{V},$$

а його зміна при $V=const$, $\rho=const$ буде

$$\Delta R = \frac{\rho}{2l\Delta V},$$

звідки

$$k = \frac{\frac{\Delta R}{R}}{\frac{\Delta l}{l}} = \frac{\frac{2\rho\Delta l}{V}}{\frac{\rho l^2}{V}} : \frac{\Delta l}{l} = 2.$$

У практиці електричних вимірювань тензоефект використовується у двох напрямках. Це, по-перше, тензоефект в провіднику чи напівпровіднику в результаті об'ємного стискання. Вхідною величиною таких перетворювачів є тиск газу чи рідини, що їх оточують. На цьому принципі будуються перетворювачі високих та надвисоких тисків, які

виготовляються у вигляді безкаркасної обмотки з манганінового дроту. Для низьких тисків застосовують германієвий чи кремнієвий тензорезистор.

Суть другого напрямку полягає у використанні п'єзоефекту, викликаного розтягненням чи стискуванням тензочутливого матеріалу. Перетворювачі цієї групи можуть бути виконані у вигляді наклеюваних дротяних тензоперетворювачів, фольгових, плівкових чи так званих навісних тензоперетворювачів.

Дротяний тензоперетворювач (рис.5.5) має підкладку 1 з тонкого паперу або лакової плівки, на котру наклеюється тензочутливий елемент 2, виконаний із тензочутливого дроту, укладеного у вигляді плоскої одношарової решітки. До кінців тензочутливого дроту приєднані паяннями чи зварюваннями виводи 3 з тонкого мідного дроту.

Зверху перетворювач покритий шаром лаку 4. Такі тензоперетворювачі мають вимірювальну базу (довжину, зайняту дротяною решіткою) звичайно 3...30 мм, а їх опір становить 50...400 Ом. Тензоперетворювачі з малою базою (1...3 мм) роблять двошаровими і виготовляють, намотуючи тензочутливий дріт на трубчастий паперовий каркас, який після проклеювання розплющується і наклеюється на підкладку.

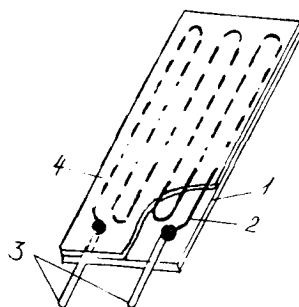


Рис.5.5. Будова дротяного тензорезистора

Основна похибка дротяних тензорезисторів може бути зведена до 0,2...0,1 %. Треба, однак, відзначити, що метрологічні характеристики наклеюваних тензорезисторів значно погіршуються під дією таких чинників, як повзучість, механічний гістерезис, вплив температури довкілля. Причиною повзучості є пружна недосконалість підкладки та клею. Повзучість проявляється у зміні опору за заданого незмінного значення деформації і визначається як

$$\delta_{п} = \frac{\Delta \epsilon_l}{\epsilon_l},$$

де $\Delta \epsilon_l$ – зведена до входу зміна вихідного сигналу (зміна опору тензорезистора) при заданій відносній деформації ϵ_l .

У межах пружного діапазону деформацій повзучість більшості тензорезисторів не перевищує 0,5...1 % за першу годину після наклеювання і відповідно до 1,5...2 % через тривалий час після нього.

Механічний гістерезис, як і повзучість, зумовлений пружною недосконалістю підкладки та клею і чисельно визначається як зведена до входу різниця значень вихідного опору для одного і того ж значення деформації за умови, що це значення деформації досягається при плавному її зростанні та плавному зменшенні. Для різних типів тензорезисторів механічний гістерезис лежить у межах 0,5...5 %.

Температурна нестабільність, тобто вплив температури довкілля на основні параметри тензорезисторів, полягає, з одного боку, в зміні опору тензорезистора за рахунок його ТКО, а, з другої, – в появі додаткових механічних напружень внаслідок відмінностей у температурних коефіцієнтах лінійного розширення чутливого елемента тензорезистора та досліджуваної деталі. Оскільки відносна зміна опору тензорезистора від вимірюваної деформації дуже мала (звичайно менше ніж 1 %), то температурні зміни можуть бути причиною дуже високих похибок. Тому у вимірювальних колах з тензорезисторами повинна бути передбачена температурна компенсація. Здебільшого тензорезистори вмикаються в мостові кола постійного струму. Якщо використовується мостове коло з одним робочим тензорезистором, то для температурної компенсації необхідно застосувати другий неробочий тензорезистор, аналогічний робочому і поміщений в однакові з робочим тензорезистором температурні умови. Кращою є схема з диференціальним (різницевим) увімкненням ідентичних тензорезисторів, якщо один з них знає деформації розтягу, а другий – деформації стиску.

Фольгові тензорезистори – це тонка стрічка з фольги товщиною 0,01...0,02 мм, на якій частина матеріалу вибрана (наприклад, травленням) так, що та її частина, котра залишилась, утворює плоску решітку з виводами. Ця решітка закріплюється між двома плівками з лаку.

Поширені також плівкові тензорезистори, в яких тензочутливий елемент наноситься методом вакуумної сублимації (перегону) з подальшою конденсацією на плівку. Для виготовлення плівкових тензорезисторів застосовуються як металеві (наприклад, титаноалюмінієвий сплав), так і напівпровідникові (германій, кремній) матеріали.

Навісні тензорезистивні перетворювачі мають дротяний тензочутливий елемент у вигляді струни чи декількох струн, натягнених між двома планками, відносно переміщення яких є вхідною величиною.

Напівпровідникові монокристалічні тензорезистори виготовляються головним чином з германію та кремнію, які мають кубічну кристалічну ґратку. В такій ґратці прийнято розрізняти три кристалографічні напрямки, які позначаються індексами Міллера. Напрямок, позначений індексом [111], збігається з діагоналлю куба, [110] – з діагоналлю грані, [100] – з ребром куба. Тензочутливість напівпровідникового тензорезистора залежить від орієнтації його чутливого елемента відносно кристалографічних напрямків.

Характерною особливістю напівпровідникових тензорезисторів є те, що характер функції перетворення за інших однакових умов залежить від питомого електричного опору тензорезистора. Нелінійність функції перетворення найменше проявляється в матеріалах з малим питомим електричним опором.

У серійних тензорезисторах застосовують здебільшого кремній р-типу [111] з питомим електричним опором $\rho_0 = 0,02 \dots 0,04$ Ом-см та кремній n-типу [100] з питомим опором $\rho_0 = 0,02 \dots 0,03$ Ом-см. Усереднена функція перетворення таких тензорезисторів має вигляд:

$$\frac{\Delta R}{R} = 120\epsilon + 4000\epsilon^2,$$

для тензорезисторів р-типу [111], $\rho_0 = 0,02$ Ом-см, або

$$\frac{\Delta R}{R} = -110\epsilon + 10000\epsilon^2,$$

для тензорезисторів n-типу [100], $\rho = 0,03$ Ом-см.

Сучасна напівпровідникова тензометрія має декілька напрямків. Перший з них зв'язаний з розвитком одиничних приклеюваних тензорезисторів, які є функціональним аналогом дротяних. Це, зокрема, тензорезистори типу Ю-8 та Ю-12. Конструктивно вони оформлені у вигляді гантелеподібної пластини кремнію, вирізаної в кристалографічному напрямку найбільшого тензоефекту. Коефіцієнт тензочутливості таких елементів при температурі 25 ± 10 °С та відносній деформації до 0,1 % лежить у межах 90...130, база дорівнює 5...7 мм, номінальний електричний опір становить 100...200 Ом.

До переваг таких тензоперетворювачів належить висока чутливість, мініатюрність. Однак їм властиві недоліки: складність монтажу, сильний вплив температури, великий розкид характеристик. Похибка одиничних напівпровідникових тензорезисторів становить 0,5...1,0 %.

Другий напрямок, оснований на досягненнях фізики твердого тіла та відповідної технології, передбачає створення інтегральних тензомодулів. У такого роду тензоперетворювачах (рис.5.6) пружний елемент (мембрана) 1 виготовляється з монокристалічного напівпровідника (звичайно кремнію), на якому методом дифузії формують інтегральну тензочутливу схему 2.

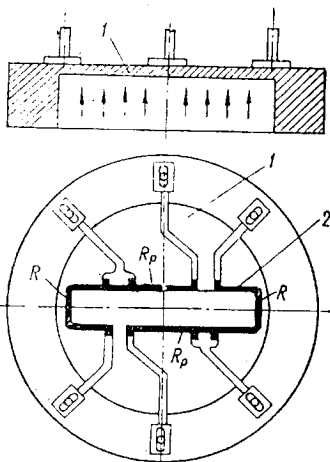


Рис.5.6. Тензорезистивний перетворювач тиску мембранного типу

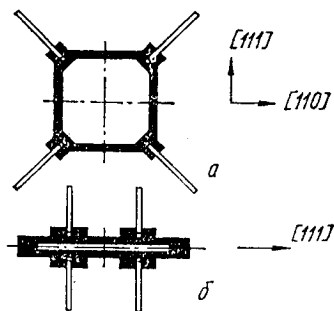


Рис.5.7. Напівпровідникові мостові тензорезистивні структури

Тут тензорезистор є єдиною ланкою пружного елемента. Отже, на відміну від наклеюваних дріт'яних тензорезисторів, тут відсутня проміжна ланка між пружним елементом та тензорезистором – клей, який є причиною додаткових похибок у наклеюваних тензоперетворювачах через його пружну недосконалість. Ізоляція чутливого елемента від тіла пружного елемента здійснюється за рахунок р-п-переходу.

Останнім часом з'явився ще один напрямок у напівпровідниковій тензометрії, зв'язаний із застосуванням мостових тензорезистивних структур, які являють собою з'єднані монолітно в схему одинарного

моста напівпровідникові тензорезистори. Мостова тензорезистивна структура у вигляді квадрата (рис.5.7, а) є універсальною для пружних елементів, що працюють на розтяг, стиск, згин, а тензорезистивна структура рис.5.7, б – для мембранних давачів тиску.

Габаритні розміри таких перетворювачів становлять 2...6 мм при товщині самого тензорезистора 20...25 мкм. Давачі, виконані на основі мостових тензоструктур, є точнішими від давачів з одиничними напівпровідниковими тензорезисторами (їх похибка 0,1...0,2 %), а порівняно з тензомодулями – технологічнішими та універсальнішими.

5.3. Тензорезистивні перетворювачі механічних величин

Перетворювачі деформацій. Тензорезистори за принципом дії є перетворювачами механічних деформацій, тому безпосередньо вони застосовуються в засобах вимірювань деформацій. У таких випадках тензорезистор R_T (рис.5.8, а) тієї чи іншої конструкції приклеюється до досліджуваного об'єкта 1 так, щоби деформація об'єкта повністю сприймалась тензорезистором. Виводи тензорезистора припаюють до контактної колодки 2, котра приклеюється також до досліджуваного об'єкта. Для захисту тензорезистора від впливу зовнішніх чинників, а також для забезпечення стійкості до механічних пошкоджень тензорезистор і монтажну схему покривають спеціальною герметизуючою речовиною.

Як вже відзначалось, здебільшого вимірювальними колами тензорезистивних перетворювачів є мостові кола постійного струму. Якщо використовується мостове коло з одним робочим тензорезистором R_T , для температурної компенсації необхідно застосувати другий неробочий тензорезистор R_{TK} , аналогічний робочому і поставлений в однакові з робочим температурні умови (рис.5.8, в). Якщо таке мостове коло при відсутності деформації буде знаходитись у рівновазі, тобто $R_{T0}R_3 = R_{TK}R_2$, то при наявності деформації опір R_T зміниться на $\varepsilon_R R_{T0}$, рівновага мостового кола порушиться і на виході з'явиться напруга

$$U_{вих} = U \frac{R_{T0}(1 + \varepsilon_R)R_3 - R_2R_{TK}}{[R_{T0}(1 + \varepsilon_R) + R_{TK}](R_2 + R_3)}$$

За умови, що $R_{TK} = R_{T0}$, а $R_2 = R_3$ вихідна напруга становитиме $U_{вих} \approx 0,25U\varepsilon_R$.

Якщо ж причиною зміни опору тензорезистора буде зміна температури довкілля, то, оскільки тензорезистори ідентичні та знаходяться в однакових температурних умовах, їх температурні зміни будуть однако-вими, тобто $R_T = R_{T0}(1 + \varepsilon_T)$ і $R_{TK} = R_{T0}(1 + \varepsilon_T)$. Тут ε_T – відносна зміна опору тензорезистора, викликана зміною температури. Коли, наприклад, при відсутності деформації міст був зрівноважений, то зміна опорів двох ідентичних тензорезисторів R_T та R_{TK} , увімкнених у сусідні плечі моста, не призведе до порушення його умови рівноваги, а вихідна напруга залишиться нульовою. Компенсація впливу температури в такій схемі відзначатиметься і при наявності вимірюваної деформації.

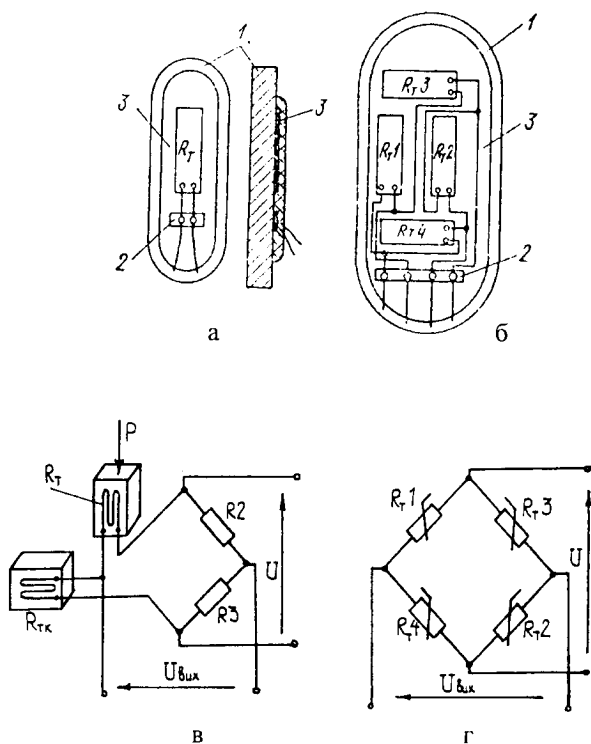


Рис.5.8. Тензорезистивні давачі механічних деформацій та способи їх ввімкнення в мостових колах

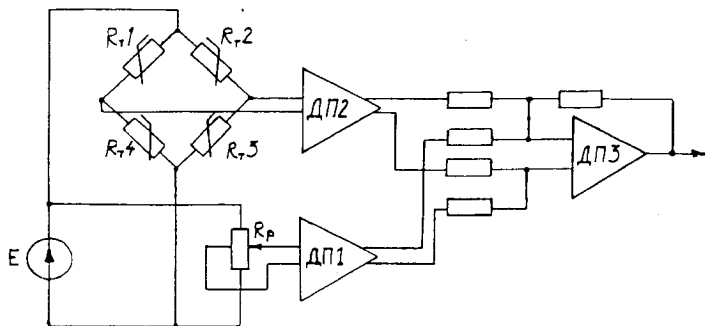
Перевагу треба віддавати давачам деформації (рис.5.8, б) з чотирма тензорезисторами. Тут тензорезистори R_{T1} та R_{T2} сприймають вимі-

рювану (поздовжню) деформацію ϵ_l , а тензорезистори R_{T3} та R_{T4} – поперечну деформацію ($\epsilon_n = -\mu\epsilon_l$) і можуть служити для температурної компенсації (рис.5.8, г). Якщо співвідношення між поздовжньою та поперечною деформаціями невідоме, то тензорезистори R_{T3} та R_{T4} встановлюють на компенсаційну плату з такого ж матеріалу, як і досліджуваний об'єкт так, щоб ця плата мала добрий тепловий контакт з досліджуваним об'єктом без передачі від нього деформації.

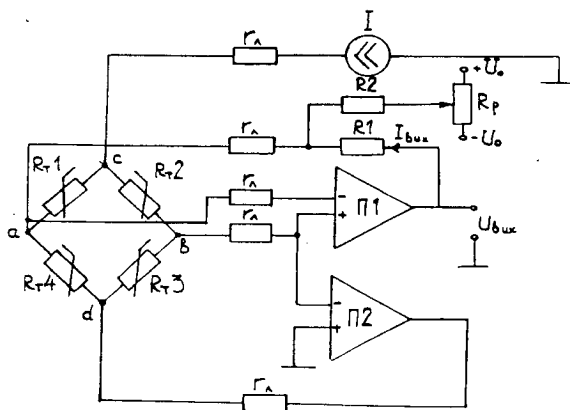
Живляться мостові кола від стабілізованого джерела напруги, а вихідна напруга підсилюється за допомогою диференціального підсилювача з високим вхідним опором. Треба також мати на увазі, що через неповну ідентичність тензорезисторів при відсутності вимірюваної деформації на виході моста може бути деяка початкова напруга, для регулювання якої застосовують шунтування термoneзалежних опорів плеч моста. Однак таке регулювання є громіздким, а при використанні повного моста, тобто коли плечима моста є чотири робочі тензорезистори, нераціональним, бо призводить до зменшення чутливості.

Варіант вимірювального кола зі спеціальним пристроєм регулювання розбалансу моста від неідентичності тензорезисторів показаний на рис.5.9, а. Регулівний пристрій виконаний у вигляді подільника напруги (резистор R_p) з диференціальним підсилювачем ДП1 на виході і підключений до джерела живлення моста. Вихідна напруга підсилювача ДП1 сумується з вихідною напругою моста, підсиленою диференціальним підсилювачем ДП2, і подається на вхід підсилювача ДП3.

На рис.5.9, б наведена схема вимірювального кола, побудованого на принципі квазізрівноваженого моста. Живиться тензоміст від стабілізатора струму. Операційний підсилювач П1, що охоплений колом паралельного зворотного зв'язку, зрівноважує міст за рахунок подачі струму $I_{вих}$ до вершини a вихідної діагоналі моста. Додатковий підсилювач П2 здійснює "плаваюче" живлення моста так, що потенціал точки b буде близьким до нуля. В даному випадку вихідна напруга $U_{вих} = I_{вих} R_l$, яка буде функцією відносної зміни опору тензорезистора, а отже, і відносної деформації ϵ_l .



а



б

Рис.5.9. Вимірювальні кола тензорезистивних перетворювачів

Особливістю наклеюваних тензорезисторів є те, що вони є перетворювачами разової дії, тобто не можуть бути переклеєні з об'єкта на об'єкт. Тому функція перетворення робочого тензорезистора не може бути визначена попередньо, а для її оцінки визначають функцію перетворення аналогічного, так званого градуювального перетворювача з тієї ж партії перетворювачів. Природно, що такий спосіб оцінки характеристик робочих тензорезисторів може бути застосований лише коли властивості перетворювачів всієї партії повністю ідентичні, а залишкові деформації, викликані приклеюванням робочих та градуювальних тензорезисторів, також однакові. Практика свідчить, що похибка від неідентичності при старанному приклеюванні тензорезисторів та добрій якості клею звичайно не перевищує 1,5 %.

Перетворювачі переміщень. Тензорезистори широко застосовуються як перетворювальні елементи в засобах вимірювань переміщень, сил, тиску, вібрацій, прискорень. Первинними перетворювачами в названих засобах є механічні пружні елементи, які перетворюють вхідну вимірювану величину в деформацію, котра сприймається тензорезистором і перетворюється ним в зміну електричного опору.

Основні властивості тензорезистивних перетворювачів переміщень, як і перетворювачів інших названих величин, визначаються головним чином властивостями механічних пружних елементів. Тому залежно від значення перетворюваного переміщення, необхідної точності та інших параметрів конструкції пружних елементів та конструкції перетворювачів переміщень загалом можуть бути найрізноманітнішими.

Основною статичною характеристикою тензорезистивних перетворювачів переміщень є коефіцієнт перетворення

$$k_{\delta} = \frac{\Delta R/R}{\delta} = \frac{\Delta R/R}{\varepsilon} \frac{\varepsilon}{\delta} = \frac{\Delta R/R}{\varepsilon} \frac{\sigma}{\delta E} = k k_{mn},$$

де k – коефіцієнт відносної тензочутливості; $k_{mn} = \frac{\sigma}{\delta E} = \frac{\varepsilon}{\delta}$ – коефіцієнт перетворення механічного пружного елемента (тут ε – відносна деформація пружного елемента, σ – механічне напруження в місці приклеювання тензорезистора; δ – вимірюване переміщення; E – модуль пружності).

Оскільки відносну деформацію записують звичайно в так званих одиницях відносної деформації (1 ОВД=0,0001 %), то k_{mn} буде мати розмірність ОВД/мм.

Найпоширенішими є консольні перетворювачі переміщень. На рис.5.10 показана конструкція консольного перетворювача вертикальних переміщень у діапазоні від 2,5 до 25 мм з коефіцієнтом перетворення $k_{mn}=0,1...1$ ОВД/мм. На досліджуваній об'єкт перетворювач закріплюють струб-

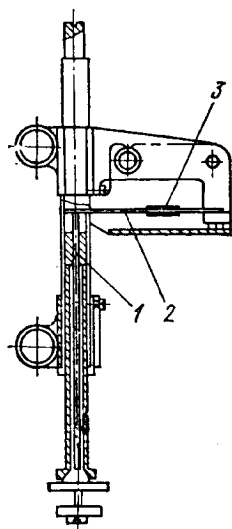


Рис.5.10. Тензорезистивний перетворювач вертикальних переміщень

циною та з'єднують з нерухою точкою. Досліджуване переміщення передається через рухомий шток 1 на пружний елемент 2 з тензорезисторами 3, наклеєними по обидва боки консольної балки (з деформаціями різних знаків), що при увімкненні їх у сусідні плечі моста (рис.5.9, а) дає змогу збільшити чутливість та уникнути температурної похибки. Основна похибка перетворювача не перевищує 2 %.

Перетворювачі з навісними тензорезисторами (рис.5.11) призначені для перетворень дуже малих переміщень (деформаційних усадок, повзучості).

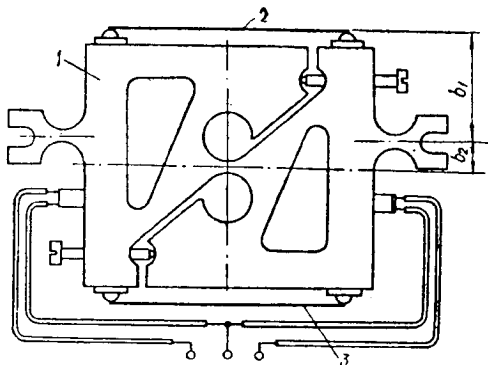


Рис.5.11. Тензорезистивний перетворювач малих переміщень

Це досягається за рахунок конструкції корпусу 1, в якому за допомогою прорізів та отворів утворені пружні шарніри, які забезпечують взаємний поворот правої та лівої частин корпусу при деформації досліджуваного об'єкта. Тензочутливі дротини 2 та 3, що натягнені

вдвож поздовжніх ребер пружного елемента, піддаються деформаціям різного знака. Важливою особливістю таких перетворювачів є можливість 5...10-кратного збільшення пружним елементом перетворювального переміщення, що досягається підбором відповідного співвідношення $\frac{b_1}{b_2}$. Вимірювальна база таких перетворювачів становить

10...100 мм, діапазон відносних деформацій -520...1250 ОВД, відносна похибка перетворення близько 1 %.

Перетворювачі сил. Тензорезистивні перетворювачі сил (тензодинамометри) широко застосовуються, оскільки вони компактні та мають широкий діапазон перетворень (від декількох міліньютон до десятків меганьютон). У перетворювачах великих сил (понад 10 кН) найчастіше використовуються стержневі пружні елементи (рис.5.12, а). Перетворювач складається з циліндричного пружного елемента 1, на зовнішній поверхні якого наклеєні робочі тензорезистори 2, які сприймають

вимірювану (поздовжню) деформацію, та тензорезистори 3, які сприймають поперечну деформацію $\varepsilon_{II} = -\mu\varepsilon_I$, і при ввімкненні їх у сусідні з робочими тензорезисторами плечі моста (рис.5.9, б) можуть використовуватись для температурної компенсації. Для рівномірного розподілу механічного напруження по перерізу пружного елемента в зоні тензорезисторів відношення висоти робочої частини пружного елемента до його діаметра повинно дорівнювати 3...4.

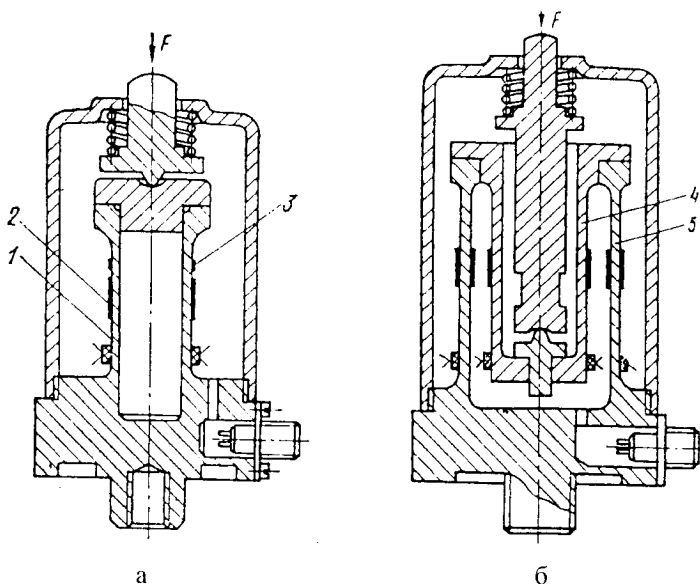


Рис.5.12. Тензоперетворювачі сил

Недоліком такої конструкції перетворювачів сил є помітний вплив нестабільності функції перетворення пружного елемента, яка досягає 1...1,5 %, неповна компенсація впливу температури довкілля. Крім того, тензорезистори 3 можуть бути використані лише коли відоме співвідношення між поздовжньою та поперечною деформаціями. Цей недолік може бути усунений застосуванням диференціального пружного перетворювального елемента, що має два пружні перетворювальні елементи 4 та 5 (рис.5.12, б) з протилежними за знаком та однаковими за значенням деформаціями.

Основною статичною характеристикою тензорезистивних перетворювачів сил є коефіцієнт перетворення

$$k_F = \frac{\Delta R / R}{F} = \frac{\Delta R / R}{\varepsilon} \frac{\varepsilon}{F} = k k_{nc},$$

де $k_{nc} = \varepsilon / F$ – коефіцієнт перетворення пружного елемента за вхідною силою.

Перетворювачі тиску та різниці тисків. У тензорезистивних перетворювачах тиску (тензоманометрах) як первинні перетворювальні елементи використовуються мембрани, сильфони та трубчасті системи.

У мембранних перетворювачах тиску деформація мембрани звичайно сприймається наклеєним на неї тензоперетворювачем безпосередньо. Для одержання максимальної чутливості та термокомпенсації тензорезистори наклеюють у зонах максимальних деформацій різних знаків (див. табл.4.2). Тензоманометри з плоскими мембранами відрізняються простотою конструкції, однак вони чутливі до різних перепадів температур. Досконалішими є тензоманометри з гофрованими мембранними перетворювачами тиску 1, центри яких з'єднані з тензорезистивними перетворювачами сили у вигляді консольних балок 2 з наклеєними на них тензорезисторами (рис.5.13, а) або з кільцевими пружними перетворювальними елементами сили в деформацію (рис.5.13, б). В останньому випадку вимірюваний тиск через отвір в штуцері 1 діє на еластичну мембрану 2 та сферичну подушку 3, внаслідок чого кільцевий пружний елемент 4 деформується, викликаючи деформацію тензорезисторів 4 та 5.

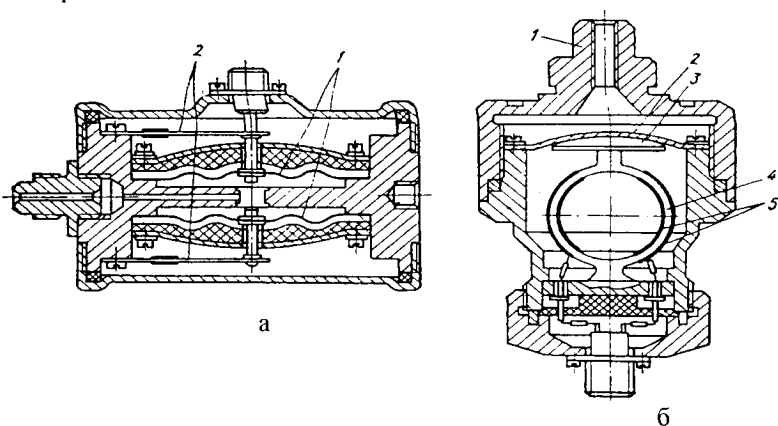


Рис.5.13. Тензорезистивні перетворювачі тиску

Верхні границі перетворень розглянутих вище тензоманометрів становлять від 0,1 до 10 МПа. На рис.5.14 показана конструкція тензорезистивного давача різниці тисків типу "Сапфір". Давач має первинний мембранно-важільний перетворювач різниці тисків 1, розділювальні мембрани 2 і 3, з'єднані між собою та з кінцем важеля первинного перетворювача за допомогою тяги 4. Дія вимірюваної різниці тисків $P_1 > P_2$ призводить до переміщення тяги і, відповідно, кінця важеля, деформації мембрани із монокристалічного сапфіру, на зовнішню поверхню якої нанесена тензочувлива гетероепітаксialьна плівка кремнію. Тензорезистори через герметичний вивід під'єднуються до вторинного перетворювача, що входить до складу "Сапфіра" і служить для перетворення зміни опору тензорезисторів у вихідний уніфікований струм.

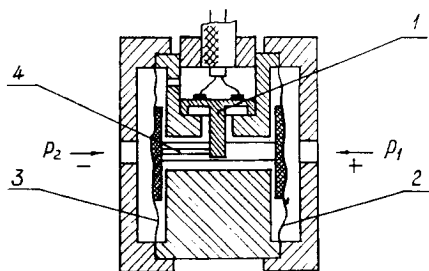


Рис.5.14. Тензорезистивний перетворювач різниці тисків

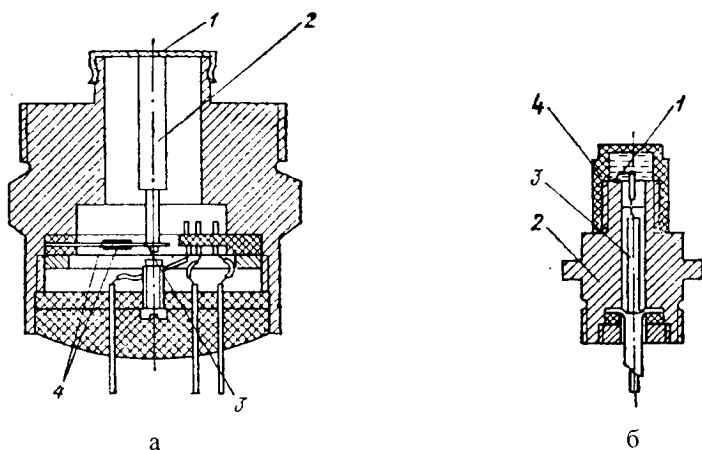


Рис.5.15. Перетворювачі тиску з напівпровідниковими тензорезисторами

Останнім часом все більше застосовують перетворювачі тиску з напівпровідниковими тензорезисторами. Мініатюрний (діаметром

10...15 мм) перетворювач тиску (рис.5.15, а) має мембранний первинний перетворювач тиску 1. Переміщення центру мембрани, викликане вимірюваним тиском, передається за допомогою штока 2 на консольну балку 3, на котрій склоприпоєм закріплені напівпровідникові тензорезистори 4 у вигляді ниткоподібного кристала кремнію р-типу з орієнтацією [111] з платиновими струмовиводами.

Для вимірювань дуже високих тисків (до $5 \cdot 10^8$ Па) використовують звичайно ефект об'ємного стискання тензорезистора. Чутливим елементом 1 мініатюрних давачів даного типу (рис.5.15, б) може бути ниткоподібний кристал, наприклад, з антимоніду галію n-типу. Один з виводів припаяний до ізолюваного від корпусу 2 гермовводу 3, інший – до самого корпусу. Фторопластовий ковпачок 4 виконує роль розділювальної мембрани. Внутрішня порожнина з чутливим елементом заповнена трансформаторною оливою, за допомогою якої вимірюваний тиск передається на чутливий елемент.

На рис.5.16 наведена конструкція мініатюрного (діаметром 2,2 мм) давача тиску крові в судинах. Корпус 1 виготовлений з нікель-кобальт-кремнієвого сплаву, а пружний елемент 2 – це пластина з монокристалічного кремнію.

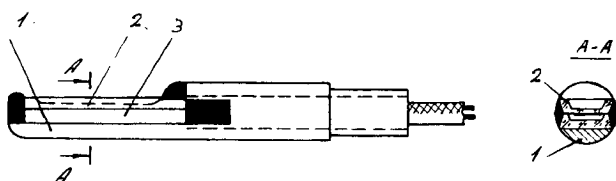


Рис.5.16. Давач тиску крові

з напівпровідниковим інтегральним тензоперетворювачем

У центральній частині пластини витравлена до товщини 15 мкм мембрана, на нижній стороні якої методом дифузії сформована інтегральна мостова тензочутлива схема. Пластина-мембрана за допомогою спеціального клею кріпиться до кремнієвої підкладки 3. Підкладка має канавку, яка через отвір в корпусі зв'язана з зовнішнім середовищем так, що тиск повітря в канавці і, відповідно, тиск на внутрішню сторону мембрани дорівнюють атмосферному. На зовнішню сторону мембрани

діє вимірюваний тиск. Давач кріпиться на кінці поліетиленового катетера і встановлюється безпосередньо в кровоносній судині пацієнта. Вимірювальна схема з'єднана з зовнішньою вторинною апаратурою тонкими дротинами діаметром 200 мкм, які виводяться назовні через порожнину між пластиною та підкладкою і через отвір у корпусі. Вимірювальний струм тензочутливого моста становить 2 мА, максимальний вихідний сигнал 24 мВ. Похибка вимірювання не перевищує 10 %.

П'ЄЗОЕЛЕКТРИЧНІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ

6.1. Основні властивості п'єзоелектричних матеріалів

Принцип дії п'єзоелектричних перетворювачів оснований на використанні прямого або зворотного п'єзоелектричних ефектів. Суть прямого п'єзоелектричного ефекту полягає в поляризації певного класу діелектриків, названих п'єзоелектриками, при механічних напруженнях в їх кристалах. Зворотний п'єзоэффект проявляється в деформації п'єзоелектрику в електричному полі.

Фізичну природу п'єзоэффекту можна пояснити на прикладі відомого п'єзоелектричного кристала – кварцу SiO_2 . На рис.6.1 показана форма елементарної комірки кристалічної структури кварцу. Комірка в цілому електрично нейтральна, але в ній можна виділити три кристалографічні осі (рис.6.1, а): поздовжню або оптичну вісь Z, електричні осі X, які проходять через ребра шестигранної призми кристала нормально до оптичної осі та з'єднують різнополярні іони (таких осей три), і механічні, або нейтральні осі Y, нормальні до граней кристала (їх також три).

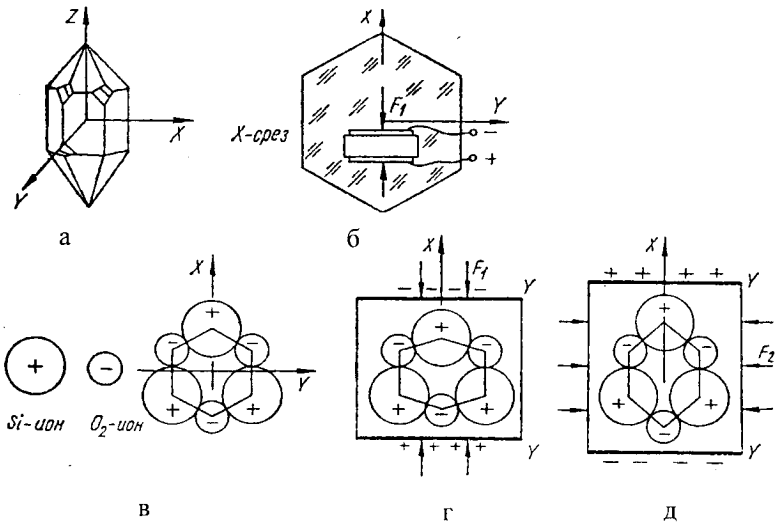


Рис.6.1. Кристал кварцу і спрощена модель його кристалічної решітки

У ненапруженому стані всі заряди скомпенсовані і кристал кварцу є електрично нейтральним, тобто в ньому не спостерігається зовнішньої поляризації. Якщо ж до кристала прикладена сила F_1 в напрямку осі X (рис.6.1, б та г), то баланс порушується, кристалічна решітка стає поляризованою і на гранях Y - Y , паралельних механічній осі, генерується заряд:

$$q_{11} = d_{11} F_1,$$

поверхнева густина якого

$$\delta_{11} = \frac{q_{11}}{S_1} = d_{11} \frac{F_1}{S_1} = d_{11} \sigma_1,$$

де d_{11} – п'єзоелектричний модуль кварцу; σ_1 – механічне напруження; S_1 – площа поверхні, на яку діє сила F_1 .

П'єзофект, викликаний дією сили F_1 , називають поздовжнім. Значення заряду в даному випадку не залежить від геометричних розмірів п'єзоелемента. Якщо ж до кристала прикладена сила F_2 в напрямку осі Y (рис. 6.1, д), то вона спричиняє поперечний п'єзофект. На цих же гранях Y - Y буде виникати заряд, протилежний за знаком тому, котрий виникає під дією сили F_1 , а його значення

$$q_{12} = d_{12} \frac{y}{x} F_2 = -d_{11} \frac{y}{x} F_2,$$

де x та y – розміри п'єзоелемента в напрямку осей X та Y .

Отже, значення заряду при поперечному п'єзофекті залежить від розмірів п'єзоелемента і пропорційно відношенню y/x , відповідним вибором якого можна регулювати чутливість п'єзоелектричного перетворювача.

Поверхнева густина заряду на цих же гранях Y - Y при поперечному п'єзофекті буде:

$$\delta_{12} = \frac{q_{12}}{S_1} = d_{12} \frac{y}{x} \frac{F_2}{yz} = d_{12} \frac{F_2}{S_2} = d_{12} \sigma_2,$$

де z – розмір п'єзоелемента в напрямку осі Z ; $\sigma_2 = F_2/S_2$ – механічне напруження.

Якщо сила F_3 діє в напрямку осі Z , п'єзоелектричний ефект не спостерігається. Кристал кварцу залишається також електрично нейтральним при рівномірній дії на нього зі всіх боків, наприклад, при гідростатичному стисканні.

Наявність у п'єзоелектричних кристалах полярних напрямків зумовлює необхідність певної орієнтації граней п'єзоелемента щодо кристалографічних осей X, Y та Z. Для перетворювачів, які використовують поздовжній п'єзоэффект, максимальну чутливість будуть мати п'єзоелементи, орієнтовані відносно кристалографічних осей так, як показано на рис.6.1, б. Це так званий X-зріз п'єзоелемента. Якщо орієнтацію п'єзоелемента змінити на 30 чи 90°, то матимемо так званий Y-зріз.

На п'єзоелемент можуть діяти, крім сил стискання та розтягування, також сили, що викликають напруження зсуву, що також призводить до його поляризації. Тому узагальненою характеристикою п'єзоелектрику є п'єзомодуль, записаний у вигляді матриці, яка складається з трьох рядків, відповідно до граней п'єзоелемента, на котрих виникають заряди, та шести стовпців, що відповідають напруженням:

$$d_{ij} = \begin{vmatrix} d_{11} & d_{12} & d_{13} & d_{14} & d_{15} & d_{16} \\ d_{21} & d_{22} & d_{23} & d_{24} & d_{25} & d_{26} \\ d_{31} & d_{32} & d_{33} & d_{34} & d_{35} & d_{36} \end{vmatrix}.$$

Індекс модуля означає, що розглядається заряд на *i*-й грані при дії сили F_j .

Якщо в п'єзоелементі відзначаються всі шість напружень, то густина заряду на *i*-й грані може бути визначена як

$$\delta_i = \sum_{j=1}^6 d_{ij} \sigma_j.$$

Матрицею п'єзомодулів можна користуватись і для визначення відносних деформацій при зворотному п'єзоэффекті. Якщо до граней X-X кварцового п'єзоелемента прикладено електричне поле напруженістю E_1 , то деформація п'єзоелемента $\alpha_1 = d_{11}E_1$; $\alpha_2 = d_{12}E_1$; $\alpha_4 = d_{14}E_1$.

Важливою характеристикою п'єзоелементів є модуль пружності E_{ij} , значення якого для даного п'єзоматеріалу залежить від типу зрізу, виду деформації, а також від зовнішніх чинників, наприклад, температури. За малих деформацій і напруженостей з достатньою для практики точністю модуль пружності п'єзоелемента згідно з узагальненим законом Гука можна вважати сталим коефіцієнтом пропорційності між механічним напруженням σ_{1j} та деформацією ϵ_i п'єзоелемента:

$$\sigma_i = E_{ij} \epsilon_j.$$

П'єзоелектричні перетворювачі застосовуються дуже широко. Це перетворювачі сил, тиску, прискорень, у котрих використовується

прямий п'єзоэффект, зворотні перетворювачі електричних сигналів у деформацію (перетворювачі кіл зворотного зв'язку приладів зрівноважувального перетворення для вимірювань неелектричних величин). В останній час широко застосовуються також так звані п'єзорезонансні перетворювачі, тобто перетворювачі, в яких використовується одночасно прямий та зворотний п'єзоэффект, спільний прояв яких при максимальному коефіцієнті перетворення енергії одного виду в інший спостерігається при резонансній частоті.

П'єзорезонатор є двополюсником (рис.6.2, а), виконаним у вигляді конденсатора, між обкладками якого розміщений п'єзоелектрик. Прикладена до п'єзоелемента змінна напруга викликає деформацію та механічне напруження в п'єзоелементі, котрі дають зворотну реакцію у вигляді поляризації, тобто появи зарядів на електродах. У міру наближення частоти збуджувальної напруги до резонансної амплітуда механічних коливань різко збільшується, внаслідок чого різко збільшується і амплітуда коливань заряду, а отже, різко зростає складова змінного струму, яка викликається деформацією п'єзоелемента. При частотах, значно нижчих від резонансної, струм у колі збудження буде незначним і визначатиметься, головним чином, міжелектродною ємністю C_0 та опором R_0 ізоляції між електродами.

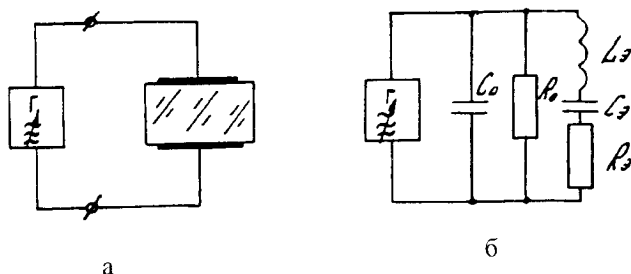


Рис.6.2. До принципу дії п'єзорезонатора

Відзначимо, що енергетична ефективність перетворення характеризується для п'єзоелектриків коефіцієнтом

$$\eta = \frac{d^2 E_{ij}}{\epsilon},$$

а основна частота власних коливань

$$f_0 = \frac{1}{2h} \sqrt{\frac{E_{ij}}{\rho}},$$

де d – п'єзомодуль; E_{ij} – модуль пружності; ε – відносна діелектрична проникність; h – товщина п'єзоелемента; ρ – його густина.

Еквівалентна електрична схема механічно не навантаженого п'єзореzonатора (зовнішні механічні зусилля на п'єзоелемент відсутні) показана на рис.6.2, б. Провідність такого кола

$$Y = \frac{1}{R_0} + j\omega C_0 + \frac{j\omega C_{екв}}{1 - \omega^2 L_{екв} C_{екв} + j\omega C_{екв} R_{екв}} =$$

$$= \frac{1}{R_0} + j\omega C_0 + \frac{\omega^2 C_{екв}^2 R_{екв} + j(1 - \omega^2 L_{екв} C_{екв})\omega C_{екв}}{(1 - \omega^2 L_{екв} C_{екв})^2 + \omega^2 C_{екв}^2 R_{екв}^2}$$

Для ідеального п'єзореzonатора $R_0 = \infty$ і $R_{екв} = 0$, а провідність

$$Y_{ид} = j\omega C_0 + \frac{j(1 - \omega^2 L_{екв} C_{екв})}{(1 - \omega^2 L_{екв} C_{екв})^2} = j\omega C_0 + j\omega C_{екв} \frac{1}{1 - \omega^2 L_{екв} C_{екв}}$$

нескінченно зростає при $1 - \omega^2 L_{екв} C_{екв} = 0$, тобто при резонансній частоті (частоті послідовного резонансу)

$$\omega_0 = 2\pi f_0 = \frac{\pi}{h} \sqrt{\frac{E}{\rho}}$$

При збільшенні частоти збуджувальної напруги до частоти пара-

лельного резонансу $\omega_p = \sqrt{\frac{1 + \frac{C_{екв}}{C_0}}{L_{екв} C_{екв}}}$, коли виконується умова

$$j\omega C_0 + j\omega C_{екв} \frac{1}{1 - \omega^2 L_{екв} C_{екв}} = 0, \text{ провідність резонатора падає до нуля.}$$

Відзначимо, що для резонаторів з кварцу відношення $C_{екв}/C_0 \approx \approx 10^{-2} \dots 10^{-3}$, а частота ω_p може бути вищою від частоти ω_0 не більше ніж на 0,5 %.

В реальних п'єзореzonаторах при частотах ω_0 та ω_p провідності контура не дорівнюють відповідно безмежності та нулеві, вони мають деякі остаточні значення, а самі резонансні частоти дещо відмінні від частот ω_0 та ω_p .

Добротність п'єзореzonансного контура $Q = \omega L_{екв}/R_0$ визначається як втрати енергії при коливаннях власне п'єзоелектрику, так і в матеріалах електродів та втрати на акустичне випромінювання в

довкілля. Для кварцового резонатора добротність може досягати декількох десятків мільйонів, суттєво перевищуючи добротність будь-якої іншої механічної коливної системи.

Принцип роботи п'єзрезонансних перетворювачів оснований на використанні залежності резонансної частоти п'єзрезонатора від значення вимірюваної величини, наприклад, температури довкілля. Зміна температури призводить до зміни пружних властивостей (E_{ij}) п'єзоелектрику, а отже, резонансної частоти. П'єзрезонатори, чутливі до зміни температури, називають термочутливими. Існують також тензочутливі (чутливі до зміни тиску) та масочутливі (чутливі до зміни маси п'єзрезонансного чутливого елемента, наприклад, у результаті наплення чи сорбції) п'єзрезонансні перетворювачі.

Найбільше практично застосовуються такі п'єзоелектричні матеріали, як кварц (природний п'єзоелектричний кристал), а також штучно поляризована п'єзокераміка на основі титанату барію, титанату свинцю, цирконату свинцю. До позитивних особливостей кварцу належать його стійкість до дії температури та вологи, механічна міцність, температурна стабільність п'єзомодуля. Значення п'єзомодулів кварцу d_{ij} (10^{-12} Кл/Н) такі: $d_{21} = -d_{11} = 2,31$; $d_{25} = -d_{14} = 0,64$; $d_{26} = 4,62$, інші п'єзомодулі дорівнюють нулеві, модуль пружності $E \approx 80 \cdot 10^9$ Н/м². Оскільки кварц має дуже малу діелектричну проникність ($\epsilon = 4,5$), а отже, малу ємність, то на роботу кварцових п'єзоперетворювачів значний вплив можуть мати шунтувальні ємності, наприклад, ємність кабелю.

Щодо застосування кварцу в п'єзрезонаторах важливими є такі його параметри, як тензочутливість. У цьому відношенні кварц є анізотропним і відповідної чутливості до того чи іншого чинника, що впливають, досягають вибором типу зрізу. Зокрема, для температурочутливих перетворювачів серед інших використовують кварц Y-зрізу, для якого температурний коефіцієнт модуля пружності $TK_E = 178 \cdot 10^{-6} \text{ K}^{-1}$, а температурний коефіцієнт частоти власних коливань $TK_{f_0} \approx 90 \cdot 10^{-6} \text{ K}^{-1}$.

Особливістю п'єзокерамік є великі значення їх п'єзомодулів, зокрема, для титанату барію d_{ij} (10^{-12} Кл/Н) вони дорівнюють $d_{31} = d_{32} = -78$, $d_{33} = 190$; $d_{15} = d_{24} = 250$. На відміну від кварцу, п'єзокераміка має

гідростатичну чутливість, тобто чутливість до об'ємної деформації, яка визначається п'єзомодулем $d_v = (0,1...0,2)d_{33}$. Всі штучні п'єзокераміки мають високу діелектричну проникність $\epsilon = 1200...1700$.

Необхідно відзначити, що п'єзоелектричні властивості всі п'єзоелектричні матеріали мають лише в певному температурному діапазоні, обмеженому так званою температурою Кюрі. Для кварцу вона становить 530°C , для п'єзокераміки – звичайно $150...350^\circ\text{C}$.

6.2. П'єзоелектричні перетворювачі механічних величин

П'єзоелектричні перетворювачі відрізняються простотою конструкції при можливості мініатюрного виконання, надійністю роботи, високою точністю. Для кварцу похибка перетворення механічної напруженості в заряд становить $0,01...0,001\%$ у широкому діапазоні частот. Тому п'єзоелектричні перетворювачі є найточнішими з перетворювачів сил, тиску, прискорень. Крім того, вони мають дуже високий вхідний механічний опір, тобто надзвичайно мало деформуються.

Вимірювальні кола. Особливістю п'єзоелектричних перетворювачів, що накладає певні умови на характер вимірювального кола, є надзвичайно мала вихідна потужність при високому вихідному опорі. Це призводить до необхідності застосовувати високочутливі підсилювачі з дуже великим вхідним опором, або так звані підсилювачі заряду.

На рис.6.3 наведена еквівалентна схема п'єзоелектричного перетворювача, з'єданого за допомогою кабелю з вимірювальним колом, на котрій позначено: C_o – ємність між гранями п'єзоелектрику (ємність перетворювача); C_k – ємність кабелю; $C_{вх}$ – вхідна ємність вимірювального кола; R_o – опір перетворювача; R_k – опір ізоляції кабелю; $R_{вх}$ – вхідний опір вимірювального кола.

При синусоїдній вхідній дії, наприклад, силі, $F = F_{max} \sin \alpha t$ миттєве значення струму $i = \frac{dq}{dt}$, а вихідна напруга

$$U_{ВИХ} = I \frac{\frac{R}{j\omega C}}{R + \frac{1}{j\omega C}} = j\omega d_{11} F \frac{R}{1 + j\omega CR},$$

а комплексний коефіцієнт перетворення

$$K(j\omega) = \frac{d_{11} R}{1 + j\omega CR} = \frac{d_{11}}{C} \frac{j\omega T}{1 + j\omega T},$$

де $T = RC = \frac{R_0 R_K R_{ВХ}}{R_0 R_K + R_{ВХ} R_K + R_0 R_{ВХ}}$ ($C_0 + C_K + C_{ВХ}$) – стала часу вимірювального кола; R – еквівалентний активний опір; C – еквівалентна ємність вимірювального кола.

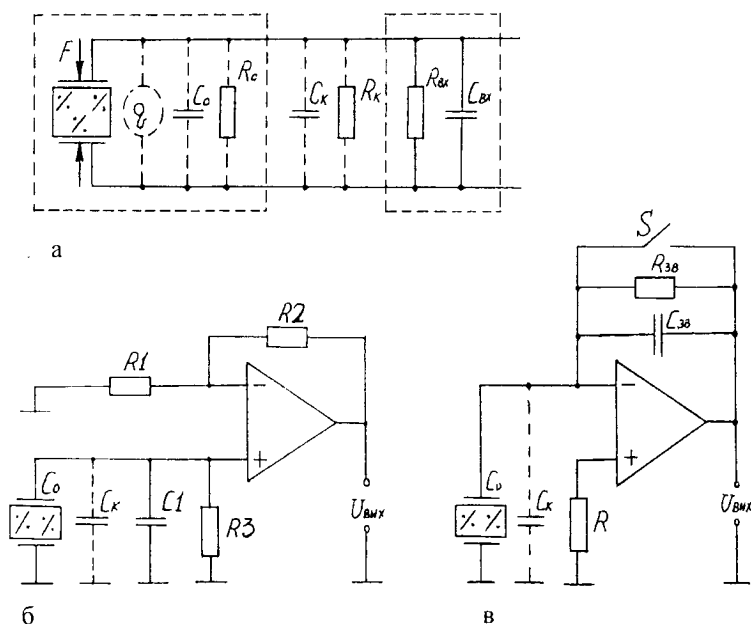


Рис.6.3. Вимірювальні кола п'єзоелектричних перетворювачів

Як видно з виразу для комплексного коефіцієнта перетворення, амплітуда вихідної напруги

$$U_{a.ВНХ} = \frac{d_{11} F_{\max}}{C} \frac{\omega RC}{\sqrt{1 + \omega^2 R^2 C^2}}$$

залежить від частоти і лише при частотах, коли $\omega > 1/RC$, ця залежність буде незначною, а амплітуду вихідної напруги можна вважати такою, що дорівнює

$$U_{a.ВНХ} = \frac{d_{11}}{C} F_{\max}$$

Треба також відзначити, що за інших однакових умов значення вихідної напруги залежить від ємності C . Тому в характеристиках п'єзоелектричних перетворювачів, вказуючи їх чутливість за напругою,

обов'язково вказують ємність, при якій ця чутливість відзначається. Іноді вказують напругу неробочого ходу $U_{н.х.} = d_{11}F/C_0$, а також власну ємність C_0 перетворювача.

Для розширення частотного діапазону вимірюваної величини в бік низьких частот необхідно збільшити сталу часу $\tau = RC$. Розширення частотного діапазону збільшенням ємності C , що легко здійснюється підключенням паралельно до перетворювача додаткового конденсатора, призводить до зменшення вихідної напруги і, отже, є обмеженим. Збільшення опору R не веде до зменшення чутливості. Однак зростання цього опору можливе лише якщо добра якість ізоляції та застосовуються підсилювачі з високим вхідним опором.

Вимірювальні кола п'єзоелектричних датчиків виконуються у вигляді підсилювачів напруги з високим вхідним опором, наприклад, як на рис.6.3, б. Напруга, що надходить на вхід підсилювача

$$U_{вх} = \frac{q}{C} \frac{j\omega RC}{1 + j\omega RC},$$

а вихідна напруга підсилювача

$$U_{вих} = \frac{q \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right)}{C} \frac{j\omega RC}{1 + j\omega RC},$$

де $C = C_0 + C_K + C_I$.

Основним недоліком схеми з підсилювачем напруги є залежність вихідної напруги від ємності кабелю C_K , яка може значно змінюватись залежно від положення кабелю і таких зовнішніх чинників, як температура та вологість. Для зменшення впливу зміни ємності кабелю на чутливість паралельно до входу підсилювача підключається стабілізуювальна ємність C_I .

Важливою характеристикою вимірювального кола є стала часу $\tau = RC$. Для кіл з підсилювачем напруги R визначається паралельно з'єднаними опорами ізоляції п'єзоперетворювача, кабелю, вхідним опором підсилювача та опором R_3 , призначеним для стабілізації вихідної напруги. У реальних вимірювальних колах з підсилювачем напруги опір R звичайно не перевищує 10^9 Ом і визначається, головним чином, вхідним опором підсилювача та стабілізуювальним опором R_3 (для кварцового п'єзоелемента $R_0 \approx 10^{15} \dots 10^{16}$ Ом). Враховуючи, що власна ємність п'єзоелемента залежно від конструкції перетворювача становить

5...50 пФ, а ємність кабелю – 70...150 пФ на кожний метр його довжини навіть при сумарній ємності $C = 1000$ пФ стала часу $\tau \leq 1$ с.

Сьогодні для підсилення вихідного сигналу п'єзоелектричного перетворювача застосовують також так званий підсилювач заряду (рис.6.3, в).

Вихідна напруга підсилювача заряду

$$U_{\text{вих}} = \frac{q}{C_{\text{зв}}} \frac{j\omega R_{\text{зв}} C_{\text{зв}}}{1 + j\omega R_{\text{зв}} C_{\text{зв}} + \frac{1}{k} \left[j\omega R_{\text{зв}} C_{\text{зв}} \left(1 + \frac{C_0 + C_K}{C_{\text{зв}}} + 1 + \frac{R_{\text{зв}}}{R_{\text{вх}}} \right) \right]}$$

де $R_{\text{зв}}$ та $C_{\text{зв}}$ – опір та ємність в колі зворотного зв'язку, $k=10^4...10^5$ – коефіцієнт підсилення підсилювача; $R_{\text{вх}}=10^{10}...10^{11}$ Ом – вхідний опір підсилювача.

В області частот $\omega \gg 1/\tau_{\text{зв}}$, де $\tau_{\text{зв}}=R_{\text{зв}}C_{\text{зв}}$, матимемо:

$$U_{\text{вих}} = \frac{qk}{C_{\text{зв}}(1+k) + C_0 + C_K}$$

Основною позитивною властивістю вимірювальних кіл з підсилювачем заряду є незалежність вихідної напруги від ємності ($C_0 + C_K$). Другою перевагою є можливість забезпечення високої сталої часу, яка в реальних конструкціях давачів з підсилювачем заряду досягає 50...100 с.

Ключ S в колі зворотного зв'язку (рис.6.3, в) служить для швидкого встановлення нульової початкової напруги на виході. Замикання цього ключа розряджається конденсатор $C_{\text{зв}}$, який за великих сталих часу кола зворотного зв'язку розряджався б дуже повільно. Чутливість більшості підсилювачів заряду лежить у межах $0,1...10$ мВ/пКл. Існують навіть підсилювачі з чутливістю до 1 В/пКл.

Перетворювачі тиску. П'єзоелектричні перетворювачі широко застосовуються як перетворювачі швидкозмінних тисків у діапазоні від 10^4 до 10^7 Па та частотному діапазоні від одиниць герц до десятків кілогерц. Необхідно відзначити, що вимірювання динамічного тиску супроводжується здебільшого порівняно високим рівнем квазістатичного тиску, значення якого може досягати до 10 МПа. Тому суттєвими вимогами до п'єзоелектричного давача в цьому випадку є висока механічна міцність.

Як приклад на рис.6.4 наведена схематична конструкція п'єзоелектричного перетворювача тиску, який може використовуватись для вимірювань швидкозмінного тиску в газоподібних і рідких середо-

вишах. П'єзоелемент 1 закріплений між контактними елементами 2 і 3, які служать струмовідводами. Контактний елемент 2 ізольований від мембрани 4 ізоляційною прокладкою 5. Мембрана може бути виточена разом з корпусом, як у наведеній конструкції, або наварена на корпус. Суцільновиточена мембрана має більшу механічну міцність, надійніша, ніж наварена. П'єзоелемент притискається до мембрани (ізоляційної прокладки) за допомогою втулки 6 та гайки 7.

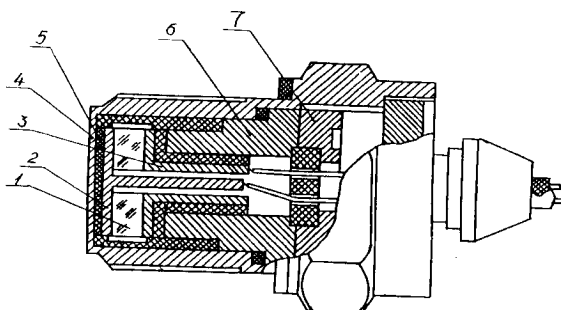


Рис.6.4. П'єзоелектричний перетворювач динамічного тиску

Для виготовлення корпусів та мембран найчастіше застосовують нержавіючі сталі Х18Н9Т, 36НХТЮ та ін. Для забезпечення високої стабільності характеристик як п'єзочутливий елемент використовується кварц. Правда, кварцові п'єзоелементи менш чутливі від п'єзокерамічних. Для збільшення чутливості застосовують стовпчики з декількох з'єднаних паралельно пластин кварцу. Відводять електричні заряди звичайно за допомогою латунних струмовідводів, до яких припаюються монтажні дроти. Для захисту від корозії та покращання електричного контакту з п'єзоелементом контактні поверхні струмовідводів покривають сріблом.

Оскільки під час роботи на давач динамічного тиску часто діють сильні механічні вібрації, то для забезпечення відповідної віброміцності механічних з'єднань елементів давача всі різьбові з'єднання покривають перед монтажем епоксидним компаундом. Внутрішні порожнини давача також заповнюють епоксидним компаундом, чим забезпечується вібраційна міцність монтажних електричних з'єднань та герметичність давача зі сторони кабельного вводу.

Давач динамічного тиску встановлюють на досліджуваний об'єкт звичайно за допомогою різьбового з'єднання. Треба відзначити, що безпосереднє вкручування давача, який має різьбу на корпусі, має той не-

долік, що для великих моментів зтяжки внаслідок деформації видовження стінки корпусу може погіршуватись контакт вузла п'єзоелемента з мембраною, а тим самим чутливість чи навіть надійність роботи давача. Тому встановлюють давач на об'єкт дослідження за допомогою під'єднувального штуцера, який нагвинчується на корпус давача, правда, це дещо погіршує динамічні характеристики давача.

П'єзоелектричний перетворювач є диференціювальним перетворювачем, а його амплітудно-частотна характеристика, якщо $\omega \gg 1/RC$, є величиною сталою і не залежить від частоти.

Характеристики п'єзоелектричних давачів тиску, як і давачів інших величин, відрізняються від характеристик ідеальних диференціювальних перетворювачів. Справа в тому, що на комплексний коефіцієнт перетворення п'єзоелектричного давача дуже впливають інерційні властивості механічної системи передачі вимірюваної величини від первинного перетворювача (в п'єзоелектричних перетворювачах тиску *ним є мембрана*) до п'єзоелемента та її перетворення в механічне напруження п'єзоелемента. У динамічному режимі механічна система передачі вимірюваного тиску (мембрана, прокладка) та його перетворення в силу, що безпосередньо діятиме на п'єзоелемент, може бути наближено описана диференціальним рівнянням другого порядку і має певну резонансну частоту.

Крім цього, частотна характеристика п'єзоелектричного перетворювача, що відповідає його еквівалентній електричній схемі, є далеко не повною. Реальна характеристика повинна враховувати механічні властивості п'єзоелектричного перетворювача щодо перетворення прикладеної до п'єзоелемента сили в механічне напруження п'єзоелемента. Річ у тім, що поляризація п'єзоелектрику є по суті результатом і механічного напруження, що виникає в п'єзоелементі $\sigma = E\Delta x/x$ (тут E – модуль пружності матеріалу п'єзоелемента, x – його товщина, Δx – зміна x під дією прикладеної до п'єзоелемента сили F). Під час дії на п'єзоелемент змінної сили $F(t)$ перетворення цієї сили в деформацію описуватиметься диференціальним рівнянням другого порядку, а в амплітудно-частотній характеристиці такого перетворювача буде різко збільшуватися коефіцієнт перетворення на частоті механічного резонансу. Практика показує, що навіть другорядні конструкції можуть спричинити резонанси, а в амплітудно-частотній характеристиці п'єзо-

електричного давача відзначатимуться резонансні піки вже за порівняно невисоких частот (20...60 кГц).

Перетворювачі прискорень. Найчастіше п'єзоелектричні перетворювачі застосовуються в засобах вимірювань прискорень (акселерометрах), найпростіша конструкція яких показана на рис.6.5. До основи

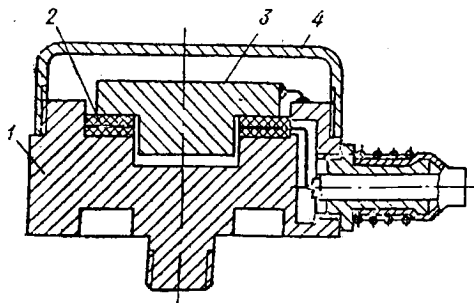


Рис.6.5. П'єзоелектричний перетворювач акселерометра

корпуса 1 приклеєний п'єзочутливий елемент 2 з інерційною масою 3 і закриті для захисту від зовнішніх чинників кожухом 4.

При прискоренні акселерометра в напрямку його вертикальної осі на п'єзоелемент буде діяти сила $F=ma$, де m – маса інерційного елемента; a – вимірюване прискорення. Під дією цієї сили на обкладках п'єзоелемента виникає заряд $q=d_{33}F=d_{33}ma$. Якщо на елемент буде діяти складова прискорення в напрямку, перпендикулярному до основної осі поляризації, то на його обкладках будуть виникати додаткові заряди, значення яких зумовлюється поперечною чутливістю п'єзоелемента. Для запобігання цього небажаного явища при проектуванні п'єзоелектричних акселерометрів передбачають певні конструктивні рішення. Такими є, зокрема, вибір відповідної форми чутливого елемента та інерційної маси, а також застосування відповідного способу кріплення інерційної маси до п'єзоелемента.

В п'єзоелектричних давачах акселерометрів використовують здебільшого дискові п'єзоелементи. Для зменшення поперечної чутливості п'єзоелемент повинен мати порівняно велику площу (діаметр D) при малій товщині. Звичайно приймають $D/h=6...10$. Зниженню поперечної чутливості сприяє також попереднє стиснення п'єзоелемента за допомогою пружини, хоча це необхідно передовсім для створення можливості вимірювання знакозмінних прискорень. Сила попереднього стиснення повинна бути вибрана такою, щоби максимальна сила розтягу, що діє на п'єзоелемент з боку інерційної маси внаслідок її прискорення, не перевищувала сили попереднього стиснення.

На характеристики п'єзоакселерометрів, зокрема на їх поперечну чутливість, впливає також форма інерційної маси. Поперечна чутливість тим менша, чим менша відстань між центром маси інерційного елемента і центром маси п'єзоелемента. Для суміщення центрів цих мас інерційну масу виконують складної геометричної форми. Наприклад, надають їй форму двоступінчастого циліндра, як показано в конструкції рис.6.5.

Для збільшення чутливості п'єзочутливий елемент виконують із декількох пластин, що з'єднуються за допомогою металевих прокладок. Для зменшення поперечної чутливості пластини укладають так, щоб забезпечувалась компенсація зарядів, викликаних в окремих пластинах поперечною складовою прискорення.

З'єднувати елементи конструкції акселерометра можна склеюванням. Для склеювання використовують клеї БФ-4, БФ-6, епоксидні компаунди К-300, К-400, струмопровідний клей ВК15С. Якщо використовують термостійкі клеї, склеювання успішно конкурує з попереднім стисненням пружиною. Річ у тім, що забезпечення необхідної сили попереднього стиснення досягається регулюванням відповідних гвинтових з'єднань. Але всяке гвинтове з'єднання, як досконало воно не було б виконане, вносить нехай незначні люфти, що призводить до виникнення додаткових механічних резонансів на порівняно невисоких частотах, а отже, до появи додаткових похибок у робочому діапазоні частот.

Якщо п'єзодавач призначений для вимірювань дуже великих знакозмінних прискорень (10000 м/с^2 і більше), у момент його роботи в режимі розтягу п'єзоелемента міцність звичайного клейового з'єднання може виявитись недостатньою. Для її збільшення на склеюваних поверхнях фрезерують пази в двох взаємно перпендикулярних напрямках. Для склеювання необхідне спеціальне пристосування, яке забезпечує силу стискування до 2 МПа.

Під дією тиску компаунд (клей), що знаходиться між склеюваними поверхнями, повністю витискається, що гарантує надійний електричний контакт, а міцне з'єднання забезпечує компаунд, який заповнив пази.

Матеріалом п'єзочутливих елементів п'єзоакселерометрів є звичайно титанат барію, титанат свинцю або цирконат свинцю.

Давачі п'єзоакселерометрів, які сьогодні випускаються, перекривають діапазон вимірювань прискорень приблизно від 10^{-4} м/с^2 до 10^6 м/с^2 . Найчутливіші п'єзодавачі прискорень з чутливістю $100 \dots 1000 \text{ пКл/(м с}^{-2})$

мають верхню межу частотного діапазону декілька сот герц. Високо-частотні п'єзодавачі з верхньою межею частотного діапазону в десятки кілогерц менш чутливі. Їх чутливість не перевищує $0,004 \text{ пКл}/(\text{м}\cdot\text{с}^2)$.

6.3. П'єзрезонансні перетворювачі

Основою п'єзрезонансного частотного давача є п'єзрезонатор, частота якого є певною функцією вимірюваної величини. Ця частота може змінюватись у результаті дії на п'єзоелемент температури, внаслідок чого змінюються геометричні розміри, густина, а головним чином, модуль пружності E_{ij} ; під дією тиску, зокрема, гідростатичного, що викликає деформацію п'єзоелемента; в результаті приросту маси п'єзрезонансного чутливого елемента, наприклад, внаслідок напilenня чи сорбції. Відповідно існують термочутливі, тензочутливі та масочутливі п'єзрезонансні перетворювачі.

Висока чутливість до вимірюваної величини забезпечується, насамперед, вибором типу зрізу. Зокрема, для забезпечення високої чутливості до зміни температури зріз повинен мати високий температурний

коефіцієнт власної частоти коливань TKf_0 . Оскільки $f_0 = \frac{\sqrt{E_{ij} / \rho}}{2h}$, то

$\text{TKf}_0 = 0,5(\text{TK}_E - \text{TK}_\rho) - \text{TK}h$, де визначальним є TK_E .

Для температурочутливих перетворювачів серед інших використовують кварц Y-зрізу, для якого $\text{TKf}_0 \approx 90 \cdot 10^{-6} \text{ K}^{-1}$. Для тензочутливих та масочутливих перетворювачів TKf_0 повинен по можливості дорівнювати нулю. Це може бути досягнуто відповідною орієнтацією зрізу у площині полярнографічних осей п'єзоматеріалу. Зрізи, для котрих $\text{TKf}_0 = 0$, називаються ВТ-зріз та АТ-зріз. Необхідно відзначити, що рівність $\text{TKf}_0 = 0$ справедлива у порівняно вузькому діапазоні температур.

П'єзрезонансні кварцові термперетворювачі (рис.6.6) виконуються звичайно у вигляді лінзового кварцового резонатора 1, закріпленого на пружних ніжках 2 та 3, які виконують одночасно роль струмопідводів. Резонатор розміщений у металевому герметизованому балоні діаметром 6...8 мм, заповненому для зменшення теплової інерційності гелієм, що відрізняється доброю теплопровідністю. Випускаються також п'єзрезонансні термперетворювачі в скляних вакуумних балонах. Останні мають більшу інерційність, але вищу часову стабільність та роздільчу здатність.

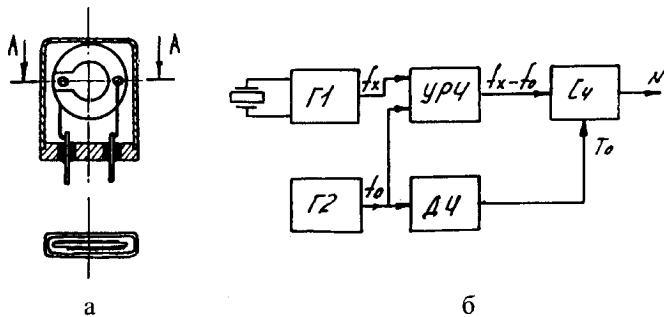


Рис.6.6. Будова кварцового тензочутливого резонатора та блок-схема кварцового термометра

Діапазон робочих частот термочутливих п'єзореzonаторів лежить у межах 1...30 МГц. Значення коефіцієнтів термочутливості, що відповідають рівнянню перетворення

$$f = f_0 [1 + k_1(T - T_0) + k_2(T - T_0)^2 + k_3(T - T_0)^3],$$

залежать від типу зрізу і становлять, наприклад, для кварцу Y-зрізу відповідно: $k_1=92 \cdot 10^{-6} \text{ K}^{-1}$; $k_2=58 \cdot 10^{-9} \text{ K}^{-2}$; $k_3=6 \cdot 10^{-13} \text{ K}^{-3}$.

У реальних резонаторах залежно від власної частоти резонансу та типу зрізу термочутливість становить від 20 Гц/К до 2 кГц/К. Необхідно, однак, відзначити, що, як і власна частота резонансу, так і термочутливість мають значні технологічні розкиди, що ускладнює апаратну реалізацію пристроїв з термочутливими п'єзореzonаторами.

У тензочутливих резонаторах застосовують кварц температурнезалежного АТ-зрізу і коливання зсуву по товщині та коливання згину. Тензочутливі п'єзореzonансні перетворювачі тільки починають використовуватись у вимірвальній техніці. Однак їх високі метрологічні характеристики (річна нестабільність частоти $10^{-7} \dots 10^{-9}$, температурний коефіцієнт частоти $10^{-6} \dots 10^{-8} \text{ K}^{-1}$, температурний коефіцієнт тензочутливості не перевищує 10^{-5} K^{-1}) дають змогу прогнозувати на їх базі розроблення первинних перетворювачів манометрів, динамометрів та акселерометрів з похибкою в соті частки процента.

Масочутливі резонатори виконуються з кварцу температурнезалежного АТ-зрізу з використанням коливань зсуву по товщині. Нарощуватись приєднувана до п'єзочутливого елемента маса може по-різному. Наприклад, для контролю товщини напилювання чутливий елемент п'єзореzonансного товщиноміра так встановлюється у рівень з

напилюваною поверхнею, щоби напиленню піддавався і чутливий елемент (периферія масочутливого елемента та електроди). В гігрометрах та газоаналізаторах п'єзрезонатор покривається спеціальним сорбувальним покриттям, котре вбирає під час вимірювання досліджувану речовину. Звичайно сорбувальна речовина має властивість десорбції. Нарощування приєднувальної маси має тоді зворотний характер.

На рис.6.7, а наведені конструкція та вимірювальне коло п'єзрезонансного давача тиску на основі високочастотного тензочутливого п'єзоелемента термостабільного зрізу $uxls \left| +35^{\circ}13' \right| \pm 34^{\circ}30'$. Давач призначений для вимірювань тиску в діапазоні 0,1...600 кПа в закритих приміщеннях з похибкою до 0,1 %.

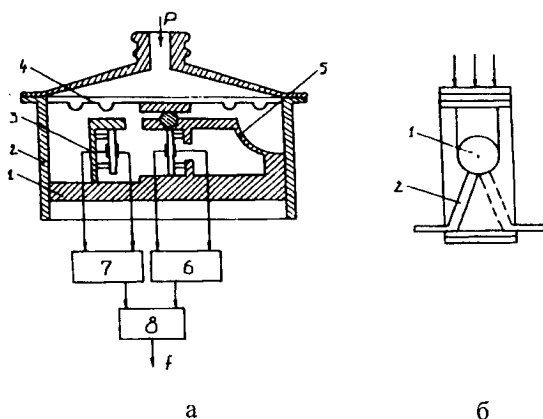


Рис.6.7. Будова п'єзрезонансного давача тиску та його п'єзрезонатора

Давач виконаний у вигляді гермокамери, утвореної основою 1, корпусом 2 та силопередавальною мембраною 4. До штифтового кронштейна 3 периферійними ділянками поверхні кріпиться, наприклад, спеціальним клеєм опорний п'єзрезонатор ПР_о. До кронштейна 5, виконаного на пружній перемичці, та до основи корпусу аналогічно кріпиться робочий п'єзрезонатор ПР_р. Гермокамера вакуумована до тиску не більше ніж 0,13 Па. Давач поміщений в активний термостат.

Вимірюваний тиск, перетворений за допомогою мембрани в силу, через штифтий центр мембрани, кульку та виступ пружного кронштейна передається робочому п'єзрезонатору. На основі корпусу знаходяться гермовводи, через які п'єзрезонатори підключаються до автогене-

раторів 6 та 7. Частотні сигнали з виходів автогенераторів подаються на вхід формувача 8 різницевої частоти. Основна резонансна частота PP_p становить 9970 кГц, а PP_0 – 9960 кГц. Мінімальна різницева частота на виході формувача різницевої частоти $f_0 = 10$ кГц.

Один із видів п'єзореzonатора наведений на рис.6.7, б. Геометричні розміри п'єзореzonатора становлять $15 \times 7 \times 0,17$ мм. В центральній (активній) частині п'єзореzonатора нанесені електроди 1 з виводами 2. П'єзореzonатор має дві периферійні ділянки поверхні для кріплення відповідних деталей корпусу та основи давача. Чутливість такого п'єзореzonатора становить 25 кГц/кПа.

РОЗДІЛ 7

ЄМНІСНІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ

7.1. Загальні властивості та основні різновиди

Ємнісні перетворювачі є електричними конденсаторами, ємність яких змінюється внаслідок зміни під дією вимірюваної величини відстані між обкладками, площі перекриття обкладок або діелектричної проникності середовища, що знаходиться між обкладками. Вони широко застосовуються як перетворювачі переміщень та рівнів, а в поєднанні з механічними перетворювачами сил, прискорень та вібрацій в механічне переміщення вони є складовими елементами ємнісних манометрів, динамометрів, віброметрів та акселерометрів.

Незважаючи на всю різноманітність конструктивних різновидів ємнісних перетворювачів, їх можна об'єднати в дві великі групи: плоскопаралельні та коаксіальні.

Нехтуючи крайовими ефектами, ємність конденсатора з плоскопаралельними обкладками можна записати у вигляді

$$C = \epsilon \epsilon_0 \frac{S}{\delta}$$

якщо вхідною величиною є відстань δ між обкладками та відносна діелектрична проникність ϵ досліджуваного середовища, що знаходиться між обкладками (тут ϵ_0 – електрична стала), або ж

$$C = \epsilon_0 (\epsilon S_1 + \epsilon_x S_2) \frac{1}{\delta},$$

якщо вхідною величиною є рівень перекриття обкладок перетворювача досліджуваним середовищем з діелектричною проникністю ϵ_x (тут S_1 та S_2 – відповідно площа перекриття частини обкладок, що розташовані в повітрі з діелектричною проникністю ϵ та площа перекриття частини обкладок, які знаходяться в досліджуваному середовищі).

Для коаксіального перетворювача відповідні спрощені вирази для ємності матимуть вигляд:

$$C = \frac{2\pi\epsilon\epsilon_0 l}{\ln(1+d/R_1)}, \quad C = \frac{2\pi\epsilon_0(\epsilon l_1 + \epsilon_x l_2)}{\ln(1+d/R_1)},$$

де l – повна довжина обкладок перетворювача; l_1 та l_2 – відповідно довжина частини обкладок, що знаходяться в повітрі чи іншому газо-

подібному середовищі, та довжина частини обкладок, розмішених у досліджуваному середовищі; d – відстань між електродами; R_1 – радіус внутрішньої обкладки перетворювача.

Наведені вирази для ємностей є дещо спрощеними, однак вони дають змогу оцінити галузь застосування залежно від того, який параметр (d, l, S, ε) є інформативним.

Перетворювачі зі змінною відстанню d між обкладками використовують у засобах вимірювань малих переміщень (звичайно до 1 мм) та сил і тисків, що викликають такі переміщення. В останніх випадках вимірювані сила чи тиск перетворюються здебільшого в прогин мембрани, яка служить рухомим електродом ємнісного перетворювача. Перетворювачі зі змінною площею перекриття обкладок досліджуваним середовищем застосовують у рівнемірах.

Зупинимось на чутливості ємнісного перетворювача до тієї чи іншої вхідної величини. Оскільки, зокрема, для плоско-паралельного конденсатора $C = \varepsilon_c \varepsilon_0 \frac{S}{\delta}$, то повний диференціал

$$dC = \frac{\partial C}{\partial \varepsilon_c} d\varepsilon_c + \frac{\partial C}{\partial S} dS + \frac{\partial C}{\partial \delta} d\delta.$$

Переходячи до кінцевих приростів, матимемо

$$\Delta C = \frac{S_0}{\delta_0} \Delta \varepsilon_c + \frac{\varepsilon_{c0}}{\delta_0} \Delta S - \frac{\varepsilon_{c0} S_0}{(\delta_0 + \Delta \delta)^2} \Delta \delta$$

і відповідно відносно зміну ємності

$$\frac{\Delta C}{C_0} = \frac{\Delta \varepsilon_c}{\varepsilon_{c0}} + \frac{\Delta S}{S_0} - \frac{1}{\left(1 + \frac{\Delta \delta}{\delta_0}\right)^2} \frac{\Delta \delta}{\delta_0},$$

де $\varepsilon_{c0}, S_0, \delta_0$ – початкові значення (при відсутності вхідної дії) діелектричної проникності, активної площі та відстані між електродами; C_0 – початкова ємність перетворювача.

Відносна чутливість такого перетворювача як відношення відносної зміни ємності до відносної зміни відстані між електродами при $\varepsilon_{c0} = \text{const}$ та $S = \text{const}$ буде

$$S_s = \frac{\Delta C/C_0}{\Delta \delta/\delta_0} = - \frac{1}{\left(1 + \frac{\Delta \delta}{\delta_0}\right)^2},$$

як відносна зміна ємності до відносної зміни активної площі при $\epsilon_0 = const$ та $\delta = const$, буде

$$S_s = \frac{\Delta C/C_0}{\Delta S/S_0} = 1$$

і, нарешті, як відносна зміна ємності до відносної зміни діелектричної проникності

$$S_\epsilon = \frac{\Delta C/C_0}{\Delta \epsilon_c/\epsilon_{c0}} = 1.$$

Оскільки ємнісний опір $X_C = \frac{1}{\omega C}$, то при $\omega = const$

$$dX_C = \frac{\partial X_C}{\partial \epsilon_c} d\epsilon_c + \frac{\partial X_C}{\partial S} dS + \frac{\partial X_C}{\partial \delta} d\delta.$$

Перейшовши до кінцевих приростів, можна одержати і відповідні вирази для відносних чутливостей:

$$S_\delta^* = \frac{\Delta X_C/X_{C0}}{\Delta \delta/\delta_0} = 1;$$

$$S_\epsilon^* = \frac{\Delta X_C/X_{C0}}{\Delta \epsilon/\epsilon_{c0}} = - \frac{1}{\left(1 + \frac{\Delta \epsilon_c}{\epsilon_{c0}}\right)^2};$$

$$S_s^* = \frac{\Delta X_C/X_{C0}}{\Delta S/S_0} = - \frac{1}{\left(1 + \frac{\Delta S}{S_0}\right)^2}.$$

Із наведених виразів видно, що відносна зміна ємності є лінійною функцією зміни активної площі або діелектричної проникності та нелінійною функцією зміни відстані між електродами. Відносна зміна ємнісного опору пропорційна відносній зміні відстані та є нелінійною функцією відносної зміни активної площі та діелектричної проникності. Для одинарних перетворювачів з нелінійною функцією перетворення відносна зміна відповідного вхідного параметра за умови, що функцію перетворення можна вважати практично лінійною, не повинна перевищувати 10...15 %. Для більших відносних змін (приблизно до 40 %) необхідно застосовувати диференціальні перетворювачі.

Якщо задані абсолютні значення переміщень $\Delta \delta$, то абсолютні значення вихідної ємності тим більші, чим менші δ_0 . Тому для збільшення

чутливості значення δ_0 намагаються зробити якнайменшим (частки міліметра). Однак зменшення відстані між електродами обмежується, по-перше, діелектричною міцністю міжелектродного середовища (для повітря, наприклад, напруженість електричного поля не повинна перевищувати 10 кВ/см), по-друге, наявністю сили електростатичного притягання електродів $F = \frac{1}{2} U^2 \frac{\epsilon \epsilon_0 S}{\delta^2}$, що може бути причиною значних похибок перетворення. Ця сила значно менша в диференціальних перетворювачах, на рухому частину яких діють електростатичні сили протилежних знаків.

Проектуючи та експлуатуючи ємнісні перетворювачі, треба враховувати дію паразитних ємностей $C_{нар}$, що створюються як конструктивними елементами, так і з'єднувальними дротами, котрі шунтують ємність C_0 перетворювача і можуть викликати значне зменшення його чутливості. Дійсно, відносна зміна ємності кола, що складається з двох паралельно з'єднаних ємностей C_0 та $C_{нар}$, викликана зміною ємності C_0 , дорівнюватиме

$$\frac{\Delta C_{екв}}{C_{екв}} = \frac{\Delta C_0 / C_0}{1 + C_{ПАР} / C_0},$$

а чутливість перетворювача за наявності таких паразитних ємностей зменшиться в $(1 + C_{нар} / C_0)$ раз.

Необхідно відзначити також, що зміна паразитних ємностей, викликана тими чи іншими зовнішніми чинниками, буде джерелом додаткових похибок, значення яких буде тим більше, чим більше $\Delta C_{нар} / C_0$. Тому при експлуатації ємнісних перетворювачів необхідно вживати заходи до зменшення зовнішніх паразитних ємностей, зокрема, скорочуючи довжину з'єднувальних дротів та використовуючи відповідні схемні рішення (див. п.7.4).

7.2. Ємнісні перетворювачі тиску

Чутливими елементами ємнісних перетворювачів тиску є мембрана та діафрагми, які перетворюють вимірюваний тиск у переміщення. Вони є одночасно рухомими електродами ємнісних перетворювачів.

Співвідношення між відносною зміною ємності та вимірюваним тиском можна визначити на основі таких міркувань. Під дією рівно-

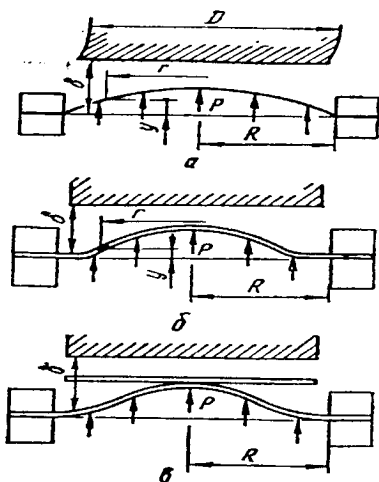


Рис. 7.1. Чутливі елементи емнісних перетворювачів

ємності

$$\Delta C = 2\pi\epsilon\epsilon_0 \frac{rdr}{\delta - y}$$

Для малих прогинів ($y < \delta$) можна прийняти, що $\frac{1}{\delta - y} \approx \frac{1}{\delta} \left(1 + \frac{y}{\delta}\right)$. Тоді повна ємність сферичної поверхні мембрани та нерухомого електрода діаметром $D=2R$ при початковій ємності C_0 буде:

$$\begin{aligned} C_0 + \Delta C &= \frac{2\pi\epsilon\epsilon_0}{\delta} \int_0^R \left(1 + \frac{y}{\delta}\right) r dr = \frac{2\pi\epsilon\epsilon_0}{\delta} \int_0^R \left[1 + \frac{P}{4\delta W} (R^2 - r^2)\right] r dr = \\ &= \frac{\pi\epsilon\epsilon_0}{\delta} R^2 + \frac{\pi\epsilon\epsilon_0}{\delta} \frac{P}{2\delta W} \int_0^R (R^2 - r^2) r dr. \end{aligned}$$

Перший член цього виразу – це початкова ємність C_0 . Отже, приріст ємності

$$\Delta C = \frac{P\pi\epsilon\epsilon_0}{2\delta^2 W} \int_0^R (R^2 - r^2) r dr = \frac{P\pi\epsilon\epsilon_0 R^4}{8\delta^2 W},$$

а відносна її зміна

$$\frac{\Delta C}{C_0} = \frac{R^2}{8\delta W} P.$$

мірного тиску P еластична мембрана (рис. 7.1, а) буде набирати форму сфери, а її відхилення у від початкового положення (при $P=0$) для будь-якого радіуса r при малих прогинах у межах пружних деформацій

$$y = \frac{P}{4W} (R^2 - r^2),$$

де W – штивність мембрани; R – її радіус.

Для вузької кільцевої смужки в сфері мембрани шириною dr та довжиною $2\pi r$, що попередньо знаходилася на відстані δ від нерухомого електрода, приріст

Отже, відносна зміна ємності ємнісного перетворювача тиску з еластичною мембраною при малих її прогинах пропорційна вимірюваному тиску P . Треба відзначити, що отриманий результат справедливий лише для статичних відхилень, коли можна нехтувати амортизувальною дією повітряного прошарку між мембраною та нерухомим електродом. У динамічному режимі ця повітряна подушка значно збільшує штивність мембрани і зменшує її чутливість. Для зменшення амортизувальної дії повітряної подушки нерухомий електрод роблять перфорованим.

Якщо чутливим елементом ємнісного перетворювача є не еластична, а штивна мембрана (рис.7.1, б), то рівняння перетворення буде дещо іншим. Дійсно, відхилення y для будь-якого радіуса штивної мембрани визначається рівнянням

$$y = \frac{3}{16} P \frac{1 - \mu^2}{Eh^3} (R^2 - r^2),$$

де E – модуль пружності матеріалу мембрани; h – її товщина; μ – коефіцієнт Пуассона.

Повна ємність мембрани та нерухомого електрода при малих прогинах ($y \ll \delta$) може бути визначена як

$$C_0 + \Delta C = \frac{2\pi\epsilon\epsilon_0}{\delta} \int_0^R \left(1 + \frac{y}{\delta}\right) r dr.$$

Підставляючи в останній вираз значення y з попереднього виразу, матимемо

$$\Delta C = \frac{\pi}{16} \frac{\epsilon\epsilon_0 (1 - \mu^2) R^6}{E\delta^2 h^3} P,$$

а відносна зміна ємності

$$\frac{\Delta C}{C_0} = \frac{1}{16} \frac{(1 - \mu^2) R^4}{E\delta h^3} P.$$

Отже, чутливість ємнісного перетворювача тиску зі штивною мембраною при малих її прогинах також пропорційна тиску і значною мірою залежить від параметрів мембрани (пропорційна, зокрема, четвертому степеню радіуса та обернено пропорційна кубу товщини мембрани).

На рис.7.2 наведена конструкція ємнісного перетворювача тиску з чутливим елементом у вигляді еластичної мембрани 1, котра закріплена

в корпусі 2 за допомогою муфти 3. Нерухомий електрод 4 з'єднаний з центральною частиною колодки коаксіального з'єднувача 5.

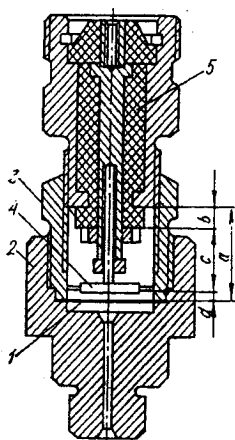


Рис.7.2. Ємнісний перетворювач тиску

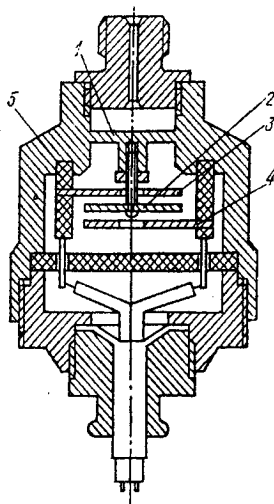


Рис.7.3. Ємнісний диференціальний перетворювач тиску

Конструюючи ємнісні перетворювачі, особливу увагу треба приділяти вибору матеріалів. Для забезпечення мінімальної температурної похибки деталі ємнісного чутливого елемента виготовляють з матеріалів з незначними та можливо близькими за значеннями температурними коефіцієнтами лінійного розширення. Наприклад, для пружних елементів застосовують сплав 55БТЮ, що відрізняється високими пружними властивостями, стабільністю температурного коефіцієнта модуля пружності, корозійною стійкістю. Як матеріал для ізоляційних елементів використовують оптичне скло марки ЛК6.

Дуже суттєвим є електростатичне екранування всіх виводів ємнісного перетворювача. Після нього не повинно залишатися неекранованих проміжків. З цієї причини частину кабелю виготовляють як невід'ємну частину перетворювача.

На рис.7.3 наведена конструкція диференціального ємнісного перетворювача тиску, в якому пружний елемент 1 (у даній конструкції – це мембрана, виготовлена разом з корпусом) не є безпосередньо електродом. Рухомим електродом тут є пластина 2, з'єднана за допомогою шпильки з центром штивної мембрани. Нерухомими електродами є

пластини 3 та 4, виготовлені у вигляді металевих дисків і закріплені в скляних циліндричних стійках 5, з'єднаних з корпусом.

Така конструкція ємнісного перетворювача дає змогу збільшити за інших однакових умов його чутливість. Дійсно, якщо площа рухомого електрода така ж, як і еквівалентна площа мембрани, то, як впливає з вищенаведених виразів, переміщення центру мембрани і відповідно рухомого електрода таке

$$y = \frac{3}{16} P \frac{1 - \mu^2}{Eh^3} R^2,$$

а відносна зміна ємності

$$\frac{\Delta C}{C_0} = \frac{3}{16} \frac{(1 - \mu^2) R^4}{E\delta h^3} P.$$

Ємнісні перетворювачі мають звичайно верхню межу перетворюваного тиску 200...800 Па при чутливості 0,5...1,0 пФ/Па та початковій ємності 10...20 пФ. Основна їх похибка становить 1...2 %.

7.3. Ємнісні перетворювачі рівнемірів

Існує багато конструктивних різновидів ємнісних рівнемірів, основні відмінності яких визначаються ступенем електропровідності досліджуваної речовини. У рівнемірах для електропровідних рідин один з электродів покривають ізоляційним матеріалом, для неелектропровідних електроди не ізолюються. Нагадаємо, що електропровідними вважають рідини з питомим електричним опором $\rho < 10^6$ Ом м та діелектричною проникністю $\epsilon < 7$.

Як у рівнемірах для електропровідних, так і для неелектропровідних рідин електроди перетворювачів можуть бути виконані у вигляді стержнів, плоских пластин чи циліндрів. Другим електродом може бути металева стінка посудини з досліджуваною речовиною.

Найпростішою та найпоширенішою є конструкція коаксіального перетворювача (рис.7.4, а). Перетворювач складається з внутрішнього 1 та зовнішнього 2 циліндричних електродів, взаємне розміщення яких зафіксоване прохідними ізоляторами 3. Він міститься в резервуарі 4 з досліджуваною рідиною. Якщо резервуар рідиною не заповнений, то ємність між електродами перетворювача

$$C = C_0 + \frac{2\pi\epsilon\epsilon_0 l}{\ln(1 + d/R_1)},$$

де l – повна довжина електродів; R_1 та d_1 – радіус внутрішнього електрода та відстань між електродами; C_0 – ємність, зумовлена прохідними ізоляторами та з'єднувальними дротами від електродів до вторинної вимірювальної апаратури.

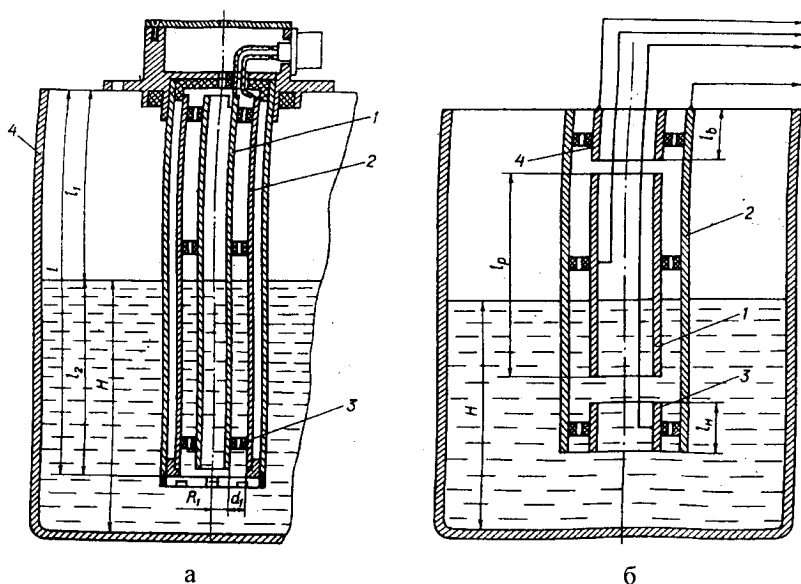


Рис.7.4. Ємнісні перетворювачі рівня рідини

Після заповнення резервуара до рівня H ємність зміниться до значення

$$C = C_0 + \frac{2\pi\epsilon_0(\epsilon l_1 + \epsilon_X l_2)}{\ln(1 + d/R_1)} = C_0 + \frac{2\pi\epsilon\epsilon_0(l - l_2)}{\ln(1 + d/R_1)} + \frac{2\epsilon_X\epsilon_0 l_2}{\ln(1 + d/R_1)} =$$

$$= C_0 \frac{2\pi\epsilon\epsilon_0 l}{\ln(1 + d/R_1)} + \frac{2\pi\epsilon_0(\epsilon_X - \epsilon)l_2}{\ln(1 + d/R_1)}$$

Наведений вираз є спрощеною функцією перетворення ємнісного перетворювача неелектропровідної рідини. Еквівалентна ємність такого перетворювача є сумою трьох з'єднаних паралельно ємностей. Якщо діелектричну проникність досліджуваного середовища можна вважати сталою, інформативною є лише третя складова еквівалентної ємності. Оскільки перші дві складові є неінформативними, то для збільшення чутливості ємнісного перетворювача повинна бути передбачена їх схемна компенсація.

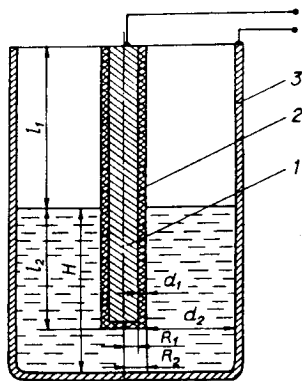
Необхідно також відзначити, що в реальних умовах ϵ_x може змінюватись, наприклад, внаслідок зміни температури досліджуваної рідини, її хемічного складу тощо. Для зменшення впливу на результат вимірювання зміни ϵ_x конструкцію ускладнюють додатковим компенсаційним конденсатором, розміщеним в нижній частині основного перетворювального елемента, зображеного на рис.7.4, б. Тут 1 та 2 – електроди робочого перетворювача, ємність якого залежить як від рівня досліджуваної рідини, так і від її діелектричної проникності, 3 – додатковий (компенсаційний) конденсатор, котрий постійно знаходиться в досліджуваній рідині, а його ємність залежить лише від ϵ_x . Під час ввімкнення у вимірювальне коло ємність компенсаційного конденсатора може використовуватись для корекції вихідного сигналу рівнеміра при зміні ϵ_x .

Оскільки простір над досліджуваною рідиною завжди буде забруднений парами досліджуваної речовини, а його діелектрична проникність буде відрізнятись від ϵ повітря, то для зменшення впливу зміни діелектричної проникності повітря в ємнісних перетворювачах застосовують другий компенсаційний конденсатор 4, розміщений над робочим конденсатором.

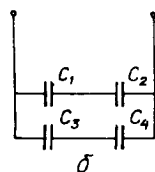
В ємнісних перетворювачах рівня електропровідних рідин один із електродів виконується у вигляді ізольованого стержня, іншим можуть служити металеві стінки резервуара, а для неметалевих резервуарів – неізольований циліндр, що охоплює металевий ізольований стержень.

На рис.7.5 показаний ємнісний перетворювач рівня рідини, виконаний у вигляді стержня 1, покритого шаром ізоляції 2 і поміщеного в металевий резервуар 3. Еквівалентна ємність такого перетворювача дорівнюватиме

$$C_{\text{екв}} = C_0 + C_{1\text{екв}} + C_{2\text{екв}},$$



а



б

Рис.7.5. Ємнісний перетворювач рівня електропровідних рідин

де C_0 – ємність, обумовлена з'єднувальними дротами від перетворювача до вторинної апаратури; $C_{1екв}$ та $C_{2екв}$ – відповідно еквівалентні ємності між стержнем 1 та металевим резервуаром 3 в повітрі та рідині.

Складові C_1, C_2, C_3 та C_4 еквівалентних ємностей $C_{1екв}$ та $C_{2екв}$ відповідно дорівнюють:

$$C_1 = \frac{2\pi\varepsilon_{13}\varepsilon_0 l_1}{\ln(1 + d_1/R_1)}; \quad C_2 = \frac{2\pi\varepsilon\varepsilon_0 l_1}{\ln(1 + d_2/R_2)};$$

$$C_3 = \frac{2\pi\varepsilon_{13}\varepsilon_0 l_2}{\ln(1 + d_1/R_1)}; \quad C_4 = \frac{2\pi\varepsilon_x\varepsilon_0 l_2}{\ln(1 + d_2/R_2)},$$

де ε_{13} – діелектрична проникність ізоляції; d_1 – її товщина; d_2 – відстань між ізолюваним електродом та резервуаром; R_1 – радіус внутрішнього електрода без ізоляції; R_2 – радіус внутрішнього електрода з ізоляцією.

Нехтуючи товщиною ізоляції електрода щодо його радіуса $d_1/R_1 \approx 0$, одержимо, що

$$C_{1екв} = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} \approx C_2; \quad C_{2екв} = \frac{C_3 C_4}{C_3 + C_4} \approx C_4.$$

Тоді спрощений вираз для еквівалентної ємності перетворювача після відповідних перетворень набере вигляд:

$$C_{екв} = C_0 + \frac{2\pi\varepsilon\varepsilon_0 l}{\ln(1 + d_2/R_2)} + \frac{2\pi\varepsilon\varepsilon_0(\varepsilon_x - \varepsilon)l_2}{\ln(1 + d_2/R_2)}.$$

Порівнюючи вирази для функцій перетворення перетворювачів рівнів неелектропровідних та електропровідних рідин, можна констатувати, що вони є подібними і при реалізації останніх виникають аналогічні проблеми, зв'язані зі зміною ε_x та ε і ці проблеми вирішуються способами, аналогічними описаним вище.

Ємнісні рівнеміри характеризуються порівняно низькою вартістю, простотою, зручністю монтажу в резервуарі. Їх перевагою є можливість їх використання в широкому діапазоні температур. До недоліків належить непридатність для вимірювань рівнів в'язких рідин, рідин, що кристалізуються, випадають в осад. Їх недоліком є також висока чутливість до зміни електричних властивостей досліджуваної рідини, зміни ємності між дротами лінії, що з'єднує перетворювач з вторинною апаратурою. Зведена похибка звичайних ємнісних рівнемірів становить 2...5 %.

7.4. Вимірювальні кола ємнісних перетворювачів

Основними труднощами, що виникають при вимірюваннях із застосуванням ємнісних перетворювачів, є труднощі, зв'язані з усуненням впливу лінії зв'язку на результат вимірювань, особливо, коли перетворювач знаходиться на значній відстані від вимірювальних приладів. Внаслідок значної довжини в лінії можуть наводитись значні активні завади. Тому завади фільтрують, зокрема, розділенням спектра частот інформативного параметра та завади. А оскільки в умовах промислового виробництва завади здебільшого є низькочастотними (промислової частоти), перетворюють та передають інформативні параметри на порівняно високих частотах.

Іншим джерелом похибки, зв'язаним з лінією зв'язку, є розподілені ємнісні опори витоку між лініями, які шунтують вихідний інформативний параметр перетворювача. Якщо врахувати, що вихідні ємності ємнісних перетворювачів становлять десятки пікофарад, то при погонній ємності між дротами лінії зв'язку, яка може досягати одиниць і навіть десятки пікофарад на метр, її шунтувальна дія може бути настільки великою, що вимірювання стають неінформативними. Для усунення впливу паразитних ємностей застосовують екранування ліній та відповідні схемні рішення, за яких шунтувальна дія паразитних ємностей була би усунена або значно зменшена.

Крім цього, треба звернути увагу на характер залежності вихідного сигналу від значення вимірюваної величини, бо вихідний сигнал може бути зв'язаний лінійною залежністю або зі зміною ємності, або зі зміною ємнісного опору.

В основу вимірювальних кіл ємнісних перетворювачів покладені звичайно такі структури: подільники напруги, вимірювальні мости, ємнісно-діодні кола, резонансні контури.

На рис.7.6, а показана схема вимірювального кола ємнісного перетворювача, побудованого за принципом подільника напруги. У даному випадку $U_{вих} = U_{вх} C_1 / C_2$. Такі вимірювальні кола можуть бути застосовані в перетворювачах лінійних переміщень, що викликають зміну зазора між обкладками конденсатора C_2 . Тоді

$$U_{вих} = U_{вх} C_1 / C_2 = U_{вх} C_1 \frac{\delta_2}{\epsilon \epsilon_0 S_2},$$

тобто вихідна напруга буде лінійною функцією δ_2 .

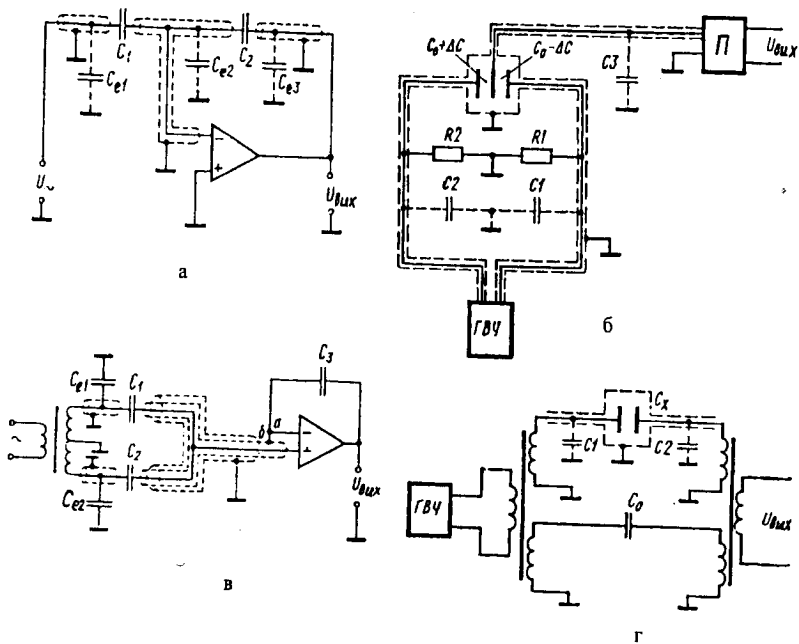


Рис.7.6. Вимірювальні кола ємнісних перетворювачів

Якщо інформативними параметрами будуть зміна активної площі чи діелектричної проникності між обкладками перетворювача, то вихідна напруга буде лінійною функцією відповідних параметрів конденсатора C_2 . Дійсно, тоді

$$U_{вих} = U_{ax} \frac{\epsilon_1 \epsilon_0 S_1}{\delta_1 C_2}$$

Диференціальні ємнісні перетворювачі вмикають звичайно в мостові вимірювальні кола, наприклад, як на рис.7.6, б. Для усунення похибок від впливу лінії зв'язку елементи вимірювального кола з'єднують екранованими дротами, а сам екран заземлюється. Вплив паразитних ємностей тут незначний, бо ємності C_1 та C_2 шунтують порівняно невеликі опори R_1 та R_2 , а ємність C_3 – індикаторну діагональ.

На рис.7.6, в наведена схема трансформаторного моста. Вихідний сигнал мостового кола подається на вхід повторювача напруги, виконаного на операційному підсилювачі. Якщо напруга на кожній половині вторинної обмотки трансформатора становить U , то значення вихідної напруги дорівнюватиме $U_{вих} = U(C_1 - C_2)/(C_1 + C_2)$.

Ємності C_{e1} та C_{e2} екранованих дротів, що з'єднують перетворювач із трансформатором, увімкнені паралельно до обмоток трансформатора і на результат вимірювань не впливають. Для зменшення впливу ємності екранованого дроту, що з'єднує перетворювач з підсилювачем, застосовується схема еквіпотенціального захисту. Для цієї мети використовують дріт з подвійним екраном. Зовнішній екран приєднується до землі, а внутрішній – до входу повторювача напруги. Струму витoku з центрального дроту на внутрішній екран не буде, оскільки практично відсутня різниця напруг між точками а і б.

Схема трансформаторного моста рис.7.6, г використовується, коли ємність C_x менша від паразитних ємностей C_1 та C_2 . Останні шунтують відносно малі опори плеч моста і їх вплив на результати вимірювань буде незначним.

ЕЛЕКТРОМАГНІТНІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ

8.1. Індуктивні перетворювачі

Індуктивні перетворювачі широко застосовуються для перетворень переміщень та інших механічних величин, котрі попередньо перетворюються в переміщення. За конструктивним виконанням ці перетворювачі дуже різноманітні. Основними їх різновидами є перетворювачі зі змінною довжиною повітряного проміжку, перетворювачі плунжерного типу, перетворювачі із зубчастим повітряним проміжком та перетворювачі з розподіленими параметрами.

Перетворювач зі змінною довжиною повітряного проміжку. Найпростішим різновидом індуктивного перетворювача такого типу є перетворювач малих переміщень (рис.8.1). Такий перетворювач має високу чутливість до вхідної величини (мається на увазі велику відносну зміну індуктивності при зміні повітряного проміжку), незначну чутливість до дії зовнішніх магнітних полів, порівняно невелику власну ємність (необхідне значення індуктивності досягається, якщо кількість витків порівняно невелика).

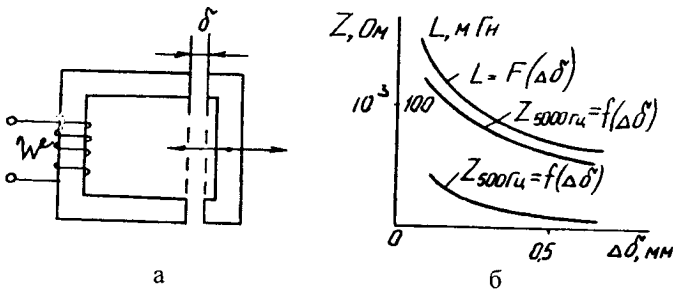


Рис.8.1. Структура індуктивного перетворювача та його функція перетворення

Інформативним параметром індуктивного перетворювача є повний електричний опір Z намагнічувального кола, або еквівалентна індуктивність цього кола, значення яких є функцією комплексного магнітного опору Z_M магнітного кола перетворювача:

$$Z = R_0 + \omega \frac{w^2 X_M}{(R_M + R_\delta)^2 + X_M^2} + j\omega \frac{w^2 (R_M + R_\delta)}{(R_M + R_\delta)^2 + X_M^2},$$

де R_0 – активний опір обмотки; w – кількість її витків; R_M та X_M – активна та реактивна складові комплексного магнітного опору Z_M магнітопроводу; R_δ – магнітний опір повітряного проміжку.

Якщо складова X_M , котра відображає втрати на гістерезис та вихрові струми у феромагнетику, мала порівняно з $R_M + R_\delta$, що практично завжди відзначається в реальних конструкціях перетворювачів, то повний електричний опір можна подати у вигляді:

$$Z = R_0 + \omega \frac{w^2 X_M}{(R_M + R_\delta)^2} + j\omega \frac{w^2 (R_M + R_\delta)}{(R_M + R_\delta)^2} = R_0 + \Delta R_{екв} + j\omega L_{екв}$$

де $\Delta R_{екв} = \omega \frac{w^2 X_M}{(R_M + R_\delta)^2}$ – приріст еквівалентного електричного опору;

$L_{екв} = \frac{w^2}{R_M + R_\delta}$ – еквівалентна індуктивність намагнічувального кола.

Враховуючи, що $R_M = \rho_M \frac{l_M}{S_M}$, а $R_\delta = \frac{\delta}{\mu_0 S_\delta}$, якщо площі по-

перечного перерізу магнітопроводу та повітряного проміжку однакові $S_M = S_\delta$, еквівалентна індуктивність

$$L_{екв} = \frac{w^2 \mu_0 S_M}{\rho_M \mu_0 l_M + \delta}.$$

Неважко переконатись, що зміна індуктивності $L_{екв}$, викликана зміною повітряного проміжку на величину $\Delta\delta$, буде

$$\Delta L = \frac{w^2 \mu_0 S_M}{\rho_M \mu_0 l_M + \delta} \left(1 - \frac{\rho_M \mu_0 l_M + \delta}{\rho_M \mu_0 l_M + \delta + \Delta\delta} \right)$$

За невеликих відносних змін δ , враховуючи, що магнітний опір магнітопроводу значно менший від магнітного опору повітряного проміжку, коли можна вважати $\rho_M \mu_0 l_M \ll \delta$, еквівалентна індуктивність

$$L_{екв} = \frac{w^2 \mu_0 S_M}{\delta},$$

а її зміна

$$\Delta L \approx L_{екв} \frac{\Delta\delta}{\delta + \Delta\delta}.$$

Отже, функція перетворення індуктивного перетворювача зі зміною довжиною повітряного проміжку $Z=f(\Delta\delta)$ чи $L_{екв}=F(\Delta\delta)$ нелінійна. Характер зміни $Z=f(\Delta\delta)$ залежить від частоти намагнічувального

струму. За низьких частот, коли індуктивний опір $\omega L_{екв}$ стає близьким чи навіть меншим від активного опору R_0 обмотки, відносна зміна повного електричного опору за інших однакових умов дуже зменшується (рис.8.1, б).

Індуктивний перетворювач зі змінною довжиною повітряного проміжку можна вважати практично лінійним перетворювачем лише при малих відносних змінах довжини цього проміжку $\Delta\delta/\delta$. В реальних конструкціях таких перетворювачів при $\Delta\delta/\delta = 0,1 \dots 0,15$ відносна зміна індуктивності не перевищує $0,05 \dots 0,1$ при нелінійності функції перетворення $1 \dots 3$ %. Тому такі перетворювачі застосовують для перетворень малих переміщень ($0,01 \dots 10$ мм).

Значного покращання лінійності з одночасним збільшенням чутливості можна досягнути, створюючи диференціальні перетворювачі. У диференціальному перетворювачі (рис.8.2) вимірвальні обмотки 2 розміщуються в пазах осердя 1 циліндричної форми. Якорі 3 та 4 кріпляться нерухомо до стержня 5, що служить для передачі перетворюваного переміщення.

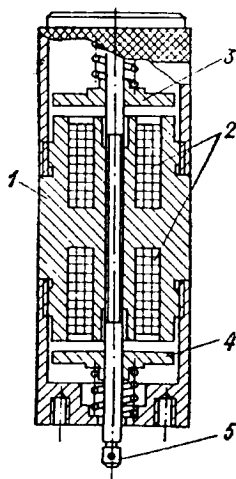


Рис.8.2. Диференціальний індуктивний перетворювач

шення плунжера усередину функції перетворення такого нехтуючи нерівномірністю

1 %, досягає $0,3 \dots 0,4$. Тому на практиці застосовують звичайно диференціальні перетворювачі.

Перетворювачі плунжерного типу.

Індуктивні перетворювачі плунжерного типу з розімкненим магнітним колом (рис.8.3, а) застосовують для перетворень переміщень від 10 до 100 мм. В основу принципу дії таких перетворювачів покладена зміна магнітного опору кола магнітного потоку, створюваного намагнічувальними обмотками під час переміщення плунжера. Плунжерний індуктивний перетворювач складається з нерухомої котушки 1 та феромагнітного стержня (плунжера) 2. Індуктивність котушки є функцією глибини переміщення плунжера. Точний теоретичний вираз перетворювача навести важко. Однак, розподілу поля всередині котушки

обмеженої довжини, можна одержати наближену залежність зміни індуктивності в функції перетворюваного переміщення, на основі таких міркувань: індуктивність котушки без осердя з w витками радіусом R та довжиною l дорівнює

$$L = \mu_0 \frac{2\pi R^2 w^2}{l},$$

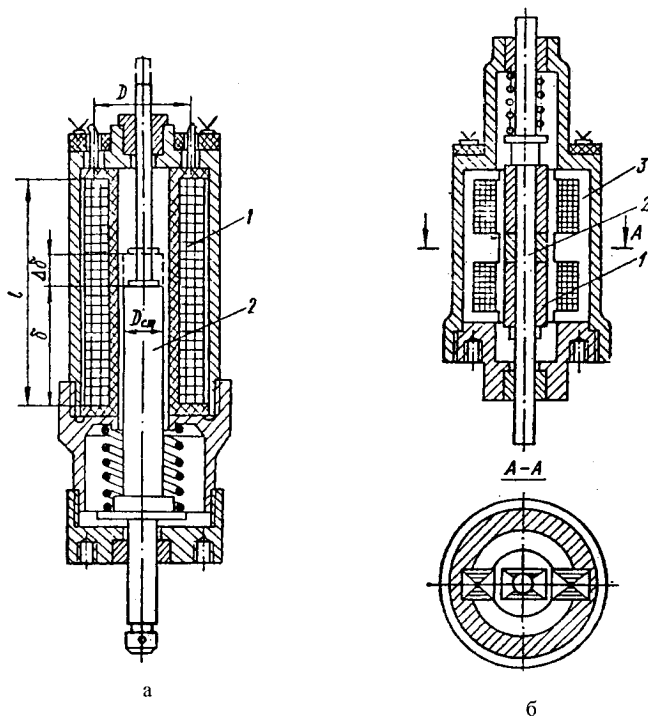


Рис.8.3. Індуктивні перетворювачі плунжерного типу

а індуктивність за наявності феромагнітного плунжера (стержня) діаметром $D_{СТ}$, що знаходиться всередині котушки на довжині δ , зростає внаслідок збільшення загального магнітного потоку і дорівнюватиме

$$L \approx \mu_0 \left[\frac{2\pi R^2 w^2}{l} + (\mu_{ef} - 1) \frac{2\pi R_{СТ}^2 w^2 \delta}{l} \right].$$

Зміна індуктивності, викликана зміною розташування плунжера на $\Delta\delta$

$$\Delta L = \mu_0 (\mu_{ef} - 1) \frac{2\pi R_{СТ}^2 w^2 \Delta\delta}{l},$$

а відносна зміна індуктивності

$$\frac{\Delta L}{L} = \frac{\Delta \delta}{\delta} \frac{1}{1 + \frac{l}{\delta} \left(\frac{R^2}{R_{CT}^2} \right) \frac{1}{\mu_{ef} - 1}},$$

де $\mu_{ef} = \frac{\mu_0 \mu_\phi}{\mu_0 - \frac{l_\Pi}{l_{СУМ}} \mu_\phi}$ – еквівалентна магнітна проникність магнітного

кола (тут μ_0 та μ_ϕ магнітні проникності повітря та феромагнетику, $l_{СУМ}$ та l_Π – відповідно сумарна довжина магнітного потоку та її частина через повітря).

Перетворювачі плунжерного типу, у зв'язку з тим, що магнітний потік замикається в основному через повітря, мають значно меншу чутливість, ніж перетворювачі зі змінним повітряним проміжком. Крім цього, вони чутливі до впливу зовнішнього магнітного поля і потребують екранування. Ці недоліки можна усунути, якщо котушки розмістити на феромагнітному осерді. Такий перетворювач є, по суті, поєднанням плунжерного перетворювача та перетворювача зі змінним повітряним проміжком. Прикладом такого типу перетворювача може бути диференціальний перетворювач (рис.8.3, б). Плунжер 1 розміщений на стержні 2, що служить для сприйняття вимірюваного переміщення. Осердя 3, на якому розміщується намагнічувальна обмотка, як і плунжер, для зменшення в них втрат на вихрові струми можуть набиратися з листового феромагнітного матеріалу. Такі перетворювачі призначені для перетворень порівняно невеликих переміщень (0,05...1 мм) з похибкою 3...5 %.

Вимірювальні кола. Найпоширенішими вимірювальними колами індуктивних перетворювачів є мостові кола з диференціальними перетворювачами (рис.8.4, а), де два плеча моста становлять повні опори секцій диференціального перетворювача $Z_1 = R_{екв} + j\omega L_1$ та $Z_2 = R_{екв} + j\omega L_2$, а два інші плеча моста – активні опори $R_3 = R_4 = R$. Такі мости звичайно спроектовані так, що при відсутності вхідної дії (значення вимірюваного переміщення дорівнює нулю) якір диференціального перетворювача знаходиться в середньому положенні, а вихідна напруга моста $U_{вих} = 0$. При цьому $Z_1 = Z_2 = Z_0$. Під час переміщення якоря в результаті появи вхідної дії опори секцій дорівнюватимуть відповідно $Z_1 = Z_0 + \Delta Z_1$ та $Z_2 = Z_0 - \Delta Z_2$. Зміни опорів $\Delta Z_1 = j\omega \Delta L_1$ та $\Delta Z_2 = j\omega \Delta L_2$ у загальному

випадку дешо різні через нелінійність функції перетворення. Однак, якщо переміщення якоря відносно середнього положення малі, з достатньою для практики точністю ці зміни можна вважати однаковими, тобто $\Delta Z_1 = \Delta Z_2 = \Delta Z$.

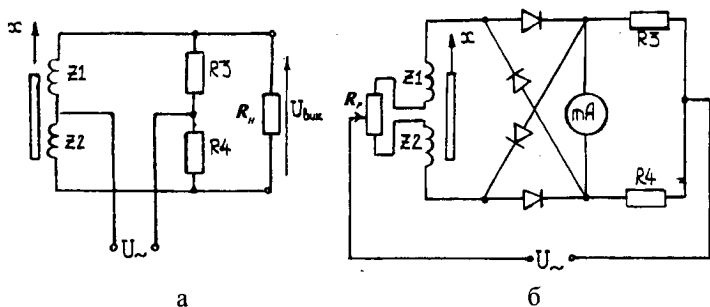


Рис.8.4. Вимірювальні кола індуктивних перетворювачів

Ці зміни опорів секцій диференціального перетворювача звичайно невеликі, і можна вважати, що напруга у вимірювальній діагоналі моста змінюється пропорційно до $\Delta Z/Z$ і дорівнює.

$$U_{\text{вих}} = \frac{2URZ_0R_H}{(R + Z_0)(2Z_0R + R_H(R + Z_0))} \Delta Z / Z,$$

а в режимі неробочого ходу, коли $R_H \rightarrow \infty$

$$U_{\text{вих}} = \frac{2URZ_0}{(R + Z_0)^2} \Delta Z / Z.$$

У мостовому колі (рис.8.4, б) індикатором вимірюваних переміщень є магнітоелектричний міліамперметр, увімкнений на виході фазочутливої кільцевої схеми випрямлення. Резистор R_p змінного опору призначений для встановлення нульового показу при нульовому значенні вимірюваного переміщення. Нехтуючи еквівалентним активним опором обмоток перетворювача та прямим опором випрямлячів, можна визначити вихідний струм

$$I = \frac{\Delta U}{k_\phi \sqrt{(R_{\text{екв.м}} + R_A)^2 + X_{\text{екв.м}}^2}},$$

де ΔU – напруга розбалансу моста, викликана відхиленням Z_1 та Z_2 від їх середніх значень при відхиленні вимірюваного розміру від нульового значення, k_ϕ – коефіцієнт форми кривої; R_A – опір міліамперметра, $R_{\text{екв.м}}$ та $X_{\text{екв.м}}$ – відповідно еквівалентні активний та реактивний опори моста відносно міліамперметра.

Позначивши еквівалентний реактивний опір обмотки перетворювача при нульовому значенні вимірюваного переміщення через X_0 , при $R_3=R_4=R$, матимемо

$$R_{EKB.M} + jX_{EKB.M} = \frac{4RjX_0}{2R + 2jX_0} = \frac{2RX_0^2}{R^2 + X_0^2} + j \frac{2R^2X_0}{R^2 + X_0^2}$$

Напряга розбалансу моста в режимі неробочого ходу

$$\Delta U = \frac{2UR\Delta X [2RX_0 + j(R^2 - X_0^2 + \Delta X^2)]}{(R^2 - X_0^2 + \Delta X^2)^2 + 4R^2X_0^2}$$

де U – напруга живлення моста; ΔX – зміна індуктивного опору обмотки, обумовлена відхиленням від нуля вимірюваного розміру.

8.2. Взаємоіндуктивні перетворювачі

Взаємоіндуктивними називають електромагнітні перетворювачі, що мають первинну намагнічувальну обмотку та вторинну вимірювальну обмотку, взаємна індуктивність між якими може змінюватись під дією вхідної вимірюваної величини. Є два види взаємоіндуктивних перетворювачів: зі змінним магнітним опором і нерухомою обмоткою та з незмінним магнітним опором і рухомою обмоткою.

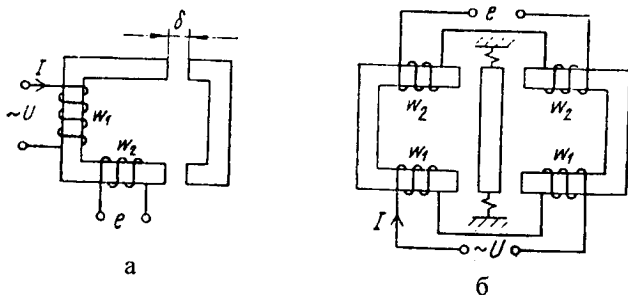


Рис.8.5. Взаємоіндуктивні перетворювачі зі змінним повітряним проміжком

У звичайних (одинарних) взаємоіндуктивних перетворювачах зі змінним повітряним проміжком (рис.8.5, а) ЕРС, що наводиться у вторинній обмотці

$$|e| = \frac{d\psi}{dt} = w_2 \frac{d\Phi}{dt} = w_2 \frac{d F_M}{dt} \approx \frac{\omega w_1 I w_2}{R_M + \frac{\delta}{\mu_0 S}}$$

де w_1 та w_2 – кількість витків намагнічувальної та вимірювальної обмоток; I – намагнічувальний струм; δ та S – довжина та площа повітряного проміжку.

Залежність $e=f(\delta)$ таких взаємоіндуктивних перетворювачів є нелінійною. Крім цього, на виході вимірювальної обмотки діє ЕРС при відсутності вхідної дії, значення якої відповідає початковому проміжку. Тому взаємоіндуктивні перетворювачі зі змінним повітряним проміжком виконуються, здебільшого, диференціальними, що дає змогу за відсутності вхідної дії мати нульовий вихідний сигнал, збільшити чутливість та лінійність функції перетворення. Дійсно, при зустрічному увімкненні вторинних обмоток диференціального перетворювача (рис.8.5, б) результувна ЕРС

$$e = e_1 - e_2 = \omega w_1 w_2 I \left(\frac{1}{Z_{M1}} - \frac{1}{Z_{M2}} \right) =$$

$$= \omega w_1 w_2 I \left(\frac{1}{R_M + \frac{\delta_0 - \Delta\delta}{\mu_0 S}} - \frac{1}{R_M + \frac{\delta_0 + \Delta\delta}{\mu_0 S}} \right) \approx \frac{2\omega w_1 w_2 I \Delta\delta}{\mu_0 S (R_M + R_\delta)^2}.$$

Для забезпечення незмінності сумарного опору кола намагнічувальних обмоток диференціального перетворювача обмотки w_1 обидвох перетворювальних елементів увімкнені послідовно. Зменшення опору однієї з обмоток, викликане переміщенням рухомого осердя, компенсується збільшенням опору другої обмотки.

Для перетворень великих лінійних переміщень (до 1 м і більше) застосовують перетворювач з розподіленими магнітними параметрами і рухомою рамкою (рис.8.6). Він складається з магнітопроводу з робочою частиною у вигляді двох паралельних смуг, намагнічувальної обмотки w_1 та вимірювальної обмотки w_2 . Під час переміщення обмотки w_2 з крайнього лівого положення у крайнє праве індукована в ній ЕРС зменшується практично за лінійним законом, якщо магнітний опір магнітопроводу малий порівняно з магнітним опором повітряного проміжку. Перетворювачі такого типу порівняно легко виконати із заданою функціональною залежністю між індукованою ЕРС та перетворюваним переміщенням, застосувавши для цього профільований магнітопровід.

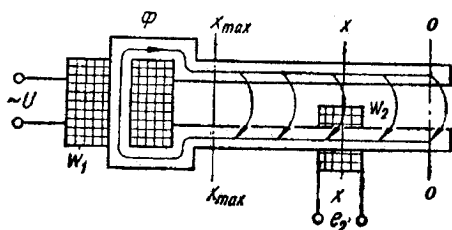


Рис.8.6. Індуктивний перетворювач з розподіленою магнітною провідністю

Для перетворювача, схема якого зображена на рис.8.6, наближене значення магнітного потоку Φ , що створюється магніторушійною силою F , якщо знехтувати магнітним опором магнітопроводу

$$\Phi = FG = I_1 w_1 q x_{max},$$

де w_1 – кількість витків намагнічувальної обмотки; I_1 – намагнічувальний струм; $q = G/x_{max}$ – питома магнітна провідність, а G – повна магнітна провідність повітряного проміжку між стержнями.

Магнітний потік, що замикається через переріз $x-x$

$$\Phi_x = Fq x = I_1 w_1 q x,$$

а ЕРС, що наводиться у вторинній обмотці з кількістю витків w_2

$$e_2 = \omega w_1 w_2 I_1 q x.$$

У взаємоіндуктивних перетворювачах кутових переміщень вимірювальна обмотка виконується у вигляді рамки, яка може повертатись у повітряному проміжку магнітного поля. За наявності струму в намагнічувальній обмотці ЕРС вимірювальної обмотки залежатиме від кута повороту рамки.

Вимірювальні кола. Вторинна напруга взаємоіндуктивних перетворювачів може бути виміряна вольтметром змінного струму з відповідною границею вимірювання. Така схема відрізняється простотою, однак застосовується дуже рідко, оскільки покази такого вольтметра залежать від значення напруги в намагнічувальній обмотці, а також від вихідного опору вимірювальної обмотки перетворювача.

Кращі метрологічні характеристики має схема, зображена рис.8.7, а. Тут вторинним перетворювачем служить феродинамічний вимірювальний механізм, який відрізняється від звичайних механізмів такої системи тим, що у ньому відсутні пружини для створення протидіючого моменту. Обмотка збудження w_1 вторинного перетворювача живиться тією ж напругою, що й намагнічувальна обмотка

первинного взаємоіндуктивного перетворювача. Вимірювана напруга подається на рухому рамку. При проходженні через рамку струму I_2 виникає крутний момент, під дією якого рамка буде повертатись до положення, за якого електрорушійна сила e_x та компенсувальна ЕРС e_k стануть однаковими. Покази такого вторинного приладу можуть бути проградуєйовані в значеннях вимірюваної величини.

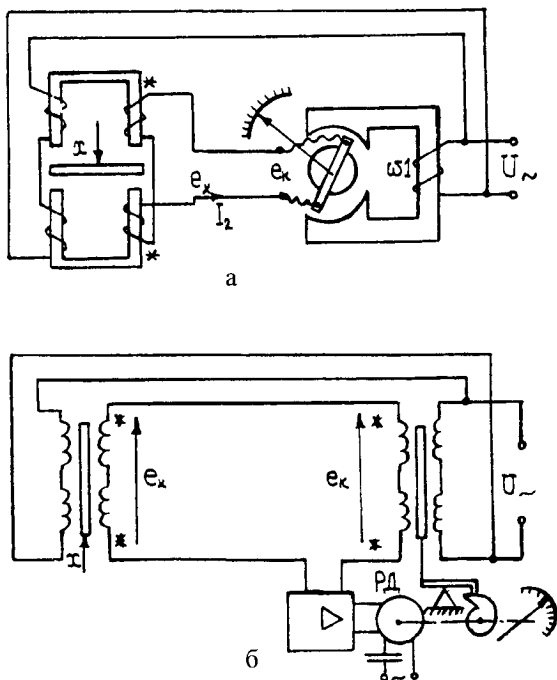


Рис.8.7. Вимірювальні кола взаємоіндуктивних перетворювачів

Однак найпоширенішими вимірювальними колами засобів вимірювань з диференціальними взаємоіндуктивними (трансформаторними) первинними перетворювачами є кола, що містять відповідні вторинні диференціально-трансформаторні компенсуючі перетворювачі (рис.8.7, б). Під дією вимірюваного переміщення x плунжер первинного диференціально-трансформаторного перетворювача переміщується, змінюючи значення вихідної ЕРС e_x . Вторинний прилад має аналогічний компенсувальний диференціально-трансформаторний перетворювач, положення плунжера якого регулюється за допомогою ексцентрика, вісь якого механічно з'єднана з ротором реверсивного двигуна. Якщо ви-

мірювана ЕРС e_x та компенсувальна ЕРС e_k не дорівнюють одна одній за абсолютним значенням, тобто, якщо виникає розбаланс, підсилена за допомогою підсилювача напруга подається на реверсивний двигун і його ротор буде обертатись до моменту, поки $e_x = e_k$. Після урівноваження за шкалою приладу, проградуйованого в значеннях вимірюваного переміщення, можна встановити значення вимірюваної величини.

8.3. Магнітопружні та магнітоанізотропні перетворювачі

Принцип дії магнітопружного перетворювача базується на використанні магнітопружного ефекту, суть якого полягає в зміні магнітної проникності та інших магнітних властивостей феромагнітного тіла під дією механічних пружних деформацій. Як приклад, на рис.8.8 наведені гістерезисні петлі нікелю та пермалою для різних механічних напружень у матеріалі. У нікелю зі збільшенням механічного напруження σ нахил петлі гістерезису, а отже, і магнітна проникність зменшуються. Відзначається і значне зменшення залишкової індукції. У пермалюї зі збільшенням механічного напруження петля гістерезису наближається до прямокутної, залишкова індукція та магнітна проникність сильно зростають.

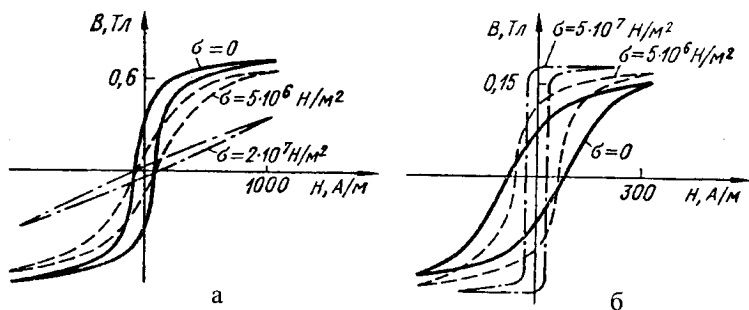


Рис.8.8. Гістерезисні петлі нікелю та пермалою при механічних напруженнях у матеріалі

Явище магнітної пружності називають також зворотним магнітострикційним ефектом. Існує і прямий магнітострикційний ефект, коли зовнішнє магнітне поле викликає механічну деформацію феромагнітного тіла.

Основною характеристикою магнітного матеріалу щодо його магнітопружних властивостей є коефіцієнт магнітопружної чутливості,

який (за аналогією з коефіцієнтом тензочутливості) визначається як відношення відносної зміни магнітної проникності $\Delta\mu/\mu$ до відносної деформації $\Delta l/l$ феромагнітного тіла чи до напруження розтягу σ , тобто

$$k_{\mu\epsilon} = \frac{(\mu_{II} - \mu_{\sigma})/\mu_{II}}{\Delta l/l} \text{ або } k_{\mu\sigma} = \frac{(\mu_{II} - \mu_{\sigma})/\mu_{II}}{E\Delta l/l} = \frac{\Delta\mu/\mu_{II}}{\sigma},$$

де μ_{II} та μ_{σ} – магнітна проникність феромагнетику у ненавантаженому стані і при навантаженні до напруженості σ ; E – модуль пружності матеріалу.

Оскільки при перетворенні механічних напружень початкові параметри магнітопружних перетворювачів звичайно компенсуються, то доцільніше користуватись поняттям магнітопружної чутливості, під якою розуміють відношення абсолютного приросту магнітної проникності до відносної деформації чи до напруження σ :

$$S_{\mu\epsilon} = \frac{(\mu_{II} - \mu_{\sigma})}{\Delta l/l}, \text{ або } S_{\mu\sigma} = \frac{\mu_{II} - \mu_{\sigma}}{\sigma}.$$

Названі вище характеристики магнітопружної чутливості не є вичерпними. Найповнішою характеристикою вважають магнітопружну чутливість матеріалу за магнітною енергією як відношення зміни питомої магнітної енергії до деформації:

$$S_E = \frac{\Delta E_{МАГН}}{\sigma}.$$

Оскільки зміна питомої магнітної енергії

$$\Delta E_{МАГН} = \int_{B_H}^{B_H} \frac{H}{2} dB$$

(тут B_{II} та B_{σ} – магнітні індукції феромагнетику у ненавантаженому стані та при навантаженні до напруженості σ), то, враховуючи, що $B \approx \mu_0 H$, матимемо

$$\Delta E_{МАГН} = \frac{\mu_0 H^2}{2} (\mu_{II} - \mu_{\sigma}),$$

а вираз для магнітопружної чутливості за магнітною енергією набере вигляд

$$S_E = \frac{\mu_{II} - \mu_{\sigma}}{\sigma} \frac{\mu_0 H^2}{2}.$$

Остання залежність враховує не тільки абсолютні зміни магнітної проникності під дією механічних напружень, але й значення напру-

женості магнітного поля, за якої ця зміна відбувається. Для досягнення високої відносної потужності вихідного сигналу необхідно застосовувати магнітні матеріали, магнітне насичення яких досягається при можливо вищій напруженості магнітного поля. Це залізокремнієві сплави, нікель, деякі ферити.

Магнітопружні перетворювачі за принципом використання магнітопружного ефекту можуть бути індуктивними чи взаємоіндуктивними. У перших зміна магнітної проникності викликає в остаточному результаті зміну індуктивності намагнічувального кола, яке складається з однієї або декількох з'єднаних послідовно обмоток, намотаних на робочий стержень (стержень, який піддається деформації) магнітопроводу. Без врахування втрат на вихрові струми та на гістерезис індуктивність намагнічувального кола

$$L = \frac{w^2}{R_M} = w^2 \frac{\mu S_M}{l_M}.$$

Приріст (зміна) індуктивності, викликаний дією на магнітне коло розтягуючої або стискаючої сили, буде дорівнювати

$$dL = \frac{\partial L}{\partial \mu} d\mu + \frac{\partial L}{\partial S_M} dS_M + \frac{\partial L}{\partial l_M} dl_M.$$

Переходячи до кінцевих приростів у межах пружної деформації ($\Delta l/l \ll 1$) та враховуючи, що зміна індуктивності визначається, головним чином, зміною магнітної проникності, одержимо вираз для абсолютного приросту індуктивності (рівняння перетворення) та відносної чутливості відповідно до деформації та механічного напруження:

$$\Delta L = L \frac{\Delta \mu}{\mu} = L k_{\mu\sigma} \sigma = \frac{w^2}{l_M} \mu S_M k_{\mu\sigma} \sigma;$$

$$S_{\mu\epsilon} = \frac{\Delta L/L}{\Delta l_M/l_M} = \frac{\Delta \mu/\mu}{\Delta l_M/l_M} = k_{\mu\epsilon}; \quad S_{\mu\sigma} = \frac{\Delta L/L}{\sigma} = \frac{k_{\mu\epsilon}}{E} = k_{\mu\sigma}.$$

Особливою умовою нормальної роботи магнітопружного перетворювача є відсутність у матеріалі магнітопроводу повітряних проміжків, магнітний опір яких настільки великий, що навіть незначна зміна повітряного проміжку може призвести до значно більшої зміни магнітного опору кола, ніж зміна, викликана магнітопружним ефектом.

Магнітопружні перетворювачі виготовляють звичайно диференціальними (рис.8.9). Магнітопружний перетворювальний елемент МПІ є

тут робочим перетворювачем вимірювальної сили F , а ідентичний йому перетворювальний елемент МП2, що не піддається дії на нього механічних зусиль, служить для компенсації початкової індуктивності робочого перетворювача, а також для компенсації впливу зовнішніх чинників, зокрема температури, частоти джерела живлення. При диференціальному (різницевому) увімкненні, наприклад, у мостове вимірювальне коло, покази вимірювального приладу будуть практично лінійною функцією вимірюваної сили.

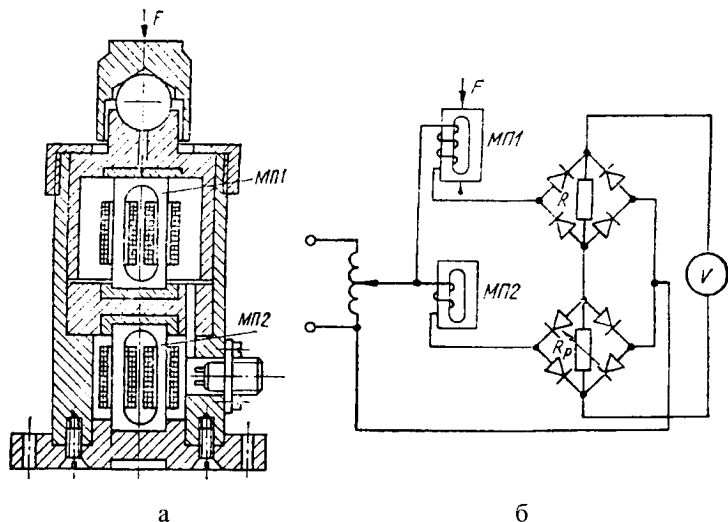


Рис.8.9. Диференціальний магнітопружний перетворювач та його вимірювальне коло

Однією з основних складових похибок магнітопружних перетворювачів є похибка, зумовлена магнітопружним гістерезисом. Значення цієї похибки особливо велике (2...3 %) при низьких початкових напруженостях магнітного поля і зменшується до 0,8...1 % при напруженостях, близьких до H_{max} . Крім цього, значний вплив на значення цієї похибки має так зване "механічне тренування" чутливого елемента. Неоднозначність функції перетворення під час першого циклу механічного навантаження та розвантаження може досягати 10 %. Після "механічного тренування" вона зменшується до рівня 1 % і надалі зберігається незмінною. Механічні напруження в матеріалі чутливого елемента не повинні перевищувати 0,15...0,20 межі пружної деформації.

Оскільки магнітопружна чутливість є функцією напруженості магнітного поля, то коливання намагнічувального струму також стануть причиною похибки. Якщо напруженості магнітного поля близькі до H_{max} , ця похибка буде мінімальною і становитиме 0,3...0,4 % на 1 % коливання напруги джерела живлення.

Старіння феромагнітного матеріалу супроводжується зміною його магнітної проникності, що призводить до зміни магнітопружної чутливості, а, отже, є причиною додаткових похибок.

Незважаючи на порівняно низьку точність (сумарна похибка магнітопружного перетворювача досягає 3...4 %), внаслідок простоти конструкції магнітопружні перетворювачі широко застосовуються для перетворень великих механічних зусиль ($10^5 \dots 10^6$ Н) у складних умовах експлуатації (польові умови, бурові колонки).

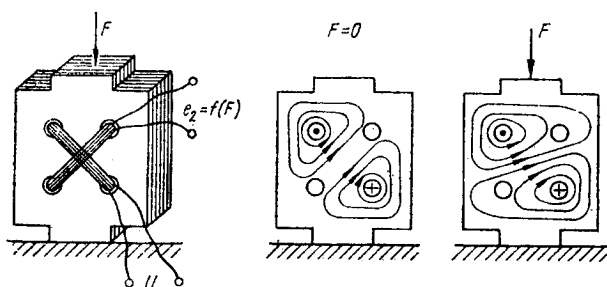


Рис.8.10. До принципу дії магнітоанізотропних перетворювачів

Взаємоіндуктивні магнітопружні перетворювачі можуть бути двох різновидів: перетворювачі, в яких використовується зміна магнітної проникності чутливого елемента тільки в одному напрямку (рис.8.9) і перетворювачі, в котрих застосовується зміна магнітної проникності чутливого елемента в двох взаємоперпендикулярних напрямках (рис.8.10). Останні називають магнітоанізотропними. Магнітоанізотропний перетворювач – це пакет пластин з трансформаторної сталі, по діагоналях якого симетрично розміщені чотири отвори. Через відповідні пари отворів прокладені дві обмотки w_1 та w_2 під кутом 90° одна до одної, які утворюють кути 45° до напрямку перетворюваного зусилля F . Принцип роботи такий. За відсутності деформації силові лінії магнітного потоку намагнічувальної обмотки w_1 будуть симетричними і не будуть зчеплюватися з вимірювальною обмоткою w . Після прикладання

сили F внаслідок різної зміни магнітної проникності в напрямку дії перетворюваної сили та в перпендикулярному до неї напрямку силові лінії магнітного поля витягуються в напрямку більшої проникності й стискаються в напрямку меншої, зчеплюються з вимірювальною обмоткою та індукують в ній ЕРС $e_2=f(F)$.

Необхідно відзначити, що через деяку початкову магнітну анізотропію за відсутності деформації (перетворюваної сили) відзначається деяка початкова ЕРС. Для її зменшення в магнітопроводах з листового матеріалу чергують листи з взаємно перпендикулярними напрямками прокату, використовують додаткові компенсувальні обмотки, спеціальні магнітні шунти тощо.

Можливий варіант конструкції магнітоанізотропного магнітопружного перетворювача наведений на рис.8.11. Чутливий елемент 1 перетворювача разом з обоймою 2 та подушками 7 і 8 зафіксовані між основою корпуса 4 та захисним кожухом 3 за допомогою сферичних опор 5 та 6. Перетворювана сила F передається на магнітопружний елемент через захисний кожух, сферичні опори, подушки та спеціальні прокладки з м'якого ферромагнітного матеріалу, розміщені між подушками та робочими поверхнями чутливого елемента.

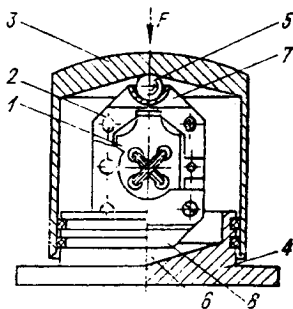


Рис.8.11. Загальний вигляд магнітопружного перетворювача

Для забезпечення рівномірності контакту по всій робочій поверхні магнітопроводу перетворювач після його складання проходить тренувальний цикл навантаження – розвантаження. У результаті м'який матеріал прокладок заповнює нерівності контактних поверхонь магнітопроводу та подушок, чим і забезпечується рівномірна та однозначна передача перетворюваного зусилля по всій робочій поверхні магнітопроводу. Наявність двох сферичних опор дає змогу виключити вплив тангенціальних складових сил, котрі можуть виникнути при перекосах деталей захисного корпуса.

8.4. Індукційні перетворювачі

Принцип дії індукційних перетворювачів оснований на використанні явища електромагнітної індукції. Є дві головні групи індукційних перетворювачів. До першої належать перетворювачі, у яких зміна магнітного потоку, що зчеплюється з витками котушки, здійснюється переміщенням останньої в магнітному полі постійного магніту або переміщенням постійного магніту відносно нерухомої котушки. Це, по суті, генератори ЕРС, значення якої пропорційне до швидкості лінійних або кутових переміщень відповідно котушки в постійному магнітному полі або швидкості переміщення магнітного поля відносно витків нерухомої котушки.

У другу групу входять перетворювачі, в яких магнітний потік, що зчеплюється з витками котушки, змінюється за допомогою зміни магнітного опору магнітного кола, наприклад, внаслідок зміни розташування рухомого феромагнітного елемента.

У перетворювачах першої групи ЕРС, що наводиться у вимірювальній обмотці

$$e = -Bl \frac{dx}{dt} \text{ або } e = -BS \frac{d\alpha}{dt},$$

де B – індукція в робочому проміжку, $l = \pi D w$ – активна довжина виміральної обмотки (рамки); $S = \frac{\pi D^2}{4} w$ – активна площа рамки; D – середній діаметр обмотки; x та α – відповідно лінійне та кутове переміщення, w – кількість витків.

У перетворювачах зі змінним магнітним опором

$$e = -w \frac{d\Phi}{dt} = -w \frac{d}{dt} \left(\frac{F_M}{R_M} \right) = \frac{w F_M}{R_M^2} \frac{dR_M}{dt},$$

де F_M – магніторушійна сила, R_M – магнітний опір.

Якщо для перетворювача лінійних переміщень $R_M = R_{MO} + k R_{MO} x$ (тут R_{MO} – магнітний опір магнітопроводу при $x=0$; k – сталий коефіцієнт, що визначається конструктивними параметрами перетворювача), то при $\Delta R_M = k R_{MO} x \leq R_{MO}$ рівняння перетворення такого перетворювача набере вигляд

$$e = \frac{k w F_M}{R_{MO}} \frac{dx}{dt}.$$

Якщо рухомому осерддю перетворювача кутової швидкості надати таку форму, щоб під час його обертання сумарний повітряний проміжок між полюсами магнітопроводу змінювався за синусоїдним законом (двічі за один оберт), то в першому наближенні магнітний опір магнітного кола та магнітний потік будуть також змінюватись за синусоїдним законом

$$\Phi(t) = \frac{\Phi_{\max} + \Phi_{\min}}{2} + \frac{\Phi_{\max} - \Phi_{\min}}{2} \sin 2\omega t$$

а ЕРС, що наводиться у вимірювальній обмотці

$$e = -w \frac{d\Phi(t)}{dt} = -w\omega(\Phi_{\max} - \Phi_{\min}) \cos 2\omega t,$$

де Φ_{\max} та Φ_{\min} – максимальне та мінімальне значення магнітного потоку.

Основними різновидами індукційних перетворювачів є перетворювачі швидкості лінійних переміщень, вібрацій, перетворювачі частоти обертання та перетворювачі витрат рідин.

Перетворювачі частоти обертання можуть бути основані на принципі зміни потокозчеплення, здійснюваного від досліджуваного об'єкта обертанням рамки в магнітному полі постійного магніту із заданою індукцією.

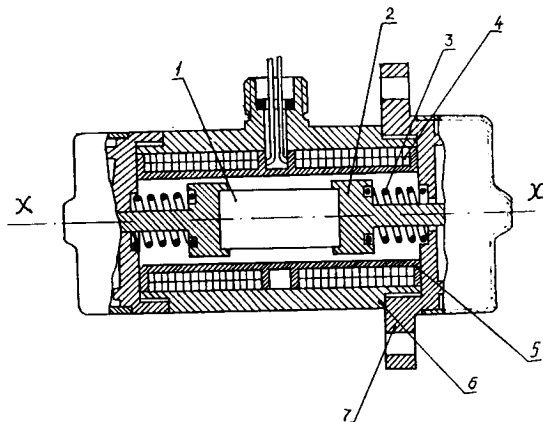


Рис.8.12. Індукційний віброперетворювач

Будова давача віброметра показана на рис.8.12. Рухомою частиною такого давача є інерційна маса у вигляді постійного магніту 1 і полюсних наконечників 2, що може здійснювати під дією сили інерції

поступальний рух в напрямку осі x - x . Пружна протидія цьому рухові створюється циліндричними пружинами 3, а заспокоєння за допомогою мідного каркаса 5 внаслідок наведення в ньому струмів при переміщенні постійного магніту. Вимірювальна обмотка 4, що складається з двох половинок, намотана на мідний каркас і закріплена сталевую обіймою 6, яка служить одночасно корпусом. До об'єкта досліджень давач кріпиться за допомогою фланця 7.

Якщо досліджуваний об'єкт здійснює коливний рух за законом

$$x = X_{max} \sin \omega t,$$

то ЕРС, що наводиться у вимірювальній обмотці

$$e = BwL_{cp} \frac{dx}{dt} = \omega X_{max} BwL_{cp} \cos \omega t,$$

де B – індукція в повітряному проміжку, w та L_{cp} – кількість витків та середня довжина витка.

Оскільки наведена ЕРС пропорційна швидкості переміщення, тобто dx/dt , то для одержання сигналів, пропорційних до вібропереміщень або віброприскорень, вихідний сигнал індукційного давача подається на вторинний перетворювач у вигляді відповідно інтегровального чи диференціовального підсилювача.

Звичайно індукційні давачі використовують для перетворень параметрів вібрацій частотою від 1 до 50 Гц при амплітуді вібрацій 1...5 мм. Їх чутливість досягає 150 В/(м/с).

РОЗДІЛ 9

ТЕПЛОВІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ

9.1. Фізичні основи

Тепловими називаються перетворювачі, принцип дії яких оснований на використанні теплових процесів (нагрівання, охолодження, теплообміну) і вхідною величиною яких є температура. Зазначимо, що теплові перетворювачі широко застосовуються як перетворювачі не тільки температури, а й таких величин, як тепловий потік, швидкість потоку газу чи рідини, витрати, хемічний склад і тиск газів, вологість тощо.

Температура як параметр теплового процесу не піддається безпосередньому вимірюванню. Одночасно вона є функцією стану речовини і безпосередньо зв'язана з внутрішньою енергією тіл, а через енергію зв'язана і з іншими властивостями. Отже, зі зміною температури змінюється багато інших фізичних властивостей тіл, які і використовуються при побудові перетворювачів температури.

Основним рівнянням теплових перетворювачів є рівняння теплового балансу, згідно з яким кількість теплоти $Q_{ЗОВ}$, яка підводиться до перетворювача, дорівнює сумі кількості теплоти Q_H , яка йде на нагрівання (зміну теплового стану), і кількості теплоти теплообміну Q_T , що перетворювач віддає в середовище.

Якщо температура і агрегатний стан теплової системи не змінюються, то кількість теплоти, що надходить в одиницю часу (повний вхідний тепловий потік $\Phi_{ЗОВ}$), дорівнює кількості теплоти, яка виділяється в одиницю часу (повний вихідний тепловий потік тепловіддачі $\Phi_{\text{Т}}$).

Загалом перепад температур між частинами системи середовище-перетворювач обумовлює тепловий рух, тобто теплообмін. Теплообмін може здійснюватися через теплопровідність, конвекцію та теплове випромінювання. При теплообміні через теплопровідність тепла енергія переноситься внаслідок взаємодії частинок, які безпосередньо контактують одна з одною і мають різні температури. Такий теплообмін у чистому вигляді спостерігається лише в твердих тілах.

Теплообмін через конвекцію здійснюється внаслідок переміщення матеріальних частинок, які мають різні температури. Суто конвекційний теплообмін спостерігається лише в газоподібному середовищі.

Суть теплообміну через випромінювання полягає у випромінюванні тілом електромагнітних хвиль певної довжини.

Отже, повний потік тепловіддачі

$$\Phi_O = \Phi_T + \Phi_K + \Phi_B,$$

де Φ_T , Φ_K , Φ_B – теплові потоки теплопровідності, конвекції та випромінювання.

Розповсюдження теплоти внаслідок теплопровідності визначається законом Фур'є:

$$\Phi_T^* = -\lambda \frac{dT}{dl}$$

де Φ_T^* – тепловий потік через одиницю поверхні; $\frac{dT}{dl}$ – градієнт температури; λ – коефіцієнт теплопровідності. Коефіцієнт теплопровідності залежить від природи і фізичного стану речовини, а в анізотропних тілах і від напрямку розповсюдження теплоти. Найкращими провідниками теплоти є метали та їх сплави, найгіршу теплопровідність мають гази, коефіцієнт теплопровідності яких залежить не тільки від їх складу, а й від температури, а при великому розрідженні і від тиску.

Повний тепловий потік, який створюється різницею температур, визначається залежністю:

$$\Phi_T = \gamma_T \Delta T = \frac{1}{R_T} \Delta T,$$

де γ_T – теплопровідність середовища; R_T – тепловий (термічний) опір середовища.

За аналогією з електричною провідністю теплова провідність плоскої стінки може бути визначена як $\gamma_T = \lambda \frac{S}{\delta}$ (тут S і δ – площа і товщина стінки), а для циліндричної як $\gamma_T = \lambda \frac{2\pi l}{\ln \frac{d_1}{d_2}}$ (тут l – довжина циліндра; d_1 і d_2 – діаметри відповідно зовнішньої та внутрішньої стінок циліндра).

Повний тепловий потік у результаті теплообміну через конвекцію згідно з формулою Ньютона

$$\Phi_K = \alpha S \Delta T = \gamma_K \Delta T,$$

де α – коефіцієнт конвекційного теплообміну чи тепловіддачі; S – площа поверхні тіла; γ_K – повна провідність тепловіддачі через конвекцію.

При вимушеній конвекції для поперечного положення циліндра (перетворювача), щодо потоку, що його омиває, коефіцієнт тепловіддачі для газів

$$\alpha_c = \frac{c\lambda}{d} \left(\frac{vd}{\nu} \right)^n = \frac{c\lambda}{d} R_e^n,$$

де ν – кінетична в'язкість, що дорівнює відношенню абсолютної в'язкості до густини речовини; d – діаметр циліндра; v – швидкість руху газу; λ – коефіцієнт теплопровідності газу; c, n – коефіцієнти, значення яких залежать від швидкості руху газу і від розмірів теплочутливого елемента, і визначаються за значенням критерію Рейнольдса $R_e = \frac{vd}{\nu}$ (при $R_e=5...80$ ці коефіцієнти відповідно дорівнюють $c=0,93$, а $n=0,40$; при $R_e=80...5000$ відповідно $c=0,715$, а $n=0,46$). Для рідин коефіцієнт тепловіддачі

$$\alpha_p = \frac{c\lambda}{d} R_e^n P_r^{0.4},$$

де $P_r = \frac{\nu}{a}$ – критерій Прандтля (тут a – температуропровідність рідини як міра швидкості вирівнювання температур різних її точок).

Значення приведених коефіцієнтів і критеріїв подані в довідковій літературі. Треба відзначити, що їх розрахунок досить наближений. Тому дуже часто значення цих коефіцієнтів встановлюють експериментально в умовах, які відповідають умовам роботи перетворювачів.

Теплове випромінювання – це потік електромагнітних хвиль, які випромінюються тілом за рахунок його теплової енергії і повністю чи частково поглинаються іншими тілами. Повна тепла енергія, яка випромінюється абсолютно чорним тілом з температурою T за одиницю часу одиницею поверхні, визначається за законом Стефана-Больцмана $E_0 = C_0 \left(\frac{T}{100} \right)^4$, де C_0 – коефіцієнт випромінювання абсолютно чорного тіла.

Теплове випромінювання реальних тіл може значно відрізнятись від випромінювання абсолютно чорного тіла, тому їх коефіцієнт випромінювання розраховується з врахуванням відносної випромінювальної здатності чи ступеня чорноти тіла як $C = \epsilon C_0$. Коефіцієнт ϵ – це фізична стала випромінювання і здебільшого визначається експериментально, оскільки на його значення впливає стан поверхні. Значення ϵ для різних тіл знаходиться в межах від нуля до одиниці і наводиться в довідковій літературі.

Здатність тіла поглинати випромінювання характеризується його коефіцієнтом поглинання A , який чисельно дорівнює відношенню потоків поглиненого тілом випромінювання і випромінювання, що падає на тіло.

В умовах термодинамічної рівноваги коефіцієнт поглинання дорівнює коефіцієнтові чорноти. Якщо температура T_2 тіла і температура T_1 випромінювання, що падає на нього, відрізняються, то $\epsilon \neq A$. Коефіцієнт поглинання залежить як від фізичних особливостей тіла, так і від температури випромінюваного тіла. Чим більша різниця в температурах, тим більше відрізняється коефіцієнт поглинання від коефіцієнта чорноти. Наприклад, для полірованого алюмінію при $T_2 = T_1 = 300$ К коефіцієнти $\epsilon = A = 0,09$. При $T_2 = 300$ К, а $T_1 = 1000$ К коефіцієнт $A = 0,15$, а при $T_1 = 6000$ К він дорівнюватиме $0,26 \dots 0,30$.

Нехтуючи поглинанням енергії в проміжному середовищі, результуючий потік променевої енергії Φ_{12} між двома тілами, які мають температури T_1 і T_2 і утворюють замкнену систему, можна визначити як

$$\Phi_{12} = C_0 \epsilon_{\text{зв}} \left[\frac{\epsilon_1}{A_1} \left(\frac{T_1}{100} \right)^4 - \frac{\epsilon_2}{A_2} \left(\frac{T_2}{100} \right)^4 \right] S_{12},$$

де $\epsilon_1, \epsilon_2, A_1, A_2$ – коефіцієнти чорноти та поглинання відповідних тіл; $\epsilon_{\text{зв}}$ – зведений коефіцієнт чорноти системи двох тіл; S_{12} – взаємна поверхня випромінювання двох тіл.

Незручність використання степеневих залежностей теплових потоків від температури привела до їх лінеаризації введенням так званого коефіцієнта теплообміну випромінюванням α_B і за аналогією із законами Фур'є і Ньютона тепловий потік випромінювання системи двох тіл визначають як

$$\Phi_B = \alpha_B S_{12} (T_1 - T_2) = \gamma_B \Delta T,$$

де $\alpha_H = C_0 \frac{\epsilon_{зв}}{T_1 - T_2} \left[\frac{\epsilon_1 \left(\frac{T_1}{100} \right)^4}{A_1} - \frac{\epsilon_2 \left(\frac{T_2}{100} \right)^4}{A_2} \right]$ – коефіцієнт теплообміну

випромінюванням; γ_B – теплопровідність випромінюванням.

Отже, рівняння теплового балансу перетворювача, розмішеного в досліджуваному середовищі (рис.9.1), може бути записане в такому вигляді:

$$\Phi_{зоб} = \Phi_T + \Phi_K + \Phi_B = \gamma_T(T_{II} - T_{ЗН}) + \gamma_K(T_{II} - T_K) - \gamma_B(T_{II} - T_{СТ}),$$

де $\Phi_{зоб}$ – тепловий потік від зовнішнього джерела енергії (наприклад, від нагрівання вимірювальним струмом); Φ_T , Φ_K , Φ_B – складові повного потоку тепловіддачі відповідно через теплопровідність, конвекцію та випромінювання; T_K , T_{II} , $T_{ЗН}$ та $T_{СТ}$ – відповідно температури досліджуваного об'єкта, перетворювача, зовнішнього середовища та стінок досліджуваного об'єкта.

З цього рішення видно, що температура перетворювача залежить від температури досліджуваного та зовнішнього середовищ, коефіцієнта тепловіддачі, теплової провідності середовища, променевого теплообміну. Своєю чергою, коефіцієнт тепловіддачі залежить від швидкості руху досліджуваного середовища, а тепла провідність середовища визначається її властивостями. Виділивши відповідний ефект і зробивши нехтівно малими всі інші, можна використовувати теплові перетворювачі не тільки для вимірювання температури, але й швидкості руху середовища, концентрації речовини тощо.

При безпосередньому тепловому контакті перетворювача з об'єктом дослідження переважає теплообмін внаслідок теплопровідності та конвекції. Це – контактний спосіб перетворення температури, а теплові перетворювачі, основані на використанні цього способу, називають контактними термоперетворювачами. Якщо перетворювач і об'єкт дослідження не мають безпосереднього теплового контакту, то теплообмін між об'єктом і перетворювачем може відбуватися внаслідок теплового випромінювання. Цей принцип теплообміну покладений в основу

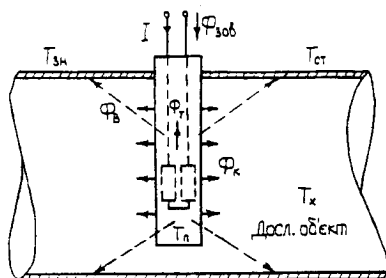


Рис.9.1. До рівняння теплового балансу

безконтактного способу перетворення температури, а відповідні перетворювачі називають безконтактними.

Під час роботи теплового перетворювача в умовах змінної температури буде спостерігатись відповідна зміна його кількості теплоти

$$Q_c = cmT_{\Pi},$$

а тепловий потік зміни внутрішньої енергії

$$\Phi_c = \frac{dQ_c}{dt} = mc \frac{dT_{\Pi}}{dt},$$

де m , c – маса та питома теплоємність перетворювача.

Отже, з врахуванням теплового потоку Φ_c рівняння теплового балансу набере вигляд

$$\Phi_{ЗОВ} = \gamma_T(T_{\Pi} - T_{ЗН}) + \gamma_K(T_{\Pi} - T_X) + \gamma_B(T_{\Pi} - T_{СТ}) + mc \frac{dT_{\Pi}}{dt}.$$

У реальних конструкціях перетворювачів окремими формами теплового обміну можна знехтувати. Якщо для контактних перетворювачів знехтувати втратами на випромінювання, кількістю теплоти, яка виділяється в перетворювачі при протіканні через нього електричного струму (ці складові є лише джерелами похибок), то останній вираз набере вигляд

$$\gamma_T(T_{\Pi} - T_{ЗН}) + \gamma_K(T_{\Pi} - T_X) + mc \frac{dT_{\Pi}}{dt} = 0.$$

Отже, тепловий перетворювач є аперіодичним перетворювачем, стала часу якого

$$\tau = \frac{mc}{\gamma_T + \gamma_K},$$

передаточна функція

$$W(s) = \frac{1}{1 + s\tau}$$

а комплексний коефіцієнт перетворення

$$K(j\omega) = \frac{1}{1 + j\omega\tau}.$$

Для оцінки похибок термоперетворювача від нагрівання вимірювальним струмом розглянемо фізичні процеси, що відбуваються в перетворювачі, який знаходиться в середовищі з незмінною температурою T_X і який в деякий момент вмикається у вимірювальне коло. Внаслідок проходження через його чутливий елемент вимірювального

струму I в перетворювачі виділяється деяка кількість теплоти $Q = Pt = I^2 R t$ (тут R – електричний опір чутливого елемента), яка йде на нагрівання перетворювача і на теплообмін з досліджуваним середовищем:

$$Q = Pt = Q_H + Q_T = mc(T_H - T_X) + \gamma_T(T_H - T_X)t.$$

Сумарний тепловий потік

$$\Phi = P = \Phi_H(t) + \Phi_T(t) = mc \frac{d(T_H - T_X)}{dt} + \gamma_T(T_H - T_X)t,$$

чи в операторній формі

$$\Phi = P = (T_H - T_X)(p m c + \gamma_T) = \Delta T \left(p C_T + \frac{1}{R_T} \right),$$

де $C_T = mc$ – теплова ємність, $R_T = I / \gamma_T$ – тепловий опір.

Звідси

$$\Delta T = P \frac{R_T}{p R_T C_T + 1} = P Z_{T_{екв}},$$

де $Z_{T_{екв}} = R_T / (p R_T C_T + 1)$ – еквівалентний повний тепловий операторний опір між перетворювачем і досліджуваним середовищем.

Отже, перепад температур ΔT між перетворювачем і досліджуваним середовищем, що спричинений вимірювальним струмом, тим більший, чим більша електрична потужність, яка підводиться до перетворювача, і чим більший тепловий опір.

Перехідний процес перетворювача при стрибкоподібній зміні температури досліджуваного середовища на величину ΔT_X опишеться рівнянням

$$T_H(t) = T_{H0} + \Delta T_X (1 - e^{-t/\tau}),$$

або

$$\Delta T_H(t) = \Delta T_X (1 - e^{-t/\tau}),$$

де T_{H0} – початкове значення температури перетворювача.

Оскільки γ_T і γ_K залежать від параметрів середовища, то загалом показник теплової інерції τ є функцією параметрів середовища і, насамперед, коефіцієнта тепловіддачі. Тому динамічні властивості теплових перетворювачів задаються характеристичними кривими, що відображають залежність показника теплової інерції від коефіцієнта тепловіддачі.

Точно визначити показник теплової інерції розрахунково складно, тому найчастіше проводять експериментальні дослідження. Для цього на перетворювач подають стрибок температури і знімають осцилограму

перехідного процесу. Для визначення τ необхідно мати три значення T_{II} для трьох моментів часу, або прийняти $T_{II0}=0$ і визначити $\Delta T_{II}(t_1)$ і $\Delta T_{II}(t_2)$ для двох моментів часу t_1 і t_2 , тоді

$$\tau = \frac{t_2 - t_1}{\ln \Delta T_{II}(t_2) - \ln \Delta T_{II}(t_1)}.$$

При перетворюванні температур, що змінюються за синусоїдним законом, зміна температури перетворювача опишеться рівнянням

$$\Delta T_{II} = \frac{\Delta T_{x \max}}{\sqrt{1 + (\omega\tau)^2}} \sin \omega t - \arctg \omega\tau,$$

де $\Delta T_{x \max}$ та ω – амплітуда та частота змінної складової температури досліджуваного середовища.

Амплітудна похибка, зумовлена тепловою інерцією перетворювача

$$\delta_f = \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega\tau)^2}} - 1 \approx \frac{(\omega\tau)^2}{2}.$$

Відзначимо, що передаточна функція теплового перетворювача записана тут в припущенні регулярного теплового режиму роботи перетворювача. Це припущення не завжди може бути застосоване. В окремих випадках, особливо при складній конструкції, тепловий перетворювач описується диференціальним рівнянням вищого порядку, а передаточна функція має значно складніший вигляд.

9.2. Термоелектричні та терморезистивні перетворювальні елементи

Принцип дії термоелектричного перетворювача (термопари) базується на використанні термоелектричного ефекту, суть якого полягає у виникненні термо-ЕРС в колі, що складається з двох різнорідних провідників чи напівпровідників, які називають термоелектродами, якщо температури T_1 і T_2 відповідних частин перетворювача різні (рис.9.2, а).

Строгій теорії термоелектричних явищ сьогодні не існує. Виникнення термо-ЕРС пояснюється сумарною дією двох термоелектричних ефектів: явища Томсона і явища Зеєбека. Явище Томсона полягає у появі на кінцях однорідного провідника, який має температурний градієнт, деякої різниці потенціалів внаслідок того, що електрони

дифундують з гарячого кінця провідника до холодного. ЕРС, що виникає при цьому і називається термо-ЕРС Томсона, визначається виразом

$$e = \int_{T_2}^{T_1} \sigma dT,$$

де σ – коефіцієнт Томсона для даного провідника.

Якщо скласти коло з двох різних провідників a і b , то сумарна термо-ЕРС Томсона дорівнює різниці термо-ЕРС Томсона кожного провідника і визначається виразом

$$e = \int_{T_2}^{T_1} (\sigma_a - \sigma_b) dT,$$

де σ_a і σ_b – коефіцієнти Томсона для провідника a і b відповідно.

Суть явища Зеебека така. При стиканні двох різномірних провідників у місці їх контакту виникає контактна різниця потенціалів, зумовлена різною концентрацією носіїв заряду. Зеебеком було встановлено, що в замкненому колі двох різномірних провідників, спаї яких мають різні температури, електрорушійна сила $E_{ab}(T_1)$, яка виникає при переході від провідника a до провідника b в точці з температурою T_1 і електрорушійна сила $E_{ba}(T_2)$, яка виникає при переході від провідника b до провідника a , мають протилежні знаки і не дорівнюють одна одній.

Сумарна термо-ЕРС, яка виникає у колі, що складається з двох різних провідників a і b , є сумою контактних ЕРС і ЕРС Томсона:

$$e_{ab}(T_1, T_2) = E_{ab}(T_1) + E_{ba}(T_2) + \int_{T_1}^{T_2} (\sigma_a - \sigma_b) dT.$$

Ця сумарна термо-ЕРС для даної пари провідників залежить тільки від значень температур T_1 і T_2 і може бути подана різницею відповідних функцій:

$$e_{ab}(T_1, T_2) = e_{ba}(T_1) - e_{ab}(T_2).$$

Якщо різниці температур малі, можна припустити, що термо-ЕРС, яка розвивається термопарою, пропорційна різниці температур спаїв:

$$e_{ab}(T_1, T_2) = k(T_1 - T_2),$$

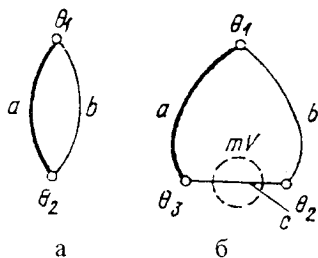


Рис.9.2. Найпростіші термоелектричні кола

де k – коефіцієнт пропорційності, різний для різних матеріалів термоелектродів.

Якщо один спай помістити в середовище з постійною температурою, наприклад T_2 , то термо-ЕРС, що виникне в загальному випадку, є нелінійною функцією температури T_1 :

$$e_{ab}(T_1, T_2) = e(T_1).$$

Спай термопари, який поміщають в досліджуване середовище, називають робочим або гарячим, а кінці, температура яких підтримується переважно постійною, – вільними або холодними.

Оскільки в коло термопари під'єднується вимірювальний прилад чи інший перетворювач, то в місці під'єднання утворюються інші спаї і коло термопари в простішому випадку треба розглядати як коло, що складається з трьох провідників a , b і c (рис.9.2, б).

Сумарна термо-ЕРС такого кола

$$e = e_{ab}(T_1) + e_{bc}(T_2) + e_{ca}(T_3)$$

Оскільки згідно з закономірністю Вольта $e_{ca}(T) = -e_{ab}(T) - e_{bc}(T)$, то даний вираз можна записати в такому вигляді:

$$e = e_{ab}(T_1) + e_{bc}(T_2) - e_{ab}(T_3) - e_{bc}(T_3).$$

Враховуючи, що

$$e_{ab}(T_1) - e_{ab}(T_3) = e_{ab}(T_1, T_3);$$

$$e_{bc}(T_2) - e_{bc}(T_3) = e_{bc}(T_2, T_3),$$

отримаємо

$$e = e_{ab}(T_1, T_3) + e_{bc}(T_2, T_3).$$

З цього виразу випливає, що якщо температури T_2 і T_3 на границях третього провідника не є однаковими, то термо-ЕРС термопари ab спотворюється ЕРС $e_{bc}(T_2, T_3)$ паразитної термопари bc . Якщо $T_2 = T_3 = T_0$, то $e_{bc}(T_2, T_3) = 0$ і $e = e_{ab}(T_1, T_0)$, тобто наявність в колі третього провідника, на границях якого температури є однакові, не зумовлює спотворень термо-ЕРС основної термопари.

Вираз $e_{ca}(T) = e_{cb}(T) - e_{ab}(T)$ дає змогу визначити термо-ЕРС будь-якої термопари при відомих термо-ЕРС інших термопар, утворених кожним з термоелектродів з базовим. Для порівняння термоелектричних характеристик матеріалів створена єдина платинова нормаль, щодо якої визначаються термо-ЕРС інших матеріалів. У довідковій літературі наводяться значення термо-ЕРС, що розвиваються найрозповсюдженіше.

нішими термоелектродними матеріалами в парі з платиною при температурі робочого спаю $T_1=100$ °C і температурі вільних кінців $T_0=0$ °C (табл.9.1).

Таблиця 9.1

Термо-ЕРС деяких матеріалів в парі з платиною

Матеріал	Термо-ЕРС, мВ	Матеріал	Термо-ЕРС, мВ
Кремній	+44,8	Ртуть	0,00
Хромель	+2,4	Палладій	-0,57
Ніхром	+2,2	Цинк	-0,75
Залізо	+1,8	Нікель	-1,2...-1,9
Вольфрам	+0,8	Аломель	-1,7
Мідь	0,76	Константан	-3,4
Золото	+0,75	Копель	-4,5
Платинородій (10 % родію)	+0,64	Вісмут	-5,2...-7,7
Графіт	+0,32	Молибденіт	-69...-104

Наведені в табл.9.1 дані дають змогу визначити термо-ЕРС термоелектричного перетворювача (складеного з будь-якої пари термоелектродів) як алгебраїчну різницю значень термо-ЕРС, які розвиваються відповідними термоелектродними матеріалами в парі з платиною. Оскільки залежність термо-ЕРС від температури в широкому діапазоні температур переважно нелінійна, то дані таблиці не можна поширювати на вищі температури. Треба також мати на увазі, що термо-ЕРС, що розвиваються електродами, значною мірою залежать від найменших домішок, механічної та хемічної обробок (загартовування, відпалювання).

Принцип дії терморезистивних перетворювачів базується на властивості провідників чи напівпровідників змінювати електричний опір при зміні температури. Для перетворень температури використовують матеріали, які мають високу стабільність ТКО, високу відтворюваність електричного опору для даної температури, значний питомий електричний опір і високий ТКО, стабільність хемічних і фізичних властивостей під час нагрівання, інертність до дії досліджуваного середовища.

З провідникових матеріалів широко застосовується платина. Цей благородний метал навіть при високих температурах в окисному середовищі не змінює своїх фізичних і хемічних властивостей. Темпе-

ратурний коефіцієнт опору в діапазоні 0...100 °С становить приблизно $1/273 \text{ град}^{-1}$, питомий опір при 20 °С дорівнює $0,105 \text{ Ом}\cdot\text{мм}^2/\text{м}$, діапазон перетворюваних температур – $-260\dots+1300 \text{ °С}$.

Температурна залежність опору платини в діапазоні 0...650 °С описується рівнянням Каллендара

$$R_T = R_0(1+AT+BT^2),$$

де R_T, R_0 – опори перетворювача при температурі T і 0 °С ; A і B сталі коефіцієнти (для платинового дроту, який застосовується в промислових термоперетворювачах температур, $A=3,9702\cdot 10^{-3} \text{ 1/К}$, $B = -5,8893\cdot 10^{-7} \text{ 1/К}^2$). В діапазоні температур 0...-200 °С залежність опору платини від температури має вигляд

$$R_T = R_0[1+AT+BT^2+C(T-100)^3],$$

де $C = -4,356 \cdot 10^{-12} \text{ 1/К}^3$ – сталий коефіцієнт.

Наведені залежності є досить точною апроксимацією функції перетворення платинових перетворювачів температури в діапазоні $-200\dots+650 \text{ °С}$, які використовуються в цьому діапазоні для відтворення міжнародної температурної шкали як еталонні.

До недоліків платинових перетворювачів температури належать досить висока забруднюваність платини при високих температурах парами металів (особливо заліза), порівняно невисока хемічна стійкість у відновному середовищі, внаслідок чого вона стає крихкою, втрачає стабільність характеристик.

Мідь, внаслідок низької вартості і досить високої стійкості до корозії широко застосовується в перетворювачах температури в діапазоні $-50\dots+180 \text{ °С}$. Температурний коефіцієнт опору міді $\alpha_T=1/234,7 \text{ 1/К}$, залежність електричного опору від температури – лінійна:

$$R_T = R_0(1-\alpha_T T).$$

До недоліків мідних перетворювачів температури належать висока окислюваність під час нагрівання, внаслідок чого вони застосовуються у вказаному, порівняно вузькому, діапазоні температур у середовищах з низькою вологістю і при відсутності агресивних газів.

Крім платини та міді, для чутливих елементів термоперетворювачів температури використовують нікель, вольфрам та інші чисті метали.

Нікель є хемічно стійким матеріалом навіть при високих температурах, проте має складну залежність опору від температури і невисоку

її відтворюваність. У діапазоні температур $-50...+180$ °С температурна залежність опору нікелю така:

$$R_T = R_0(1+AT+BT^2+CT^3),$$

де $A = 0,00547$ 1/К, $B = 0,639 \cdot 10^{-5}$ 1/К², $C = 0,69 \cdot 10^{-8}$ 1/К³ – сталі коефіцієнти.

Тугоплавкі метали – вольфрам, молібден, тантал і ніобій застосовуються обмежено. Вплив рекристалізації та росту зерен в результаті дії температури робить чутливий елемент з цих матеріалів крихким і тому дуже чутливим до механічних вібрацій.

Сплави, які мають вищий питомий електричний опір, ніж чисті метали, не застосовуються, проте, як матеріали чутливих елементів термоперетворювачів через порівняно низький ТКО, значення якого значною мірою залежить від кількісного та якісного складу домішок. Потрібно також відзначити, що незначна кількість домішок в чистих металах практично не змінює характеру залежності їх опору від температури. Річ у тім, що згідно з правилом Матіссена-Флемінга складова опору, яка викликана забрудненням, не залежить від температури і тому характер температурної залежності металу з незначною кількістю домішок визначається температурною залежністю основного матеріалу.

Напівпровідникові терморезистори відрізняються від металевих більшим значенням ТКО, а через те і меншими габаритами та інерційністю. Температурна залежність таких термоперетворювачів досить добре описується формулою

$$R_T = Ae^{B/T},$$

де A, B – сталі коефіцієнти.

Існує багато видів напівпровідникових терморезисторів (табл.9.2), які відрізняються конструктивними і технічними параметрами. Це стержневі напівпровідникові терморезистори, покриті емаллю (ММТ-1, КМТ-1) чи герметизовані металевою капсулою (ММТ-4, КМТ-4), краплеподібні, герметизовані склом (СТЛ-19, СТЗ-19) тощо. Номінальне значення опору терморезисторів має допуск до ± 20 %.

Загалом коефіцієнт B не є величиною сталою. Проте залежність опору від температури напівпровідникових терморезисторів в робочому діапазоні перетворень може бути досить точно апроксимована двома функціями і визначатися для низьких температур одним значенням B , а для високих – іншим.

Основні технічні параметри деяких напівпровідникових терморезисторів

Тип	Номінальний опір при 20 °С, кОм	Коефіцієнт В, $\times 10^2$ К	Діапазон робочих температур °С	Стала часу (не більше ніж), с
ММТ-1	1...220	20,6...43	-60...+125	85
КМТ-1	22...1000	36...72	-60...+180	85
ММТ-4	1...220	20,6...43	-60...+125	115
КМТ-4	22...1000	36...72	-60...+125	115
ММТ-6	10...100	$\gg 20,6$	-60...+125	35
КМТ-11	100...3300	$\gg 36$	0...+125	10
СТ1-17	0,33...22	33...60	-60...+100	30
СТ1-18	1,5...2200	40,5...90	-60...+300	1
СТ3-18	0,68...3,3	22,5...32,5	-90...+125	1
СТ1-19	3,3...2200	42,3...72	-60...+300	3
СТ3-19	2,2...15	29...38	-90...+125	3

Недоліком напівпровідникових терморезисторів, що суттєво знижує їх експлуатаційні якості, є нелінійність залежності опору від температури, значний розкид як номінальних значень опорів різних зразків, так і їх ТКО.

9.3. Термоелектричні та терморезистивні перетворювачі температури

Термоелектричні перетворювачі. Для вимірювання температур в межах $-200...+2800$ °С використовуються стандартні технічні термоперетворювачі температури (перетворювачі термоелектричні, табл.9.3).

Залежно від призначення термоелектричні перетворювачі поділяються на занурювані, які призначені для перетворення температури газоподібних і рідких середовищ, і поверхневі для вимірювання температури поверхні твердого тіла. Залежно від інерційності вони діляться на малоінерційні, показник (стала часу) теплової інерції яких не перевищує 5 с для занурюваних і 10 с для поверхневих; середньої інерційності – відповідно не більше ніж 60 і 120 с і великої інерційності, які мають показник теплової інерції відповідно до 180 і до 300 с.

Існування багатьох різновидів конструкцій термоелектричних перетворювачів температури пояснюється тією обставиною, що вони

розроблялись у різний час багатьма підприємствами і для найрізноманітніших галузей промисловості. Сьогодні створені та впроваджуються уніфіковані типи конструкцій термоперетворювачів температури, які відзначаються універсальністю та технологічністю.

Таблиця 9.3

Основні показники деяких термоелектричних перетворювачів

Тип перетворювача	Діапазон вимірюваних температур, °С	Межа допустимого відхилення НСХ, °С
Платинородій-платина ТПП10 та ТПП13 Клас 1	0...1 300 (1 600)	±1 від 0 до 1 100°С включно ±[1+0,003(t-1 100)] понад 1 100 °С до 1 600 °С включно
Платинородій-платинородій ТПР Клас 2	600...1 700	±0,0025 t від 600 до 1 700 °С включно
Хромель-алюмель ТХА Клас 1 Клас 2	-200...+1 200	±1,5 від -40 до 375 °С включно ±0.004 t понад 375 до 1 000 °С включно ±2,5 від -40 до 333 °С включно ±0.0075 t понад 333 до 1 200 °С включно
Хромель-копель ТХК Клас 2 Клас 3	-200...+800	±2,5 від -40 до 300 °С включно ±0.0075 t понад 300 до 800 °С включно ±0.015 t від -200 до -100 °С включно ±2,5 понад -100 до +100 °С включно
Вольфраменій-вольфраменій (А-1, А-2, А-3) Клас 2 Клас 3	0...2500	±0.005 t понад 1 000 до 2500 °С включно ±0.007 t понад 1 000 до 2 500 °С включно в ТУ на ТП конкретного типу від 0 до 1 000 °С

На рис.9.3 наведено два різновиди конструктивного оформлення промислових термопар. Здебільшого з'єднують термоелектроди 1 і 2 в робочому кінці електродуговим зварюванням після попереднього скручування кінців термоелектродів разом. Застосовують також спайку термоелектродів срібним чи олов'яним припоєм залежно від верхньої межі вимірюваної температури. Тугоплавкі термоелектроди вольфрамомієневих та інших перетворювачів часто з'єднують лише скручуванням, оскільки за дуже високих температур шлівка окису на електродах не створює великого електричного опору.

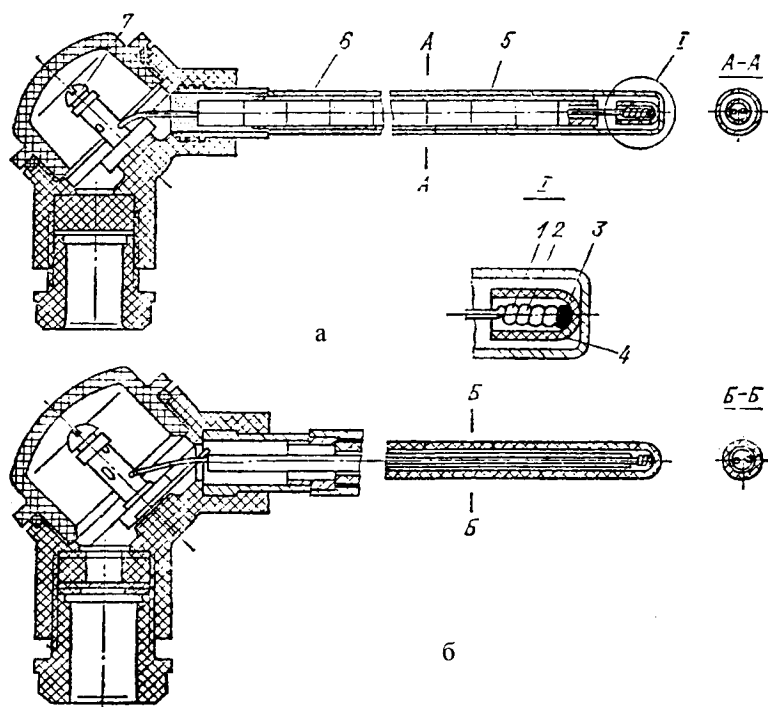


Рис.9.3. Різновиди термоелектричних перетворювачів температури

Термоелектроди, електрично з'єднані в робочому кінці, ізолювані один від одного на всій довжині. Якщо верхня межа перетворення термоперетворювача не перевищує 100...120 °С, то можна використовувати будь-який ізоляційний матеріал. Якщо верхня межа перетворення вища, використовують фарфорові одно- або двоканальні трубки та буси 5. Оскільки при температурах понад 1300 °С у фарфору значно

погіршуються електроізоляційні властивості, то для перетворювачів вищих температур застосовують ізоляційні трубки з оксидів алюмінію, магнію, берилію, двооксидів торію, цирконію, нітриду бору. Робочий кінець чутливого елемента поміщають в електроізоляційний наконечник 4. Вільні кінці термоелектродів підводять до клем 7 контактної колодки. Чутливий елемент, поміщений в захисну арматуру 6, засипаний керамічним порошком і загерметизований. Залежно від верхньої межі перетворення та агресивності середовища захисна арматура може виконуватись з нержавіючої сталі, оксиду алюмінію, карбїду кремнію. В термоперетворювачах із захисною арматурою, виконаною із ізоляційного матеріалу (рис.9.3, б), робочий кінець чутливого елемента дотикається безпосередньо до стінки захисної арматури (електроізоляційний наконечник відсутній).

Потрібно відзначити, що останнім часом чутливі елементи термоелектричних перетворювачів температури почали виготовляти із спеціального термоелектричного кабелю КТМС, який являє собою два термоелектродні дроти, що поміщені у захисну трубку та засипані порошком ізоляційного матеріалу. Такі чутливі елементи технологічніші і мають порівняно низьку інерційність.

Особливими причинами похибок термоелектричних перетворювачів температури є неоднорідність матеріалів термоелектродів, зміни температури вільних кінців, шунтуючий вплив опору міжелектродної ізоляції, часові зміни властивостей термоелектродів тощо.

Стандартом нормується лише похибка градування. Водночас інші її складові можуть істотно впливати на результат вимірювання температури. Особливо істотними можуть виявитися похибки, викликані часовою зміною властивостей термоелектродів, зумовлені забрудненням термоелектродів у зоні градієнта температур домішками докїлїля чи захисних оболонок, зміною процентного співвідношення між компонентами термоелектродів внаслідок випаровування деяких компонентів. Цих похибок можна уникнути, лише визначивши дійсну функцію перетворення та внісши поправки.

Похибку від зміни температури вільних кінців зменшують її термостабілізацією або автоматичним введенням поправок, а похибку від шунтувальної дії опору міжелектродної ізоляції – підбиранням відповідних ізоляційних матеріалів.

Терморезистивні перетворювачі. Терморезистивні перетворювачі температури, що іменуються стандартом термоперетворювачами опору (ТО), бувають трьох основних різновидів: з платиновими (ТОП), мідними (ТОМ) та нікелевими (ТОН) чутливими елементами і призначені для перетворення температури в діапазоні $-260...+1100$ °С. В табл.9.4 наведені номінальні статичні характеристики (НСХ) деяких термоперетворювачів.

Таблиця 9.4

**Основні характеристики
терморезистивних перетворювачів температури**

Тип перетворювача	Діапазон вимірюваних температур, °С	Клас допуску	Межа допустимого відхилення НСХ, °С
Платиновий ТОП 1П($R_0=1$ Ом) 10П($R_0=10$ Ом) 50П($R_0=50$ Ом) 100П($R_0=100$ Ом) 500П($R_0=500$ Ом)	-260...+850	A	$\pm(0,15+0,002 t)$ від -200 до 850 °С
		B	$\pm(0,3+0,005 t)$ від -200 до 1100 °С
		C	$\pm(0,6+0,008 t)$ від -100 до +300 °С від 850 до 1100 °С
Мідний ТОМ 10М($R_0=10$ Ом) 50М($R_0=50$ Ом) 100М($R_0=100$ Ом)	-200...+200	A	$\pm(0,15+0,002 t)$ від -50 до +120 °С
		B	$\pm(0,25+0,0035 t)$ від -200 до +200 °С
		C	$\pm(0,5+0,0065 t)$ від -200 до +200 °С
Нікелевий ТОН 100Н($R_0=100$ Ом)	-60...+180	C	$\pm(0,3+0,0165 t)$ від -60 до 0 °С $\pm(0,3+0,008 t)$ від 0 до 180 °С

Стандарт нормує допустимі відхилення опорів R_0 при температурі 0 °С в процентах від номінального значення, а також допустимі відхилення відношень W_{100} опору R_{100} при 100 °С до опору R_0 (табл.9.5 та 9.6) для різних класів точності.

Таблиця 9.5

Допустимі відхилення опору R_0 від номінального значення, %

Тип перетворювача	Допустимі відхилення для класів точності		
	A	B	C
ТОП	0,05	0,1	0,2
ТОМ	0,05	0,1	0,2
ТОН	-	-	0,24

Таблиця 9.6

Значення W_{100} як відношення R_{100}/R_0

Тип перетворювача	Клас допуску	Номінальне значення W_{100}	Найменше допустиме значення W_{100}
1	2	3	4
Платиновий ТОП	A	1,3850	1,3845
		1,3910	1,3905
	B	1,3850	1,3840
		1,3910	1,3900
	C	1,3850	1,3835
		1,3910	1,3895
Мідний ТОМ	A	1,4260	1,4255
		1,4280	1,4275
	B	1,4260	1,4250
		1,4280	1,4270
	C	1,4260	1,4240
		1,4280	1,4260
Нікелевий ТОН	C	1,6170	1,6130

Найменше значення W_{100} не обмежується.

Допустиме значення вимірювального струму через чутливий елемент і викликане ним нагрівання та відповідну зміну опору чутливого елемента при температурі 0°C не більше ніж на 0,1 % від R_0 вказуються в технічних умовах на перетворювачі конкретних типів.

Конструкції чутливих елементів терморезистивних перетворювачів температури бувають дуже різними, залежно від допустимих границь перетворюваних температур, умов експлуатації тощо. Чутливий елемент сучасного платинового терморезистивного перетворювача температури (рис.9.4, а) має вигляд спіралі 1, поміщеної в канавках дво- або чотириканального керамічного каркасу 2, ущільненої порошкоподібним оксидом алюмінію 3. Оксид алюмінію є добрим електричним

ізолятором, має велику теплостійкість і добру теплопровідність, а також інгібіторні властивості. Платинова спіраль до каркасу кріпиться за допомогою глазурі на основі оксиду алюмінію та кремнію.

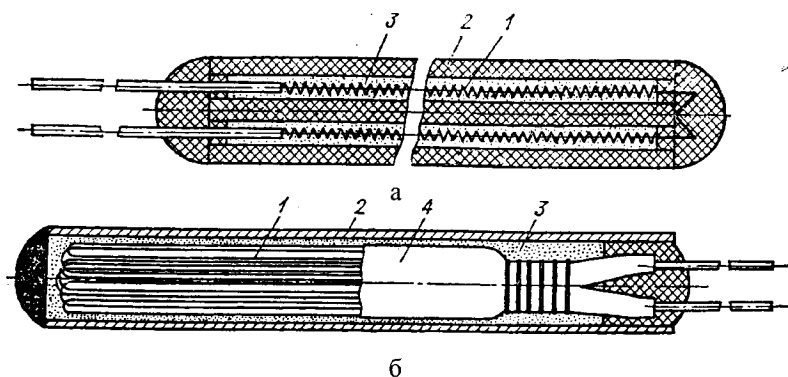


Рис.9.4. Конструкції чутливих елементів терморезистивних перетворювачів температури

Описана конструкція чутливого елемента характеризується доброю герметичністю і малою забруднюваністю, забезпечує незначні механічні напруження в матеріалі чутливого елемента, високу захищеність платинової спіралі, яка дає змогу використовувати термоперетворювач без захисної арматури.

Чутливий елемент мідного термоперетворювача опору – безкаркасна обмотка 1 з мідного ізольованого дроту (рис.9.4, б), зверху покрита фторопластовою плівкою 4. Для забезпечення необхідної механічної міцності обмотка поміщається в тонкостінну металеву гільзу 2, засипається керамічним порошком 3 і герметизується.

На рис.9.5 показано два конструктивні різновиди занурюваних терморезистивних давачів. Для захисту від впливу зовнішніх механічних чинників чутливий елемент 1 поміщають в захисну арматуру 2 (звичайно з нержавіючої сталі). Для кріплення давача на об'єкті дослідження передбачений рухомий чи нерухомий штуцер 3. Виводи чутливого елемента виносять на контактну колодку головки давача 4 (рис.9.5, а), а в перетворювачах без головки (рис.9.5, б) вони закінчуються наконечниками.

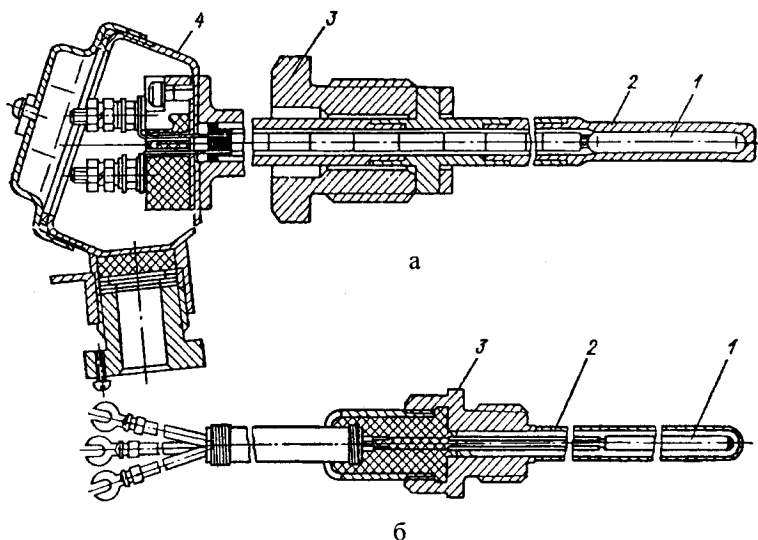


Рис.9.5. Різновиди промислових терморезистивних давачів температури

Крім занурюваних, випускаються також терморезистивні перетворювачі температури спеціального призначення, наприклад, для вимірювання температури поверхні об'єктів, що обертаються тощо.

Терморезистивний давач температури поверхні обертових об'єктів (рис.9.6) складається з перетворювача температури 1, захисного корпусу 2 і механізму встановлення зазора та кріплення на штанзі перетворювача 3. Приймачем теплової енергії від досліджуваного об'єкта є тонкостінна чашка 4, запресована в ізоляційну плату 5. До її внутрішньої поверхні приклеєно терморезистивний чутливий елемент 6, виготовлений з мідного дроту діаметром 0.05 мм. Плата з чутливим елементом жорстко кріпиться до відбивача 7, який відіграє роль теплового екрана. Тепло від досліджуваної поверхні до чашки передається безконтактним способом методом конвективної тепловіддачі та теплопровідності повітря, а також поглинанням інфрачервоного випромінювання досліджуваної поверхні. На досліджувану поверхню перетворювач встановлюється за допомогою коліс 8, які забезпечують постійний зазор між поверхнею та перетворювальним елементом.

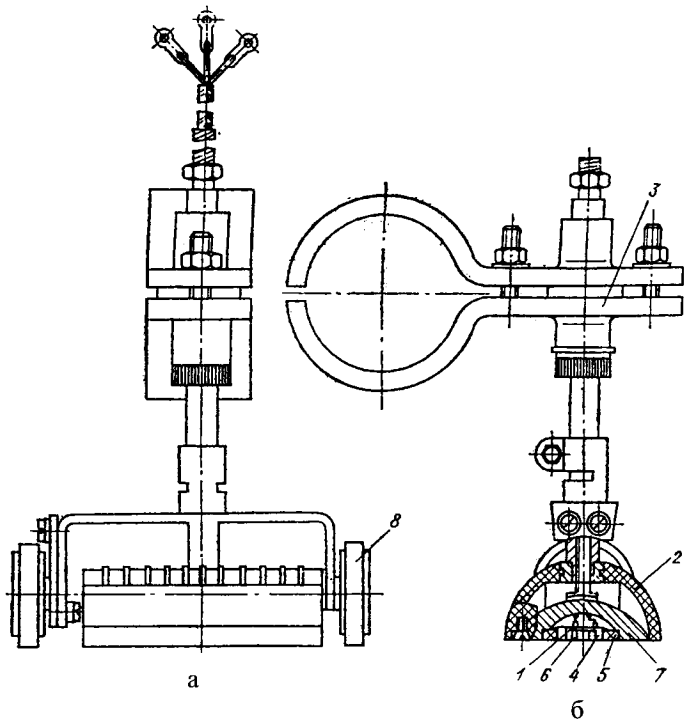


Рис.9.6. Терморезистивний давач температури обертових поверхнь

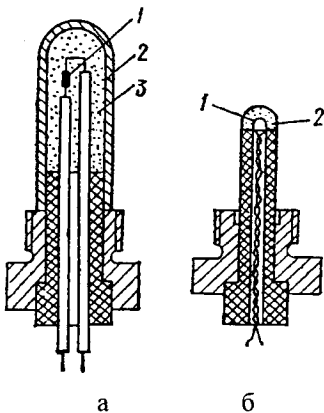


Рис.9.7. Напівпровідникові терморезистивні перетворювачі температури

Похибка перетворювача при зміні температури поверхні валів діаметром не менше ніж 500 мм, які обертаються з лінійною швидкістю до 200 м/хв, якщо зазор між теплоприймачем і досліджуваною поверхнею 0,1...0,2 мм, не перевищує ± 2 °С в діапазоні температур 30...150 °С.

Основними причинами похибок терморезистивних перетворювачів температури є неточність підганяння R_0 і відхилення W_{100} від номінального, а також нестабільність цих параметрів у часі.

Нестабільність терморезистивних перетворювачів пояснюється зміною значень R_0 і W_{100} через забруднення чутливого елемента конструкційними матеріалами.

Сьогодні широко використовуються напівпровідникові терморезистивні перетворювачі температури. Термочутливий напівпровідниковий елемент 1 таких перетворювачів поміщається в захисний корпус 2 і ущільнюється спеціальною засипкою 3 (рис.9.7, а) або кріпиться до основи термоперетворювача склоприпоєм 2 (рис.9.7, б). Перевагами напівпровідникових термоперетворювачів є малі габарити, мала інерційність. Проте вони поступаються провідниковим в точності.

ЕЛЕКТРОХЕМІЧНІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ

10.1. Фізико-хімічні властивості

Електрохімічним називають перетворювач, виконаний у вигляді комірки, заповненої електропровідним розчином, з двома або декількома електродами. У загальному випадку електроди безпосередньо беруть участь у фізико-хімічних процесах, які відбуваються у перетворювачі, і служать для його під'єднання у вимірювальне коло.

Вхідними перетворюваними параметрами електрохімічних перетворювачів є хімічний склад і концентрація розчинів, а також швидкість переміщення або тиск розчину. Вихідними параметрами є ЕРС або електричний опір.

Розглянемо основні фізико-хімічні процеси, що відбуваються в електрохімічному перетворювачі.

Електропровідність розчинів. Основним розчинником хімічних речовин є вода. Молекула води H_2O , яка є оксидом водню, може бути подана у вигляді двох різнополярних іонів: H^+ і OH^- . Зв'язок між цими іонами в молекулі води сильний, тому в дистильованій воді кількість вільних носіїв заряду дуже обмежена, тобто дисоціація ($H_2O \rightleftharpoons H^+ + OH^-$) проходить слабо. Оскільки вода є речовиною з високою діелектричною проникністю, то вона активно розщеплює молекули кислот, основ і солей на позитивні та негативні іони, тобто ці речовини активно дисоціюють у воді, утворюючи розчини.

Речовини, які розчиняються у воді (або іншому розчиннику) з утворенням позитивних і негативних іонів, називають електролітами. Розчини кислот, солей і основ у воді або інших розчинниках є електропровідними і називаються провідниками другого роду.

Дисоціація може відбуватися і без участі розчинника, наприклад, при розплаві кристалів солей, коли за рахунок енергії теплового руху іонів міжіонні зв'язки, що існують у кристалі, руйнуються і в рідкій фазі з'являються вільні носії електричних зарядів. В електрохімічному відношенні таке середовище поводить себе як розчин, і також є провідником другого роду.

Під дією електричного поля, яке утворюється прикладеною до електродів напругою, позитивні іони (водню або металу) рухаються до

катода, а негативні (гідроксильні групи або кислотні залишки) – до анода. Електропровідність розчинів залежить від їх концентрації.

Розрізняють процентну, масову, молярну і нормальну (еквівалентну) концентрації. Перша виражає процентний вміст розчиненої речовини в масі розчину. Масовою концентрацією називають відношення маси розчиненої речовини до об'єму розчину (г/л). Молярна концентрація c визначається кількістю молів розчиненої речовини в одиниці об'єму розчину (г-моль/л) або кг-моль/м³). Якщо концентрація дорівнює 1 г-моль/л, розчин називають молярним. Таку концентрацію позначають 1 М. Нормальну концентрацію виражають в грам-еквівалентах розчиненої речовини в 1 л розчину (1 г-екв/л). Розчин, що має концентрацію 1 г-екв/л, називають нормальним (1 н.). Інші значення концентрації виражаються як кратні молярній або нормальній, наприклад, 0,1 М; 0,01 М або 0,1 н.; 0,01 н.

Питома електропровідність γ розчину залежить від його концентрації і пропорційна хемічній активності розчину:

$$\gamma = \lambda f c = \lambda a,$$

де f – коефіцієнт активності; λ – еквівалентна електропровідність; a – хемічна активність розчину; c – молярна концентрація.

Коефіцієнт активності f дорівнює одиниці, якщо концентрації розчинів дуже слабкі, і зменшується у міру підвищення концентрації. Отже, питома електропровідність є деякою складною функцією концентрації розчину. Треба відзначити, що режими реальних хемічних процесів найповніше характеризуються саме хемічною активністю. Тому на практиці найчастіше доводиться вимірювати хемічну активність.

Рухливість іонів сильно залежить від температури розчину. Тому електропровідність розчину також залежить від температури. Якщо концентрації невеликі (до 0,05 н.), ця залежність описується виразом:

$$\gamma = \gamma_0 [1 + \beta(T - T_0)],$$

де γ , γ_0 – електропровідності розчину при температурах відповідно T і T_0 ; β – температурний коефіцієнт електропровідності ($\beta > 0$).

При нормальній для хемічних процесів температурі (+18 °С) приблизні значення β дорівнюють: 0,016 1/К для кислот; 0,019 1/К для основ і 0,024 1/К для солей. З підвищенням температури понад 40...50 °С температурна залежність електропровідності стає нелінійною, а значення β зменшується.

Електродні та граничні потенціали. Під час занурення металевого електрода в розчин малої концентрації матеріал електрода частково розчиняється у розчині, тобто позитивно заряджені іони металу переходять у розчин і на електроді утворюється надлишок електронів. Електрод заряджається негативно відносно розчину. Якщо концентрації розчину великі, на електроді можуть виділятися позитивні іони розчину і електрод буде заряджений позитивно відносно нього. Потенціал електрода щодо розчину, в який він вміщений, називають електродним потенціалом.

Встановити безпосередньо значення електродного потенціалу неможливо, оскільки для його вимірювання необхідний інший електрод, розміщення якого в розчині приводить до виникнення його власного електродного потенціалу. Отже, може бути виміряна різниця двох електродних потенціалів, а, приймаючи один з потенціалів за базовий,

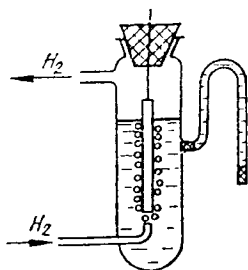


Рис.10.1. Будова водневого електрода

можна оцінити відносно значення другого потенціалу. В електрохімії за базовий приймають потенціал так званого водневого електрода відносно розчину з нормальною активністю водневих іонів. Як водневий (рис.10.1) використовують платиновий електрод, на поверхню якого адсорбують газоподібний водень.

Значення електродних потенціалів різних речовин відносно водневого електрода визначаються загалом властивостями самої речовини і залежать від концентрації та температури розчину (рівняння Нернста)

$$e = e_0 + \frac{RT}{nF} \ln(fc),$$

де e_0 – нормальний потенціал електрода (електродний потенціал при $t=18^\circ\text{C}$ і нормальній концентрації розчину); T – абсолютна температура розчину, R – універсальна газова стала; n – валентність іонів; F – стала Фарадея.

Враховуючи числові значення сталих R і F і переходячи до десяткових логарифмів, вираз для електродного потенціалу при $t=18^\circ\text{C}$ можна записати у вигляді

$$e = e_0 + \frac{0.058}{n} \lg(fc)$$

Значення нормальних електродних потенціалів знаходяться в межах $-3...+3$ В.

Електрохімічний перетворювач може складатися з двох електродів, вміщених у різні розчини (рис.10.2). Кожна окрема комірка такого складового гальванічного елемента називається напівелементом. У загальному випадку ЕРС, що виникає між двома напівелементами

$$e_{12} = e_1 + \frac{RT}{nF} \ln(f_1 c_1) - e_2 - \frac{RT}{nF} \ln(f_2 c_2) = e_1 - e_2 + \frac{RT}{nF} \ln \left(\frac{f_1 c_1}{f_2 c_2} \right).$$

Якщо напівелементи відрізняються тільки концентрацією однопіонів, то ЕРС такого гальванічного елемента залежить лише від співвідношення активностей розчину:

$$e = \frac{RT}{nF} \ln \left(\frac{f_1 c_1}{f_2 c_2} \right).$$

На межі двох розчинів внаслідок різної активності іонів (різної швидкості дифузії) також виникає деяка різниця потенціалів. Це граничний або дифузійний потенціал, значення якого може досягати десятків мілівольт. Для зменшення дифузійної різниці потенціалів два напівелементи у гальванічне коло з'єднуються за допомогою електролітичного ключа ЕК (рис.10.2), що є трубою, заповненою концентрованим розчином з близькими за значенням рухливостями аніонів і катіонів, наприклад, КСl. Кінці електролітичного ключа закриваються напівпроникними корками.

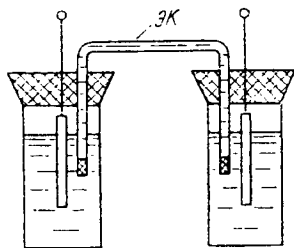


Рис.10.2. Гальванічне коло з двох напівелементів

Поляризація і потенціал виділення. При проходженні через розчин електричного струму спостерігається

явище електролізу, тобто хімічні перетворення у розчині з виділенням із нього речовини. Внаслідок електролізу концентрація іонів поблизу електродів буде відрізнятися від їх концентрації в іншій частині розчину, що приводить до зміни електродного потенціалу, тобто до поляризації.

Якщо, наприклад, два мідні електроди помістити в 0,5 н. розчину CuSO_4 , то кожен з них отримає відносно розчину електродний потенціал $e_0 = +0,31$ В, а різниця потенціалів ΔU між електродами буде

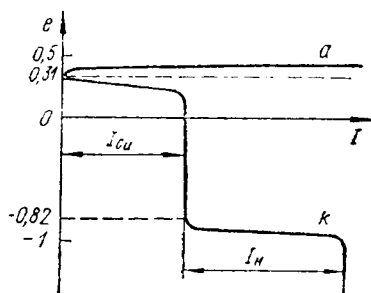


Рис.10.3. Крива зміни потенціалу поляризації при електролізі 0.5 н. розчину CuSO_4

дорівнювати нулю. Якщо тепер електроди під'єднати до джерела напруги і поступово збільшувати струм, то в результаті поляризації потенціал анода буде дещо збільшуватися, а потенціал катода падати (рис.10.3). Плавний характер зміни електродних потенціалів при малих густинах струму пояснюється явищем дифузії, внаслідок якої частково вирівнюється концентрація. Однак, оскільки швидкість дифузії розчину обмежена, то при певних густинах струму будуть використані всі іони, які принесла до катода дифузія, і подальше зростання струму припиняється. Струм почне наростати, коли катодний потенціал досягне значення $-0,82$ В, оскільки в цьому випадку, незважаючи на електроліз CuSO_4 , почнеться електроліз води і в перенесенні зарядів на катод братимуть участь іони водню.

Потенціал, при якому в електролізі будуть брати участь всі іони розчину даної речовини, називається потенціалом виділення. Потенціали виділення різних іонів неоднакові, а крива катодного потенціалу розчину, який містить різні катіони, має ступінчастий характер. Кожна сходинка буде відповідати певному виду катіонів. На цьому явищі базується так званий полярографічний метод якісного аналізу розчинів. Крім того, оскільки довжина сходинки струму на кривій катодного потенціалу пропорційна концентрації відповідних іонів, то полярографічний метод може бути використаний і при кількісному аналізі.

Напруга поляризації, значення якої досягає $1,5 \dots 2$ В, може бути причиною значних похибок під час визначення електричного опору розчину, наприклад, в електрохімічних резистивних перетворювачах, оскільки напруга між електродами складається із спадання напруги U в досліджуваному розчині та потенціалів поляризації ΔU електродів. На постійному струмі ці напруги додаються арифметично і похибка вимірювання напруги на стовпці досліджуваного розчину $\delta = \Delta U/U$.

Для зменшення впливу поляризації на результат вимірювання опору перетворювача вдаються до живлення змінним струмом. Треба

відзначити, що поляризація в цьому випадку не виключається. Дійсно, протягом всього додатного півперіоду струму анод буде безперервно віддавати в розчин катіони і їх концентрація, а отже і напруга поляризації, будуть поступово збільшуватися до кінця півперіоду і досягнуть максимуму при переході струму через нуль. Протягом від'ємного півперіоду струму концентрація катіонів, а також і напруга поляризації будуть зменшуватись, досягаючи мінімуму знову при переході струму через нуль. Отже, при живленні перетворювача синусоїдним змінним струмом напруга поляризації буде мати також синусоїдний характер, але відставатиме від струму за фазою на 90° . Оскільки спадання напруги на стовпці розчину збігається за фазою з електричним струмом, то похибка вимірювання цієї напруги при $\Delta U \ll U$ буде $\delta = 0.5(\Delta U/U)^2$.

Електрокінетичні явища. Електрокінетичними називають явища, що відбуваються на межі розділу твердої та рідкої фаз і пов'язані з їх взаємним переміщенням. Існують прямі та зворотні електрокінетичні ефекти. До прямих належать ефекти утворення різниці потенціалів внаслідок руху рідини відносно твердої поверхні, тобто виникнення так званого потенціалу протікання, або за рахунок руху частинок твердого тіла в рідині (потенціал осідання). Зворотними є ефекти виникнення під дією зовнішнього електричного поля руху рідини відносно твердої поверхні – електроосмос або руху частинок твердого тіла в рідині – електрофорез.

Суть електрокінетичних явищ може бути пояснена наявністю подвійного електричного шару на межі розділу твердої та рідкої фаз. Як

було показано вище, на межі твердого тіла і рідини (розчину) виникає заряджений шар рідини дифузійної будови і відзначається стрибок потенціалу. Причиною утворення подвійного шару може бути також специфічна (наприклад, вибірко-

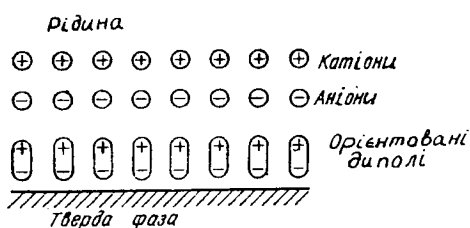


Рис.10.4. Іонно – дипольна будова подвійного шару

вова) адсорбція іонів певного знака на межі розділу фаз, а також орієнтована адсорбція полярних молекул. Іонно-дипольна будова подвійного шару може бути зображена у такому вигляді, як на рис.10.4.

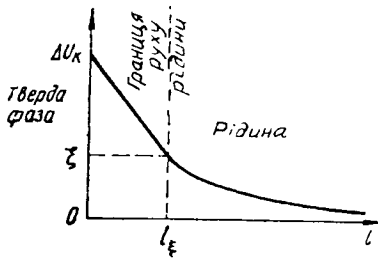


Рис.10.5. До поняття електролітичного потенціалу

Виникнення потенціалу протікання і явища електроосмосу, які найчастіше використовуються в електрокінетичних перетворювачах, пов'язане з динамікою подвійного шару, коли рідка фаза переміщується відносно твердої поверхні (стінки). Внаслідок порівняно міцного зв'язку зарядів дипольної частини подвійного шару з

твердою поверхнею електрокінетичні ефекти зумовлені, головним чином, зарядами дифузійної частини подвійного шару і визначаються так званим електрокінетичним потенціалом між площиною ковзання (межею руху) і відповідною точкою всередині рідини, в якій електродний потенціал дорівнює нулю (рис.10.5).

Особливо яскраво електрокінетичні явища проявляються при капілярній будові комірок. Якщо рідину, що заповнює капіляр, урухомити, використавши, наприклад, гідравлічний тиск, то іони дифузійної частини подвійного шару будуть захоплені потоком рідини і частково вноситися ним, створюючи ефект проходження через рідину електричного струму. В результаті між електродами, що розміщені на кінцях капіляра, з'являється деяка різниця потенціалів (потенціал протікання).

При стаціонарному русі рідини в одиничному капілярі потенціал протікання може бути визначений наближено як

$$e_n = \frac{\Delta P \epsilon \xi}{4\pi \nu (\gamma_v + \gamma_s)},$$

де ΔP – перепад тиску на кінцях капіляра; ξ – електрокінетичний потенціал; ϵ – діелектрична проникність; ν – динамічна в'язкість; γ_v і γ_s – відповідно питома електропровідність рівноважної рідини у вільному об'ємі і питома електропровідність, викликана наявністю вільних зарядів як у дифузійній, так і в щільній частині подвійного шару.

В реальних конструкціях електрокінетичних перетворювачів використовуються пористі перегородки з ізоляційних матеріалів з невпорядкованою структурою пор. У цьому випадку характер руху рідини в порах буде відмінним від характеру її руху в поодинокому капілярі, а потенціал протікання буде функцією середньої швидкості руху

v_{cp} рідини в порах:

$$e_n = \frac{v_{cp} \varepsilon \xi A}{4\pi K_n \rho_m (\gamma_V + \gamma_S)}$$

де A , K_n – проникність і ефективна пористість перегородки; ρ_m – питома густина рідини.

10.2. Електрохімічні резистивні перетворювачі

Електричний опір комірки електрохімічного перетворювача залежить від складу та концентрації досліджуваного розчину і геометричних розмірів комірки:

$$R = \frac{l}{\gamma S} = \frac{l}{\lambda f_c S}$$

де γ – питома електропровідність розчину; l – відстань між електродами; S – їх активна площа.

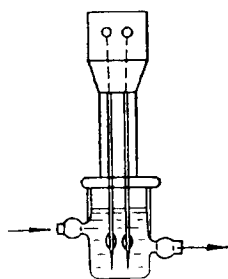
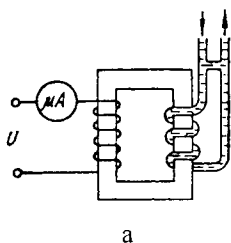


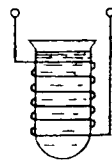
Рис.10.6. Контактний електролітичний перетворювач



а



б



в

Рис.10.7. Безконтактні електролітичні перетворювачі

Ця залежність і покладена в основу принципу дії електрохімічних резистивних перетворювачів, які широко застосовуються для аналізу складу та концентрації хемічних розчинів, а також перетворювачів таких механічних величин, як переміщення, кут нахилу. В одному випадку при сталих геометричних розмірах комірки вихідний опір перетворювача є функцією питомої провідності розчину, яка, своєю чергою, залежить від його складу та концентрації, в іншому випадку при сталій концентрації розчину – функцією відстані між електродами або їх

активної площі. Електрохімічні перетворювачі концентрації бувають контактними (рис.10.6) або безконтактними (рис.10.7). Вимірювальні кола контактних перетворювачів живляться звичайно від джерела змінної напруги частотою 50 Гц (деколи 1000 Гц). Похибка перетворення не перевищує 1 %.

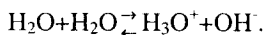
Безконтактні електрохімічні перетворювачі можуть бути трансформаторними або ємнісними. Низькочастотний трансформаторний перетворювач (рис.10.7, а) має чутливий елемент у вигляді вторинної короткозамкненої обмотки, виконаної із скляної трубки, заповненої досліджуванним розчином. Значення первинного струму трансформатора залежить від опору вторинного кола, тобто від електропровідності досліджуваного розчину.

У високочастотних безконтактних перетворювачах на зовнішню поверхню тонкостінної ізоляційної пробірки, наповненої досліджуванним розчином, встановлені електроди в ємнісних (рис.10.7, б) або вимірювальна обмотка в індуктивних (рис.10.7, в) перетворювачах. Такі перетворювачі вмикаються звичайно в резонансний контур, який живиться від високочастотного генератора. Добротність такого резонансного контура є функцією концентрації досліджуваного розчину.

Одним із основних джерел похибок резистивних електрохімічних перетворювачів є залежність питомої електропровідності досліджуваного розчину від температури. Для зменшення температурних похибок застосовують термостатування перетворювачів або автоматичну корекцію похибок за допомогою термозалежних опорів.

10.3. Гальванічні перетворювачі рН-метрів

Принцип дії гальванічних перетворювачів рН-метрів базується на залежності електродних потенціалів від активності водневих іонів, за якою можна визначити властивості, зокрема концентрацію водних розчинів. Суть цього способу така. Навіть найчистіша вода має деяку діелектричну провідність, зумовлену наявністю в ній деякої кількості іонів, які виникають у результаті реакції, яка називається автопротолизом



Суть його полягає в переміщенні іонів водню H^+ від одних молекул води до інших. Отже, у водневих розчинах та й у чистій воді вільних

іонів H^+ немає, а є гідратовані іони гідроксонію H_3O^+ . Для спрощення дисоціацію подають як



тобто вважають, що молекули води частково дисоціюють на іони водню H^+ та іони гідроксилу OH^- .

Для дистильованої води та нейтральних розчинів активність a_{H^+} іонів водню дорівнює активності a_{OH^-} іонів гідроксилу, для водних розчинів кислот $a_{H^+} > a_{OH^-}$, і тим більша, чим більша концентрація, а для водних розчинів лугів $a_{H^+} < a_{OH^-}$ і зменшується у міру збільшення концентрації. Водночас для даної температури добуток цих активностей завжди залишається постійним як для води, так і для водних розчинів кислот і лугів, і характеризується так званим іонним добутком води:

$$K_{H_2O} = a_{H^+} \cdot a_{OH^-}$$

Встановлено, що при нормальній температурі іонний добуток води $K_{H_2O} = 10^{-14}$ (z-іон/л). У чистій воді або в нейтральному розчині активність іонів H^+ та OH^- однакова, тобто

$$a_{H^+} = a_{OH^-} = \sqrt{K_{H_2O}} = 10^{-7} \text{ z-іон/л.}$$

Іонний добуток води $K_{H_2O} = a_{H^+} \cdot a_{OH^-}$ при даній температурі залишається сталим також і для будь-якого водного розчину, зокрема для розчинів кислот із залишком іонів H^+ або основ із надлишком іонів OH^- .

Отже, при $K_{H_2O} = const$ для оцінки властивостей водних розчинів достатньо виміряти, наприклад, активність водневих іонів. На практиці для зручності обчислень активність водневих іонів характеризують водневим показником pH , який визначається як від'ємний логарифм активності іонів водню:

$$pH = -\lg(a_{H^+}) = -\lg(f_{H^+} \cdot c_{H^+})$$

Показник pH для водних розчинів при нормальній температурі змінюється від 0 для сильно концентрованих водних розчинів кислот до 14 одиниць для концентрованих водних розчинів лугів. У розчинах неводних розчинників показник pH залежно від концентрації буде змінюватися в інших межах, наприклад, в аміаку 0...32,7 од.

Прилад, призначений для вимірювання pH , називають pH -метром. Найточніший і найуніверсальніший метод вимірювань pH базується на визначенні електродних потенціалів різних електродів, розміщених в досліджуваному розчині. Гальванічні перетворювачі pH -метрів складаються з двох напівелементів: скляного вимірювального, електродний потенціал якого є функцією pH_X досліджуваного розчину та допоміжного, електродний потенціал якого відомий і не залежить від властивостей досліджуваного розчину.

Скляний вимірювальний напівелемент (рис.10.8, а) – це тонкостінна (0,05...0,1 мм) колба 1, нижня сферична частина 2 якої виготовлена із спеціального мембранного скла і заповнена так званим буферним розчином, тобто розчином із відомим значенням pH_0 . Всередині колби розміщений хлорсрібний допоміжний електрод 3 (платиновий стержень, покритий шаром хлористого срібла). При зануренні такого скляного напівелемента в досліджуваний розчин на зовнішній стінці колби на межі скло-досліджуваний розчин виникає електродний потенціал e_1 , значення якого є функцією pH_X . Це пояснюється процесами іонного обміну. Лужні іони скла (натрій чи літій) переходять у розчин, а їх місця займають рухливіші іони водню із розчину. Внаслідок цього поверхневий шар скла буде насиченим водневими іонами, а скляний електрод набуде властивостей водневого електрода. Водночас на внутрішній стінці колби виникає електродний потенціал e_2 , значення якого зумовлене властивостями буферного розчину, не залежить від pH_X і є незмінним при незмінній температурі. Ще один електродний потенціал e_3 , незалежний від pH_X , виникає на хлорсрібному електроді. Результативний електродний потенціал e_x вимірювального напівелемента дорівнюватиме алгебричній сумі трьох вищезгаданих електродних потенціалів і міститиме складову $e_0=e_2+e_3$, незалежну від pH_X , та складову e_1 , що є функцією вимірюваної величини pH_X :

$$e_x=e_0+e_1=e_0+e_{pH} pH_X,$$

де e_0 – електродний потенціал вимірювального напівелемента при $pH_X=0$; e_{pH} – коефіцієнт, значення якого зумовлене параметрами вимірювального напівелемента (питома ЕРС електрода, мВ/рН).

Шар скла між обома поверхнями колби є, по суті, провідником з великим електричним опором ($R_M=10^6 \dots 10^9$ Ом) (рис.10.8, б), який з'єднує електрично два джерела ЕРС, а саме e_1 та e_0 .

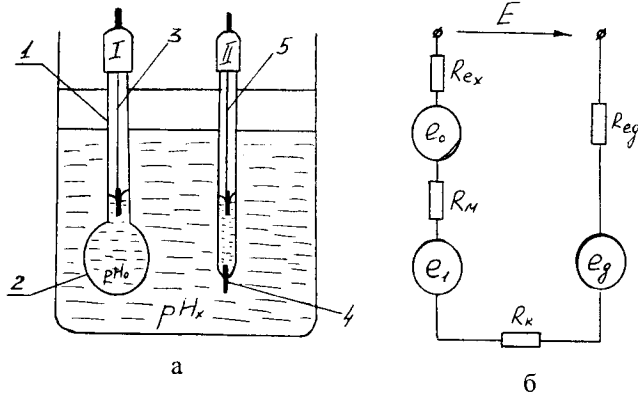


Рис.10.8. Будова гальванічного перетворювача pH -метра та еквівалентна електрична схема

Як допоміжний може бути використаний розглянутий вище водневий напівелемент. Але його практичне застосування обмежене через необхідність безперервного насичення воднем. Тому на практиці використовують звичайно так звані хлорсрібні чи інші напівелементи.

Допоміжний хлорсрібний напівелемент (електрод) – це товстостінний скляний корпус, всередині якого знаходиться срібний електрод, поміщений в 3,5 н. розчин KCl , що містить кристал хлористого срібла. Від досліджуваного розчину внутрішня частина електрода ізолювана гумовими мембранами, в просторі між якими знаходиться також 3,5 н. розчин KCl . Дифузійний потенціал на поверхні розділювальної мембрани досягає до 10 мВ. Загальний опір електрода не перевищує 20 кОм.

Допоміжний напівелемент може бути розміщений в досліджуваному розчині чи за його межами, але в обидвох випадках з'єднаний з досліджуванним розчином за допомогою відповідно розділювальної мембрани чи електролітичного ключа. На рис.10.8, а допоміжний напівелемент II поміщений в досліджуваний розчин і електрично з'єднаний з ним за допомогою електролітичного ключа 4. Еквівалентна електрична схема такого гальванічного перетворювача наведена на рис.10.8, б. Тут e_d – електродний потенціал допоміжного напівелемента, R_{ex} та R_{ed} – відповідно опір електроліту всередині вимірювального електрода (нехтівно малий) та загальний опір допоміжного електрода.

Вихідною величиною такого гальванічного перетворювача буде різниця електродних потенціалів

$$E = e_x - e_d = e_0 - e_d + e_{pH} pH = E_0 + e_{pH} pH .$$

Основними складовими похибками *pH*-метрів є температурна похибка, а також дифузійні потенціали. Для зменшення температурної похибки застосовують електричні кола температурної корекції, а для зменшення дифузійних потенціалів – з'єднання напівелементів через електролітичний ключ.

10.4. Електрокінетичні перетворювачі

Залежно від виду вхідної та вихідної величин електрокінетичні перетворювачі можуть бути розділені на дві групи. До першої належать перетворювачі, вхідною величиною яких є градієнт тиску в рідині всередині перетворювального елемента, а вихідною – ЕРС. До другої групи належать перетворювачі, вхідною величиною яких є напруга або струм, які підводяться через осмотичну комірку до електродів, а вихідною – переміщення, яке визначається об'ємом рідини, що переноситься через пористу перегородку, або ж осмотичний тиск.

В одних і в інших перетворювачах вхідна величина може бути як сталою в часі, так і змінною. Вихідна величина також буде сталою чи змінною.

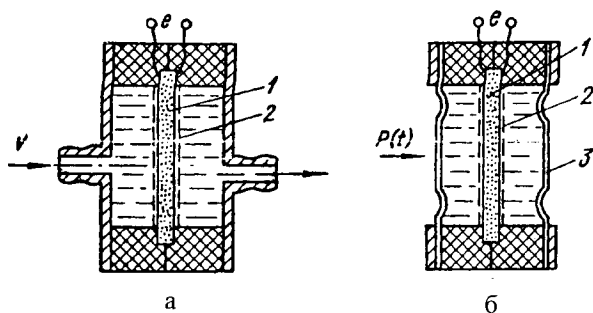


Рис.10.9. Будова електрокінетичних перетворювачів зі штвиною пористою перегородкою

Найбільш поширені серед перетворювачів механічних величин в ЕРС перетворювачі зі штвиними перетворювальними пористими перегородками 1 і перфорованими електродами 2 (рис.10.9). В перетворювачах зі сталою вхідною величиною, які називаються перетворювачами сталої течії, робоча рідина безперервно протікає через перетворювальний елемент в одному напрямку. Перетворювач зі змінною

вхідною величиною містить обмежений об'єм рідини, що знаходиться в його робочій камері. Перші застосовуються при вимірюваннях витрат і для контролю складу рідин, другі – для перетворень різноманітних механічних величин, наприклад, тиску, швидкості, прискорення.

Осмотичні перетворювачі широко не застосовуються як перетворювачі вимірювальної інформації, тому зупинятися на них ми не будемо.

Створення електрокінетичних перетворювачів пов'язане з певними конструктивними труднощами, що пояснюються, головним чином, вибором необхідних матеріалів, які забезпечили б одержання бажаних технічних характеристик, їх стабільності в часі тощо. Це, насамперед, стосується чутливого елемента або так званої перетворюючої пари: робоча рідина та пориста перегородка. Робоча рідина в парі з відповідною пористою перегородкою повинна забезпечувати максимальний електрокінетичний ефект, мати велику діелектричну проникність, малу електропровідність та механічну в'язкість. Пориста перегородка повинна мати високі електроізоляційні властивості, достатню механічну міцність. Як робочі рідини використовують однокомпонентні полярні рідини, такі, як ацетон, нітробензол, ацетонітрил, а для перегородок – поліетилен, кварц, фторопласт-4, скло.

Найтехнологічнішими для корпусів електрокінетичних перетворювачів є полімерні матеріали. В деяких випадках можливе використання хемічно стійкого скла. Мембрани таких перетворювачів можуть бути як металевими (фосфориста або берилієва бронза), так і неметалевими, наприклад, поліетиленові або фторопластові плівки.

Розглянемо деякі найхарактерніші електрокінетичні перетворювачі. Електрокінетичний перетворювач вібрографа (рис.10.10) складається з електрокінетичного чутливого елемента 1, вібраційні коливання до якого передаються від досліджуваного елемента через шуп 2. Корпус 3 перетворювача в процесі роботи повинен бути прикріплений до нерухомого об'єкта. Діюче значення

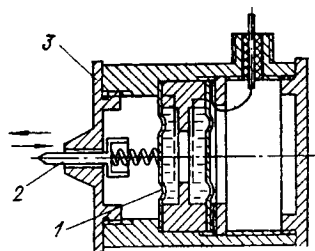


Рис.10.10. Будова електрокінетичного перетворювача віброметра

вихідної ЕРС при синусоїдному характері вібраційних коливань таке

$$e_- = \frac{\varepsilon \xi W X_m}{4\pi\mu(\lambda_v + \lambda_s)S_M} \frac{\omega\tau}{\sqrt{1+(\omega\tau)^2}},$$

де W – штивність пружного елемента шупа; X_m – амплітуда перетворюваного сигналу; S_M – площа мембран; τ – механічна стала часу.

Якщо $\omega\tau \gg 1$, вихідний сигнал буде лінійною функцією амплітуди віброколивань:

$$e_- = \frac{\varepsilon \xi W}{4\pi\mu(\lambda_v + \lambda_s)S_M} X_m.$$

Електрокінетичні віброперетворювачі характеризуються такими технічними даними: частота віброколивань 5...200 Гц, амплітуда 15...500 мкм, механічна стала часу від сотих часток до однієї секунди, а чутливість в робочому діапазоні 0,1...1 мВ/мкм.

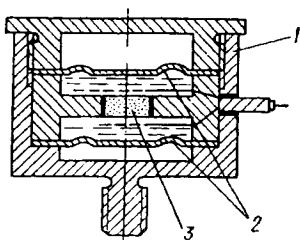


Рис. 10.11. Будова електрокінетичного перетворювача акселерометра

На рис.10.11 показана будова електрокінетичного лінійного акселерометра. Під час роботи корпус акселерометра 1 жорстко кріпиться до досліджуваного об'єкта, внаслідок чого коливання досліджуваного об'єкта передаються безпосередньо на корпус перетворювача. Внаслідок інерції рідини в камерах комірки та наявності

пружних мембран 2 переміщення рідини відносно пористої перегородки 3 приводить до появи на виході перетворювача ЕРС, яка при дотриманні певних конструктивних вимог буде пов'язана з досліджуваним прискоренням залежністю

$$e_- = \frac{\varepsilon \xi M}{4\pi\mu(\lambda_v + \lambda_s)S_M} \frac{d^2 x(t)}{dt^2},$$

де M – сумарна маса рідини, що заповнює перетворювач, та двох мембран; $x(t)$ – функція, яка описує характер коливального руху досліджуваного об'єкта.

ГАЛЬВАНОМАГНІТНІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ

11.1. Основні гальваномангнітні ефекти

Гальваномангнітними називаються ефекти, суть яких полягає в зміні фізичних властивостей провідників або напівпровідників при протіканні через них електричного струму і одночасної дії на них магнітного поля. До них належить ефект Холла, магніторезистивний ефект (ефект Гаусса), ефект Нернста та інші.

Суть ефекту Холла полягає у виникненні поперечної різниці потенціалів (ЕРС Холла) під дією електричного струму, що проходить через гальваномангнітний елемент та перпендикулярного до нього магнітного потоку. В даних умовах у гальваномангнітному елементі виникає також ефект Еттінгсгаузена, що викликаний появою поперечної різниці температур. Внаслідок цього ефекту в гальваномангнітному елементі виникає поперечна термо-ЕРС.

Магніторезистивний ефект проявляється в зміні електричного опору провідника під дією магнітного поля.

Існують інші гальваномангнітні явища, зокрема поперечний ефект Нернста-Еттінгсгаузена, суть якого полягає у виникненні поперечної різниці потенціалів під дією магнітного поля і теплового потоку. В гальваномангнітному елементі, що містить поздовжній градієнт температури, під дією магнітного поля виникає поперечний градієнт температур (ефект Рігі-Ледюка) і, як наслідок – поперечна термо-ЕРС.

Гальваномангнітні ефекти найсильніше виражені в напівпровідниках із суто електронною або суто дірковою провідністю (германій, кремній, вісмут, арсенід індію, арсенід галію, селенід ртуті, арсенід кадмію та інші), з яких і виготовляються гальваномангнітні перетворювачі.

Суть гальваномангнітного ефекту Холла можна пояснити так. Якщо через відносно довгу пластину ($l \gg b$), виконану з напівпровідника, наприклад, з n -провідністю, поміщену в магнітне поле (рис.11.1), пропустити в напрямі осі X електричний струм I , то на кожний електрон, що рухається всередині пластини, діє сила Лоренца. Якщо

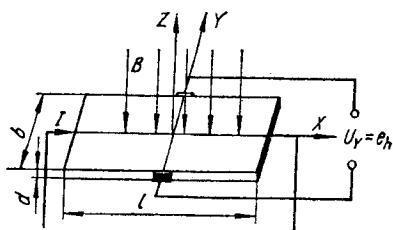


Рис. 11.1. До принципу дії перетворювача Холла

вектор індукції B нормальний до площини пластини, тобто спрямований вздовж осі Z , сила Лоренца дорівнює

$$F_l = e_0 v B,$$

де e_0 – заряд електрона, v – середня швидкість руху носіїв заряду в напрямку лінії струму.

Під дією цієї сили електрони будуть відхилятися до однієї із поздовжніх граней пластини, внаслідок чого їх концентрація збільшиться, а на протилежній грані – зменшиться. Це приведе до просторового розподілу зарядів і до появи деякої різниці потенціалів між гранями і, відповідно, до виникнення поперечної складової напруженості E_y електричного поля, що називається напруженістю Холла. В результаті на електрон починає діяти, крім сили Лоренца F_l , сила електричної взаємодії

$$F_2 = e_0 E_y.$$

Нагромадження зарядів на поздовжніх гранях пластини буде продовжуватись доти, доки дія електричного поля Холла на заряди не зрівноважить дію сили Лоренца. Умова рівноваги матиме вигляд

$$E_y = vB.$$

Оскільки струм I , що протікає через прямокутну пластину перетином $b \times d$, пов'язаний з середньою швидкістю носіїв заряду співвідношенням

$$v = \frac{I}{e_0 n b d},$$

то вираз для E_y можна записати у вигляді:

$$E_y = \frac{I}{e_0 n b d} B,$$

звідки ЕРС Холла

$$e_h = E_y b = \frac{IB}{e_0 n d} = \frac{R_h}{d} IB,$$

де $R_h = 1/(e_0 n)$ – коефіцієнт Холла, що залежить від природи матеріалу чутливого елемента (пластини); n – концентрація електронів, тобто їх кількість в одиниці об'єму.

Вираз $E_y = IB / (e_0 n b d)$ справедливий для ідеального напівпровідника, безмежно довгого в напрямі осі X . Але ним можна користуватися, якщо довжина пластини більша за її ширину в 2–3 рази.

ЕРС Холла може бути сталою або змінною залежно від того, в яке поле поміщений перетворювач і яким струмом він живиться. Якщо індукція досліджуваного поля і струм живлення незмінні, тоді e_h – стала. Якщо індукція поля стала, а струм живлення змінний (чи навпаки), тоді e_h буде змінною і тієї ж частоти, що і частота змінної вхідної величини.

У напівпровідниках з p -провідністю при тому ж напрямку струму і магнітного поля полярність ЕРС Холла буде протилежною полярності холлівської ЕРС напівпровідника з n -провідністю, коефіцієнт Холла $R_h = I / (e_0 p)$, де p – концентрація дірок. У технічних розрахунках дуже часто користуються виразом для коефіцієнта Холла, записаного через рухливість μ носіїв заряду, яка дорівнює відношенню швидкості v спрямованого руху носіїв до напруженості E зовнішнього електричного поля, що викликає цей рух:

$$\mu = v / E$$

Враховуючи, що напруженість E пов'язана із струмом I , що протікає через пластину, її геометричними розмірами і її питомим електричним опором ρ залежністю

$$I = \frac{E b d}{\rho},$$

вираз для ЕРС Холла набирає вигляд

$$e_h = \frac{\mu \rho}{d} B I,$$

а

$$R_h = \mu \rho.$$

Якщо відсутнє зовнішнє магнітне поле, а відповідно, і електричне поле Холла, екіпотенціальні лінії електричного поля будуть перпендикулярні до поздовжніх граней пластини. Якщо наявне магнітне поле, нормальне до площини пластини, екіпотенціальні лінії відхиляються на деякий кут Θ , що називається кутом Холла. Тангенс кута Холла визначається виразом

$$\operatorname{tg} \Theta = \frac{E_y}{E} = \mu B.$$

Отримані вище вирази для коефіцієнта Холла справедливі, коли електричний струм в гальваномагнітному перетворювачі є результатом перенесення зарядів одного знака, електронів чи дірок. Для напівпровідника зі змішаною провідністю вираз для коефіцієнта Холла має вигляд:

$$R_h = \frac{A}{e_0} \frac{n\mu_n^2 - p\mu_p^2}{(n\mu_n - p\mu_p)^2},$$

де A – коефіцієнт, що залежить від конструктивних параметрів; μ_n та μ_p – рухливості відповідних носіїв заряду.

Якщо гальваномагнітний перетворювач увімкнений до джерела напруги ($U = \text{const}$), а не до джерела струму, то виражаючи струм через прикладену напругу, питомий електричний опір і площу перетину пластини, отримаємо

$$e_h = \frac{b}{l} \mu B U.$$

Як зрозуміло з останнього виразу, ЕРС Холла пропорційна за інших однакових умов рухливості носіїв заряду.

Викривлення траєкторії носіїв заряду під дією магнітного поля викликає в гальваномагнітному елементі гальванорезистивний ефект,

тобто ефект збільшення електричного опору. Кількісно він проявляється по-різному і залежить від матеріалу гальванорезистивного елемента та його форми. В провідникових матеріалах гальванорезистивний ефект проявляється слабо. Значно сильніше він проявляється в деяких напівпровідниках.

Залежність відносної зміни опору під впливом зовнішнього магнітного

поля від форми гальваномагнітного чутливого елемента наведена на рис. 11.2.

Найбільшу відносну зміну опору під впливом зовнішнього магнітного поля мають магніторезистори, виконані в формі диска Корбіно, а також у вигляді плоскої пластини, довжина якої значно менша за її ширину.

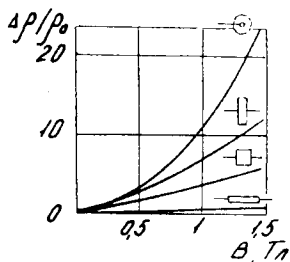


Рис. 11.2. Залежність відносної зміни опору від індукції

Зміна питомого електричного опору магнітрезистора в магнітному полі визначається залежністю

$$\frac{\Delta\rho}{\rho_0} = A_\phi (\mu B)^m,$$

де ρ_0 – питомий електричний опір напівпровідника при відсутності поля; A_ϕ – коефіцієнт, що залежить від форми магнітрезистора; показник степеня $m=2$ для слабких магнітних полів (переважно $B < 0.2 \dots 0.4$ Тл), для яких виконується умова $\mu B \ll 1$, і $m=1$ для сильних магнітних полів, коли $\mu B \gg 1$. Точніше залежність відносної зміни опору від магнітної індукції апроксимується виразом

$$\frac{\Delta\rho}{\rho_0} = \frac{AB^2}{1 + \mu^2 B^2}.$$

Із останнього виразу випливає, що при малих значеннях індукції значення $\frac{\Delta\rho}{\rho_0}$ залежить від індукції за квадратичним законом, а при великих значеннях індукції відношення $\frac{\Delta\rho}{\rho_0}$ не залежить від індукції і визначається лише значенням сталого коефіцієнта A .

11.2. Перетворювачі Холла

Перетворювачі Холла (ПХ) повинні мати високу чутливість до зміни магнітного поля, максимальну ЕРС Холла при заданій індукції магнітного поля, лінійну залежність ЕРС Холла від значення індукції магнітного поля, малу температурну похибку.

На практиці важко виготовити елемент, який одночасно задовольняв би всі вищезгадані вимоги. Тому, враховуючи конкретне призначення перетворювача, забезпечують високі показники одних параметрів та свідомо занижують значення інших.

Конструктивне виконання і геометричні розміри перетворювачів Холла можуть бути найрізноманітнішими. Найчастіше вони виготовляються у формі плоскої чотирикутної пластини (рис. 11.1), до поперечних граней якої приєднуються суцільні електроди, що служать для підведення електричного струму. До центрів поздовжніх граней прикріплені так звані холлівські електроди, виготовлені у вигляді точкових контактів.

Плівкові перетворювачі разом з выводами виготовляють випаруванням у вакуумі вихідної речовини, яка осідає тонким шаром на ізоляційній підкладці. Вони можуть бути надзвичайно малих розмірів.

Чутливість до магнітної індукції (магнітна чутливість) перетворювача Холла визначається як відношення ЕРС до магнітної індукції B при заданому струмі ($I = \text{const}$)

$$S_B = \frac{e_h}{B} = \frac{R_h}{d} I.$$

Оскільки стала Холла R_h обернено пропорційна до концентрації носіїв, то для виготовлення перетворювачів Холла придатні лише такі матеріали, які мають низьку концентрацію носіїв заряду. У металах концентрація носіїв заряду знаходиться на рівні 10^{22} $1/\text{см}^3$, у напівпровідниках – 10^{14} $1/\text{см}^3$. Отже, напівпровідники забезпечують більшу магнітну чутливість.

Оскільки стала Холла пропорційна рухливості носіїв заряду, то для виготовлення ПХ використовують напівпровідники з високою рухливістю носіїв заряду. Звичайно це електронні напівпровідники, такі, як селенід та телурид ртуті, арсенід галію, арсенід індію, германій, кремній.

Якщо перетворювач знаходиться в магнітному полі, вектор індукції B якого спрямований перпендикулярно площині перетворювача, то при наявності струму I на холлівських електродах з'являється ЕРС, уточнене значення якої

$$e_h = \frac{R_h}{d} IB f\left(\frac{l}{b}, B\right) = \gamma_0 IB,$$

де l , d , b – відповідно довжина, ширина і товщина перетворювача;

$\gamma_0 = \left(\frac{R_h}{d}\right) f\left(\frac{l}{b}, B\right)$ – питома чутливість ненавантаженого перетворювача;

$f\left(\frac{l}{b}, B\right)$ – функція, що характеризує залежність питомої чутливості від геометричних розмірів перетворювача і від індукції.

Отже, загалом E_h є нелінійною функцією. Практично лінійною можна вважати функцію перетворення такого перетворювача, в якому відношення довжини до ширини більше ніж 2...3 і верхня межа діапазону перетворення за індукцією не перевищує 1...5 Тл.

Якщо перетворювач Холла навантажений на зовнішній опір R_H , то напруга на холлівських електродах

$$U_2 = e_h - I_2 R_2,$$

де I_2 – вихідний струм перетворювача; R_2 – опір перетворювача між холлівськими затискачами.

Враховуючи, що

$$I_2 = \frac{e_h}{R_H + R_2}$$

матимемо

$$U_2 = e_h \left(1 - \frac{R_2}{R_2 + R_H} \right) = \frac{e_h}{1 + \frac{R_2}{R_H}} = \gamma_0 \frac{IB}{1 + \frac{R_2}{R_H}} = \gamma_H IB.$$

Величина γ_H називається питомою чутливістю навантаженого перетворювача.

Основні характеристики деяких типів перетворювачів Холла наведені в табл.11.1.

Таблиця 11.1

Основні характеристики деяких типів перетворювачів Холла

Тип	Матеріал	Розміри чутливого елемента, мм	Номинальний струм, мА	Опір, Ом		Питома чутливість, В/(А·Тл)
				Струмове коло	Вихідний	
X-500	фосфід індію	0,8×0,5×0,1	100	0,7	7	0,6...1
X-114	Германій	8×4×0,25	50	18	30	8...12
ДХК-7С	Кремній	12×6×0,2	20	500	1000	45
X-200	арсенід індію	0,8×0,5×0,1	130	0,5	5	0,6...1,3

Одним з основних джерел похибок ПХ є напруга нееквіпотенціальності, що виникає при протіканні через перетворювач струму і відсутності магнітного поля та є результатом деякої асиметрії холлівських електродів, тобто їх неточного розміщення по лінії однакового потенціалу.

Вплив напруги нееквіпотенціальності усувається, звичайно, схемним способом (рис.11.3). Для оцінки можливого значення напруги нееквіпотенціальності для більшості типів перетворювачів Холла, що

виготовляються промисловістю, вказується коефіцієнт нееквіпотенціальності $K_{н.е.}$, що являє собою відношення напруги нееквіпотенціальності до струму, що його зумовлює. Значення $K_{н.е.}$ для перетворювачів типу Х-500 дорівнює $2,5 \cdot 10^{-3}$ В/А, для ДХК-7С – 0,8 В/А, а для Х-200 не перевищує 3-10 В/А.

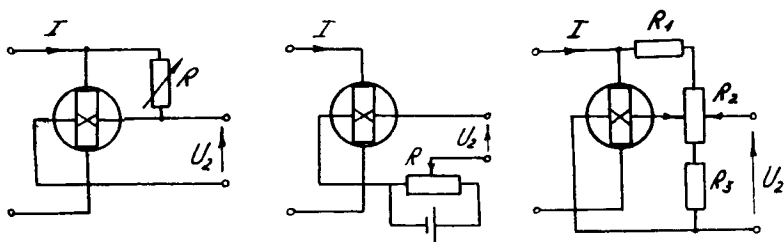


Рис.11.3. Схеми компенсації напруги нееквіпотенціальності

Перетворювачі Холла широко застосовуються як вимірювальні перетворювачі електричних величин, зокрема перетворювачі електричної потужності, як пристрої перемноження двох електричних величин. В останньому випадку одна з електричних величин перетворюється попередньо за допомогою електромагнітного перетворювача в магнітну індукцію. Електромагнітний перетворювач забезпечує гальванічну розв'язку кіл.

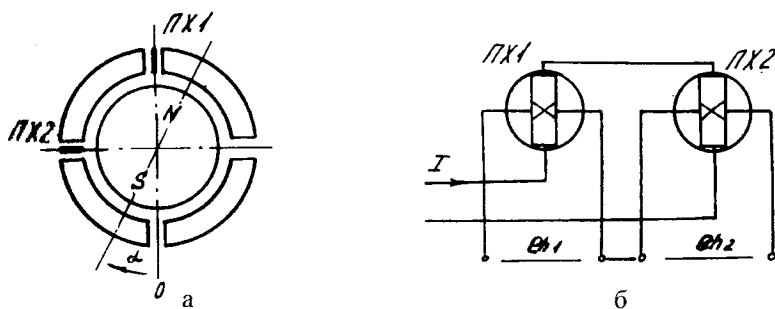


Рис.11.4. Будова перетворювачів кутових переміщень

Важливою галуззю, в якій сьогодні застосовуються ПХ, є безконтактні вимірювання неелектричних величин, здебільшого таких, як кутове і лінійне переміщення, параметри вібрації. Перетворювач кута повороту або кутових переміщень (рис.11.4) складається з рухомої

частини у вигляді намагніченого в радіальному напрямку циліндричного магніту, нерухомого магнітного ярма, в повітряних проміжках якого встановлені радіально і зміщені один відносно іншого на кут 90° два ідентичні ПХ.

Якщо рухома частина відхиляється на кут α від початкового положення, то ЕРС Холла, що індукуються в перетворювачах, будуть відповідно дорівнювати

$$e_{h1} = e_h \sin \alpha;$$

$$e_{h2} = e_h \cos \alpha.$$

Якщо перетворювачі увімкнені за схемою (рис.11.4, б), то

$$e_h = e_{h1} + e_{h2} = e_h (\sin \alpha + \cos \alpha) = e_h f(\alpha).$$

Два інші повітряні проміжки в магнітному ярмі зроблені для забезпечення симетрії магнітного потоку в ярмі. Для збільшення чутливості в цих проміжках також можуть бути встановлені ПХ, їх встановлюють на одній осі, з'єднуючи попарно паралельно відносно струмових затискачів і послідовно по холлівських виходах. Такі перетворювачі з зовнішнім діаметром 1...3 см можуть забезпечувати перетворення кутових переміщень з похибкою, меншою за 1 %.

Принцип перетворення лінійних переміщень такий. Якщо ПХ поміщений в неоднорідне магнітне поле, то напруга Холла буде залежати від значення вимірюваного переміщення. Отже, проблема створення цих перетворювачів полягає в розробленні таких магнітних систем, для яких залежність ЕРС Холла від переміщення була б лінійною. Такою є магнітна система давача,

що на рис.11.5. Тут перетворювач Холла 1 розміщений між зовнішніми магнітними ярмами 2 постійних магнітів 3 і 4. Переміщення ПХ, через який в поздовжньому напрямі протікає стабільний електричний струм, здійснюється у напрямі

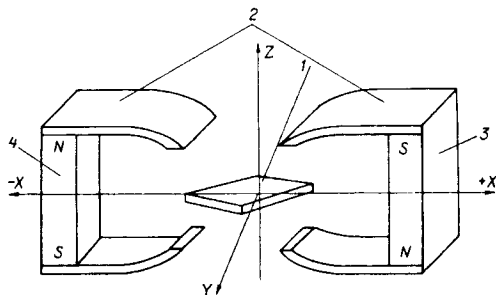


Рис.11.5. Магнітна система давача

осі X. Похибка таких давачів переміщень у межах $\pm(1...2 \text{ мм})$ може бути меншою за 1,5 %. На основі подібних принципів будують перетворю-

вачі віброметрів, акселерометрів, сейсмографів та інших засобів вимірювань механічних величин.

Крім цього, перетворювачі Холла застосовують в перетворювачах тиску. В цьому випадку ПХ, розміщений в магнітному полі з великим градієнтом, механічно з'єднаний з елементом, що змінює своє розташування під впливом тиску.

11.3. Магніторезистивні перетворювачі

Для виготовлення магніторезистивних перетворювачів напруженості та індукції магнітного поля використовуються напівпровідники з високою рухливістю носіїв струму, зокрема антимонід індію, арсенід індію, евтектичні сплави антимоніду індію та антимоніду нікеля, а також телурид і селенід ртуті та інші напівпровідникові сплави.

Основними характеристиками магніторезистивних перетворювачів є електричний опір R_0 при відсутності магнітного поля, функція перетворення, тобто залежність опору від значення магнітної індукції, а також температурний коефіцієнт опору.

З наведених вище виразів неважко встановити, що функцію перетворення магніторезистивного перетворювача можна апроксимувати виразом

$$R_B = R_0 [1 + A_\phi (\mu B)^n],$$

або

$$R_B = R_0 \left[1 + \frac{AB^2}{1 + \mu^2 B^2} \right].$$

Характер залежності опору від магнітної індукції визначається фізичними властивостями матеріалу перетворювача, а також його формою (рис.11.2). Як вже відзначалось, найбільша залежність опору від індукції проявляється в диску Корбіно. Однак цей диск має дуже малий опір (від кількох десятих ома до одиниць ома), що зумовлено не тільки формою перетворювача, але й властивостями матеріалів, що використовуються для магніторезистивних перетворювачів, а саме високою рухливістю носіїв струму (малим питомим електричним опором). Крім цього, навантажувальна спроможність диска Корбіно за струмом сильно обмежена. Це пояснюється високою густиною струму в зоні

центрального електрода. Функція перетворення такої форми магніторезистивного перетворювача має квадратичний характер.

У магніторезисторах прямокутної форми магніторезистивний ефект проявляється слабше ніж у перетворювачах у формі диска Корбіно. Однак вони мають значні переваги, зокрема залежність $R_B = f(B)$ має квадратичний характер тільки в слабких магнітних полях і практично лінійна в полях, починаючи з 0,3...0,4 Тл. Електричний опір магніторезистора у формі прямокутника також невеликий і залежить від конструкції і матеріалу перетворювача і може становити від одиниць до кількох десятків Ом. Для його збільшення при одночасному збереженні високої чутливості магніторезистор виконують у вигляді ряду послідовно сполучених напівпровідникових пластин, розділених струмопровідними шарами. В цьому випадку перетворювачу надають, звичайно форми меандра.

Послідовно сполучені ділянки напівпровідника з розділюючими електропровідними шарами створюються сьогодні різними способами. Найперспективнішим є спосіб, що базується на отриманні напівпровідникової сполуки особливої структури. Основою для створення такої сполуки може бути, наприклад, антимонід індію, що має високу рухливість носіїв. Якщо в цей матеріал додати 1,8 % антимоніду нікелю, то після сплавлення при температурі 700...800 °С в атмосфері аргону або водню і наступним вирощуванням синтезованого матеріалу методом спрямованої кристалізації антимонід нікелю викристалізовується в антимоніді індію у вигляді голок діаметром близько 1 мкм і довжиною 10...50 мкм, розташованими паралельно одна одній і достатньо рівномірно на відстані від десятків мкм до десятих часток міліметра.

Питома провідність антимоніду індію дорівнює приблизно $2 \cdot 10^4 \text{ Ом}^{-1} \cdot \text{м}^{-1}$, а питома провідність голок з антимоніду нікелю становить $7 \cdot 10^6 \text{ Ом}^{-1} \cdot \text{м}^{-1}$. Отже, голки відіграють роль добре електропровідних електродів, які розділяють основний напівпровідник на окремі зони з малим відношенням довжини до ширини. Потрібно звернути увагу на ту важливу обставину, що антимонід нікелю практично не розчиняється в затверділому антимоніді індію і не має легуючої дії на властивості останнього.

Магніторезистивні перетворювальні елементи з евтектичного сплаву можуть виготовлятися у вигляді прямокутників, кілець або, з

метою збільшення опору, у вигляді меандра. Виготовляють їх так. На ізоляційну підкладку 1 (рис.11.6) приклеюють або закріплюють іншим способом напівпровідникову смужку 2 товщиною 15...30 мкм. Методом фототравлення магнітрезистору надається необхідна форма, після чого наносять контакти і перевіряють його параметри.

Для магнітрезисторів, виготовлених з евтектичного сплаву, магнітрезистивне відношення R_B/R_0 сильно залежить від взаємних напрямів струмопровідних голок, електричного струму і вектора магнітної індукції. Якщо напрями електропровідних голок, електричного струму через магнітрезистор та вектор магнітної індукції взаємно перпендикулярні, то це відношення буде максимальним. На рис.11.6, б наведені залежності R_B/R_0 магнітрезистора з евтектичного сплаву (антимонід індію – антимонід нікелю) від кута φ між напрямом голок і вектором магнітної індукції (крива 1), а також від кута ψ між напрямом струму та магнітної індукції (крива 2). Залежність 1 отримана при $\psi = \pi/2$, а залежність 2 при $\varphi = \pi/2$.

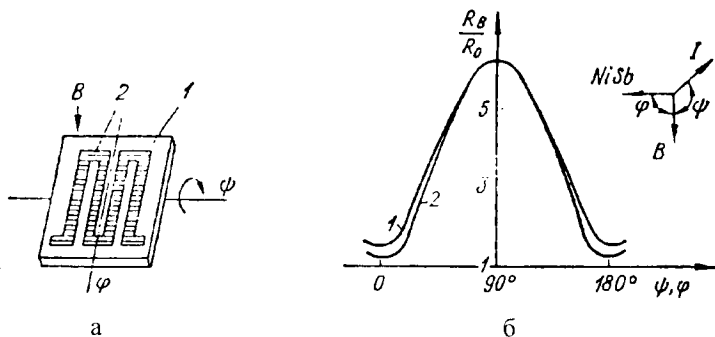


Рис.11.6. Зовнішній вигляд магнітрезистора та залежність його магнітрезистивного відношення від φ та ψ

Як і для інших напівпровідникових перетворювачів, для магнітрезисторів характерна значна температурна нестабільність опору. Так, ТКО антимоніду індію становить 1.2 %/град, для евтектичного сплаву, легованого телуrom, ТКО може бути зменшений до 0,02...0,05 %/град. Магнітрезистори мають помітну частотну залежність, яка, своєю чергою, залежить від форми магнітрезистора. Зокрема, для диска Корбіно частотна залежність практично не проявляється, а для магнітрезисторів прямокутної форми при зміні частоти від 0 до 10 МГц відношення R_B/R_0 зменшується приблизно на 7...10 %.

Важливим параметром магніторезистивних перетворювачів магнітного поля є допустиме значення вимірювального струму $I_{\text{доп}}$, що лімітується допустимим перегріванням перетворювача.

Загалом $I_{\text{доп}}$ є складною функцією властивостей матеріалу чутливого елемента магніторезистивного перетворювача, його геометричних розмірів, індукції і визначається звичайно експериментально. Максимальне допустиме значення вимірювального струму потрібно вибирати в межах лінійної ділянки характеристики при максимальних значеннях магнітної індукції.

В технічній документації на магніторезистори задають допустиме значення вимірювального струму $I_{\text{доп}}$, при $B = 0$. Значення допустимого струму при будь-яких інших індукціях в межах діапазону перетворення може бути знайдене за формулою

$$I_{\text{доп}} = I_{0\text{доп}} \sqrt{\frac{1}{1 + (\Delta\rho/\rho_0)_B}}$$

де $(\Delta\rho/\rho_0)_B$ – відносна зміна питомого опору для даної індукції.

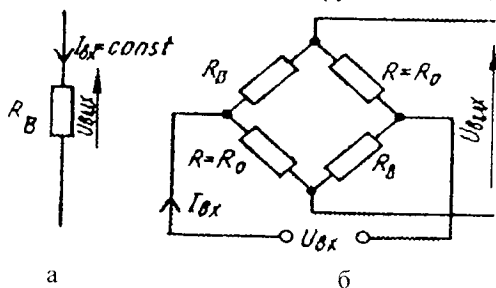


Рис.11.7. Вимірювальні кола магніторезистивних перетворювачів

Магніторезистори, як і перетворювачі Холла, можуть безпосередньо застосовуватися для вимірювального перетворення індукції магнітного поля в напругу. Оскільки магніторезистор є пасивним перетворювальним елементом, то його необхідно вмикати в електричне коло, яке забезпечує протікання через нього електричного струму. Найчастіше магніторезистори вмикаються в мостові кола. При цьому живлення мостового кола може бути здійсненим у режимах заданого струму, заданої напруги або заданої потужності. Від виду заданого режиму роботи мостової схеми залежить характер її функцій перетворення, тобто залежність $U_{\text{вих}} = f(U_{\text{вх}}, R_{\text{вх}})$ і чутливість схеми.

Залежно від вимірювального кола, в якому увімкнений магніто-резистивний перетворювач, зміна вихідної напруги буде різною функцією перетворюваної індукції. Зокрема, для схеми (рис.11.7, а) зміна напруги на магніторезисторі

$$\Delta U_{\text{вих}} = I(R_B - R_0) = IR_0(\Delta\rho / \rho_0)_B = IR_0 A_\phi (\mu B)^m,$$

а вихідна напруга мостового кола (рис.11.7, б), в два протилежні плеча якого увімкнені ідентичні магніторезистори, а в два інші активні опори R_0 , значення яких дорівнює опору магнітного резистора при $B=0$, у випадку живлення мостового кола від джерела струму ($I = \text{const}$)

$$U_{\text{вих}} = \frac{R_0}{2} I_{\text{вх}} A_\phi (\mu B)^m,$$

а при живленні від джерела напруги ($U = \text{const}$).

$$U_{\text{вих}} = \frac{U_{\text{вх}}}{1 + 2(\Delta\rho / \rho_0)_B} = \frac{A_\phi (\mu B)^m}{2 + A_\phi (\mu B)^m} U_{\text{вх}}.$$

При відсутності магнітного поля, коли $R_B = R_0$, вихідна напруга мостового кола дорівнюватиме 0.

РОЗДІЛ 12

ПЕРЕТВОРЮВАЧІ ОПТИЧНОГО ВИПРОМІНЮВАННЯ

12.1. Основні властивості оптичного випромінювання

В основу принципу роботи перетворювачів оптичного випромінювання покладена залежність параметрів потоку оптичного випромінювання від значення перетворюваної величини. Перетворювач оптичного випромінювання (рис.12.1) має джерело випромінювання, оптичний канал і приймач випромінювання. Вимірювана величина X_1 може впливати на джерело випромінювання безпосередньо, змінюючи параметри випромінюваного потоку Φ_1 , як, наприклад, у перетворювачах фотоелектричних пірометрів, де інтенсивність світлового потоку і спектральний розподіл інтенсивності є функціями вимірюваної температури тіла. Найчастіше вимірювана величина X_2 впливає на параметри оптичного каналу, викликаючи зміни його пропускання, поглинання або розсіювання, що призводить до зміни інтенсивності світлового потоку, який сприймається приймачем випромінювання.

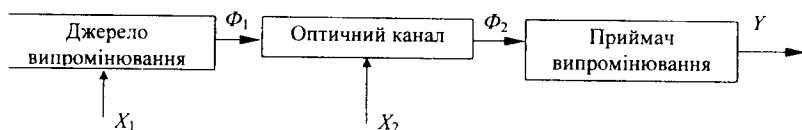


Рис.12.1. Структурна схема перетворювача оптичних випромінювань

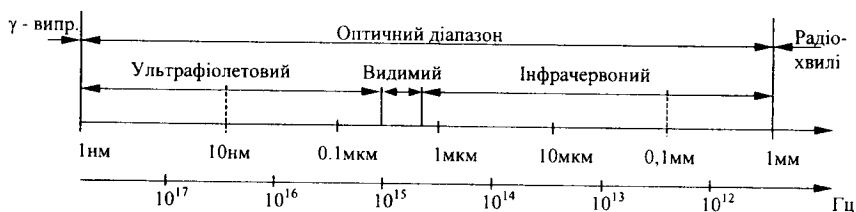


Рис.12.2. Оптичний діапазон електромагнітних хвиль

Іноді довгохвильовий край оптичної області спектра (0,1...1 мм) відносять до субміліметрових радіохвиль, а короткохвильовий (1...10 нм) до м'якого γ -випромінювання.

Інфрачервоне випромінювання чинить теплову дію і значно меншою мірою – фотоелектричну і фотохімічну дію. Випромінювання видимої ділянки спектра дає змогу нам бачити всю різноманітність навколишнього світу і має значні фотоелектричні і фотохімічні дії. Ультрафіолетове випромінювання є невидимим, але значною мірою може сприйматись найрізноманітнішими приймачами випромінювань.

Швидкість розповсюдження електромагнітного випромінювання, зокрема оптичного, в певному середовищі дорівнює:

$$v = \frac{c}{n},$$

де $c=2,998 \cdot 10^8$ [м/с] – швидкість розповсюдження електромагнітних хвиль у вакуумі; n – оптична щільність середовища (показник заломлення).

Для повітря показник заломлення $n=1,0003$, тому швидкість поширення оптичного випромінювання в атмосфері майже не відрізняється від швидкості поширення випромінювання в вакуумі.

Потік оптичного випромінювання без поглинання може поширюватися тільки в вакуумі. Поширення потоку випромінювання у будь-якому середовищі супроводжується частковим поглинанням, а часто ще і частковим його розсіюванням. Інтенсивність пучка паралельних променів при проходженні через речовину на глибину x зменшується внаслідок поглинання згідно з законом:

$$\Phi_x = \Phi_0 e^{-k_\lambda x}$$

Коефіцієнт поглинання k_λ залежить від довжини хвилі і становить для прозорих речовин у видимій області спектра від 10^{-3} м⁻¹ для повітря до 1 м⁻¹ для скла.

Генерація оптичного випромінювання здійснюється збудженням атомів і молекул речовини внаслідок нагрівання (теплове випромінювання), або прямим перетворенням інших видів енергії. В останньому випадку спостерігається холодне або люмінесцентне випромінювання.

Інтенсивність потоку оптичного випромінювання характеризується потужністю випромінювання P [Вт], яка переноситься випромінюванням всіх довжин хвиль, присутніх у потоці. Випромінювальні властивості тіла характеризуються енергетичною світимістю R [Вт/м²], тобто потоком, що випромінюється одиницею поверхні. Інтенсивність потоку, віднесена до одиничного інтервалу довжин хвиль, має назву

спектральної густини потоку P_λ [Вт/м], а відношення світимості до одиничного інтервалу довжин хвиль – спектральної світимості R_λ [Вт/м³].

Різні тіла мають різну випромінювальну здатність. Найбільшу випромінювальну здатність має абсолютно чорне тіло, якому відповідає неперервний спектр випромінювання. Реальні тіла навіть з неперервним спектром випромінювання, мають при однакових з абсолютно чорним тілом температурах меншу випромінювальну здатність, причому для хвиль різної довжини випромінювальна здатність реального тіла зменшена порівняно з абсолютно чорним тілом різною мірою.

Інтенсивність випромінювання різко змінюється зі зміною температури тіла. Залежність спектральної світимості R_λ^* абсолютно чорного тіла від абсолютної температури T визначається згідно з законом Планка:

$$R_\lambda^* = C_1 \lambda^{-5} \left(e^{\frac{C_2}{\lambda T}} - 1 \right)^{-1}$$

де λ – довжина хвилі; $C_1 = 2\pi^5 h c^2 = 3,74 \cdot 10^{-16}$ [Вт·м²] (тут c – швидкість світла; h – стала Планка); $C_2 = hc/k = 1,438 \cdot 10^{-2}$ [м·К] (тут k – стала Больцмана).

Диференціюючи рівняння Планка по λ і прирівнюючи першу похідну до нуля, можна визначити, що максимуму спектральної світимості відповідає $\lambda_{max} \cdot T = 2886 \cdot 10^{-3}$ [м·К], тобто при заданій температурі T максимум спектральної світимості відповідає довжина хвилі $\lambda_{max} = 2,886/T$ [мкм].

Характер залежності спектральної світимості $R_\lambda^* = f(\lambda)$ відображений ізотермами на рис.12.3. При низьких температурах випромінювання на ділянці видимого спектра нехтівно мале. Для цієї ділянки справедливим є $e^{\frac{C_2}{\lambda T}} \gg 1$, а рівняння Планка перетворюються в закон Віна:

$$R_\lambda^* = C_1 \lambda^{-5} e^{-\frac{C_2}{\lambda T}}$$

Рівняння Планка і Віна встановлюють залежності між спектральною світимістю і довжиною хвилі для абсолютно чорного тіла. Спектральна світимість R_λ реального тіла визначається з закону Кірхгофа, згідно з яким:

$$R_\lambda = a_\lambda R_\lambda^*,$$

де a_λ – коефіцієнт поглинання тіла на даній довжині хвилі, що залежить в основному від властивостей тіла, від температури.

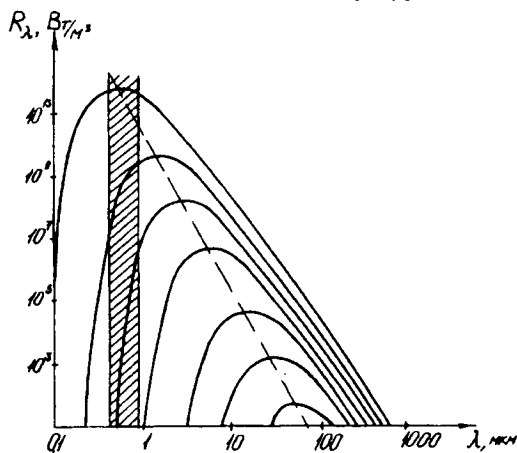


Рис.12.3. Спектральна світність абсолютно чорного тіла

Інтеграл від спектральної світності випромінювання по λ від нуля до безмежності є законом Стефана-Больцмана:

$$R = \int_0^{\infty} R_\lambda d\lambda = C_1 \int_0^{\infty} \lambda^{-5} (e^{C_2/\lambda T} - 1)^{-1} d\lambda = \sigma T^4,$$

де $\sigma = 5,67 \cdot 10^{-8}$ [Вт·м⁻²·К⁻⁴] – стала Стефана-Больцмана, або $R = \varepsilon(T/100)^4$; $\varepsilon = 5,67$ [Вт·м⁻²·К⁻⁴] – коефіцієнт випромінювання абсолютно чорного тіла.

Наведені фундаментальні залежності параметрів випромінювання від температури лежать в основі оптичних (безконтактних) методів вимірювання температури.

12.2. Джерела оптичного випромінювання

В оптичних вимірювальних перетворювачах як джерела випромінювання використовуються лампи розжарення, газорозрядні лампи, лазери і світлодіоди.

Основними характеристиками джерел випромінювання є характер свічення (неперервний або імпульсний), спектральний склад випромінювання, інтенсивність випромінювання, споживана потужність і габарити.

Інтенсивність видимого випромінювання частіше оцінюється не енергетичними, а фотометричними характеристиками, основаними на порівнянні світлових потоків зоровим відчуттям. До них належать сила світла джерела з одиницею кандела (кд), світловий потік – з одиницею люмен (лм), яскравість джерела світла – кандела на метр в квадраті (кд/м²).

Важливою характеристикою є також світлова віддача – це відношення видимого оком світлового потоку до усього променевого потоку джерела. Якщо відома функція розподілу потужності випромінювання за довжинами хвиль $P_\lambda = f(\lambda)$, то видимий світловий потік Φ визначиться як:

$$\Phi = 683 \int_0^{\infty} P_\lambda k_\lambda d\lambda$$

де k_λ – коефіцієнт, який характеризує відносну спектральну чутливість ока до випромінювання певної довжини хвилі:

Таблиця 12.1

Залежність k_λ від λ

Довжина хвилі λ , мкм	0,400	0,450	0,500	0,555	0,590	0,650	0,700
Коефіцієнт k_λ	0,000	0,038	0,323	1,000	0,957	0,107	0,004

Світловому потоку в 1 лм відповідають різні потужності залежно від спектрального складу світла. В області максимальної чутливості ока ($\lambda = 0,555$ мкм) світловому потоку в 1 лм відповідає потужність 1/683 Вт.

Лампи розжарення мають неперервний спектр випромінювань у видимій та інфрачервоній областях, їх спектральний розподіл енергії випромінювання та інтегральна світність залежать від температури розжареної нитки та режиму живлення. Характеристики сильно залежать від якості скла балонів, форми і розташування тіл розжарювання. Вони є інерційними і використовуються в режимі сталого свічення. Світлова віддача лампи розжарювання збільшується при збільшенні напруги живлення, а, отже, і температури тіла розжарювання. Однак зі збільшенням напруги живлення збільшується споживана потужність і термін служіння лампи різко скорочується. Щоб збільшити його,

доцільно зменшувати напругу живлення, при цьому значно збільшується термін служіння, що окуповує невелике зменшення величини світлового потоку. Для збільшення світловіддачі і терміну служби колби деяких ламп розжарення заповнюють газоподібними сполуками галогенів.

Газорозрядні джерела світла дають світність у результаті проходження електричного струму через газ або пару. Розрізняють джерела дугового, тліючого та імпульсного розряду, а за тиском в колбі – лампи низького, високого та надвисокого тиску. Для отримання світлових спалахів застосовують імпульсні лампи, в них кварцовий або скляний балон заповнений інертним газом із впаяними струмоведучими електродами. Під дією керуючого сигналу в газовому проміжку виникає потужний електричний розряд з інтенсивним випромінюванням (яскравість спалаху – до 10^8 кд/м²).

До загальних переваг газорозрядних джерел випромінювання належить велика світлова віддача, а також можливість отримання дуже великих значень сили випромінювання та яскравості. Недоліками газорозрядних джерел є складність схем увімкнення, невеликий термін служби, дещо більші габарити порівняно з лампами розжарювання.

Лазер є генератором когерентного світла. На відміну від інших джерел світла, лазер дає оптичне випромінювання, яке характеризується високим ступенем когерентності.

Існують газові, твердотілі та напівпровідникові оптичні квантові генератори (лазери). До складу лазера звичайно входять випромінювач та блок живлення, можуть також використовуватись блоки автоматики та додаткові пристрої.

Параметри випромінювання залежать від випромінювача, а також від режиму випромінювання, який може бути неперервним, імпульсним та режимом одиничних імпульсів. При імпульсному режимі випромінювання лазера має вигляд регулярної послідовності імпульсів певної частоти з тривалістю імпульсів, значно меншою від періоду їх повторення. В режимі одиничних імпульсів тривалість імпульсу звичайно не перевищує 10^{-3} с, а проміжок між ними досягає десятків хвилин.

У вимірвальній техніці найпоширенішими є газові лазери, випромінювання яких відрізняється високим ступенем монохроматичності та поляризованості.

Часто достатньо мати некогерентні випромінювачі, що задовольняють вимоги до надійності, легкості управління тощо і мають необхідний спектральний діапазон випромінювання. Серед таких випромінювачів треба виділити світлодіоди на р-п-переходах таких напівпровідникових матеріалів, як арсенід галію, фосфід галію, фосфід індію, карбід кремнію. Випромінювання таких світлодіодів ($\lambda = 0,4...1$ мкм) потрапляє в область спектральної чутливості найрозповсюдженіших фотоприймачів – напівпровідникових фотодіодів.

Світлодіоди – мініатюрні джерела випромінювання (їх розміри не перевищують часток міліметра) можуть виготовлятися за технологією, близькою до технології виготовлення електронних інтегральних мікросхем. Вони мають добру швидкодію ($10^{-7}...10^{-9}$ с). Недоліком світлодіодів є дуже широка діаграма направленості, що призводить до великих втрат світла при узгодженні з іншими оптичними пристроями.

12.3. Приймачі оптичного випромінювання

Приймачі оптичного випромінювання поділяються на теплові та фотоелектричні. В теплових приймачах енергія випромінювання перетворюється в теплову енергію, а потім в електричний сигнал або зміну електричного опору. Це відповідно термоелементи та болометри. Термоелемент – це диск із затемненою поверхнею, на якому поміщено «гарячий» спай термоелектричного перетворювача температури. Якщо випромінювання потрапляє на затемнену поверхню диска, він нагрівається до температури, при якій встановиться тепловий баланс між кількістю поглинутого тепла і тепла, розсіяного диском в довкілля через теплопровідність, конвекцію і випромінювання. ЕРС термопари є мірою випромінювання, що падає на приймальну площину. Коефіцієнт поглинання затемненої поверхні практично дорівнює одиниці в діапазоні від ультрафіолетового до інфрачервоного випромінювання, тому вихідна величина такого приймача пропорційна інтегральній потужності випромінювання, що падає на площину, і не залежить від спектрального складу випромінювання. Для зменшення конвективних втрат перетворювач поміщають у вакуум, що дає збільшення чутливості приблизно у 10 разів.

Фотоелектричні приймачі поділяються на фотоприймачі із зовнішнім і внутрішнім фотоефектом. Принцип дії фотоелементів із зовнішнім

фотоэффектом полягає в тому, що квант світла, досягаючи чутливої поверхні фотокатода, викликає емісію фотоелектронів, які під дією зовнішнього електричного поля створюють фотострум. Значення фотоструму залежить від матеріалу фотокатода і параметрів світлового потоку (інтенсивність, спектральний склад).

Внутрішній фотоэффект супроводжується переходами електронів і дірок всередині напівпровідника із зв'язаних станів без виходу їх назовні. Розрізняють два прояви внутрішнього фотоэффекту. Перший – в результаті появи вільних носіїв заряду змінюється опір напівпровідника – це фоторезистори. Другий – виникнення фото-ЕРС на межі двох матеріалів, що контактують. Це генераторні фотоелементи.

Фотоелектричні приймачі є селективними перетворювачами. Вихідний сигнал таких перетворювачів визначається не тільки інтенсивністю випромінювання, що падає на нього, але і його спектральним складом. Основними характеристиками фотоелементів є світлова, спектральна, статична вольт-амперна, частотна та температурна характеристики.

Світлова характеристика – залежність значення фотоструму від світлового потоку, що падає на фотоелемент $I_{\phi} = f(\Phi)$ при сталій напрузі між електродами.

Абсолютна спектральна характеристика – це залежність спектральної чутливості фотоелемента від довжини хвилі світлового потоку $S_{\lambda} = f(\lambda)$ при незмінній напрузі між електродами. За цією характеристикою визначають максимальну спектральну чутливість фотоелемента та ширину спектральної області, в якій він придатний до роботи.

Спектральною або монохроматичною чутливістю фотоелемента, вираженою в мкА/Вт, називають відношення приросту фотоструму до приросту спектральної густини потоку довжиною хвилі λ :

$$S_{\lambda} = \frac{\Delta I_{\phi}}{\Delta P_{\lambda}} .$$

Практично користуються відносною спектральною характеристикою:

$$\gamma_{\lambda} = \frac{S_{\lambda}}{S_{\lambda \max}} ,$$

де $S_{\lambda \max}$ – максимальне значення спектральної чутливості.

Важливим параметром фотоелементів є їхня інтегральна чутливість:

$$S_p = \frac{\Delta I_\Phi}{\Delta P} = \frac{S_{\lambda_{max}} \int_0^{\infty} P_\lambda \gamma_\lambda d\lambda}{\int_0^{\infty} P_\lambda d\lambda}$$

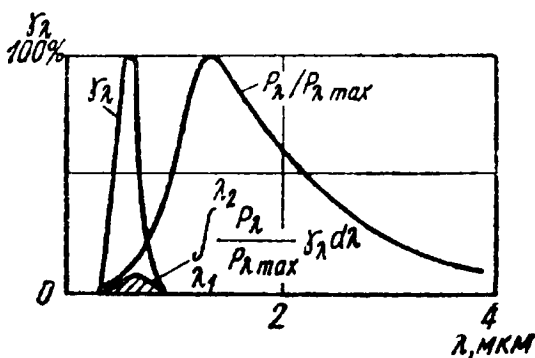


Рис.12.4. До поняття про інтегральну чутливість фотоелемента

Значення S_p залежить від міри перекриття функцій спектральної чутливості фотоелемента γ_λ та спектральної густини P_λ променевого потоку при номінальному значенні зовнішньої напруги (рис.12.4).

РОЗДІЛ 13

СТАН ТА ПЕРСПЕКТИВИ РОЗВИТКУ ПЕРВИННИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ

13.1. Первинні перетворювачі з уніфікованим вихідним сигналом

Одним із напрямків розвитку первинних перетворювачів є подальше вдосконалення первинних перетворювачів з уніфікованим вихідним сигналом.

Під вимірювальним перетворювачем з уніфікованим вихідним сигналом (ВПУС) розуміють первинний перетворювач (ПП) та уніфікуючий перетворювач (УП), що поєднані схемно, конструктивно і алгоритмічно для забезпечення уніфікації вихідного сигналу. Мається на увазі уніфікація за такими основними характеристиками

- за інформативними параметрами (напруга, струм, частота, цифровий код тощо);
- за робочим діапазоном: (0...10) В, (0...5) мА, (4...20) мА і т.д.
- за функціональною залежністю між значенням вимірюваної величини та значенням інформативного параметра вихідного сигналу; звичайно ця залежність повинна бути лінійною.

Основні функції, що реалізує УП, можна розділити на лінійні (встановлення нуля, масштабування, компенсація температурних впливів тощо) та нелінійні (лінеаризація функції перетворення ПП).

Сучасні технологічні процеси передбачають вимірювання великих масивів різноманітних фізичних величин за допомогою різноманітних первинних перетворювачів. Розмаїття інформативних параметрів та робочих діапазонів їх значень значно ускладнюють побудову систем багатопараметричного контролю та керування технологічними процесами. Використання довгих ліній зв'язку між ПП і вторинними засобами вимірювання послаблює стійкість вимірювань до різноманітних зовнішніх чинників (насамперед електричних та електромагнітних завад).

Тому сьогодні розроблення вимірювальних перетворювачів з уніфікованим вихідним сигналом – це цілий напрямок вимірювальної техніки, що набув значного розвитку за останні роки. Цьому сприяла поява нової елементної бази з мікроспоживанням, високим ступенем

інтеграції, широким діапазоном робочих температур та високими метрологічними характеристиками. Здебільшого традиційні ПП розглядають не як закінчений виріб, а як складову частину ВПУС. Відзначимо новий напрямок у розвитку таких ВП, що передбачає використання уніфікованих цифрових вихідних сигналів і роботу з так званими віртуальними вторинними засобами вимірювання на базі персональних комп'ютерів. Такі ВП здебільшого мають гнучкий алгоритм функціонування і дістали назву інтелектуальних.

Загалом функція перетворення ПП є його індивідуальною характеристикою, що робить неможливою будь-яку уніфікацію. Тому здебільшого оперують номінальними функціями перетворення для кожного типу ПП. Будемо вважати, що номінальна функція перетворення умовного ПП описується залежністю $Y = f(X)$ (рис.13.1, а)

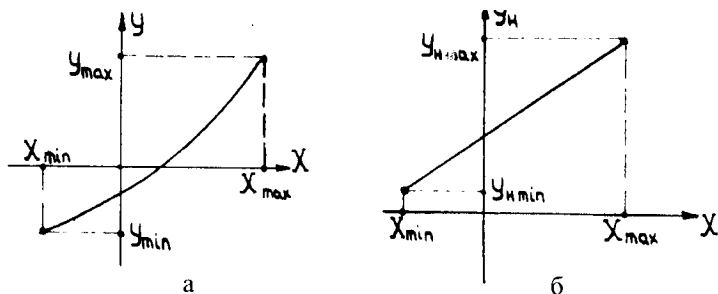


Рис.13.1. Номінальна та лінеаризована функції перетворення ВПУС

Тут $(X_{min}...X_{max})$ і $(Y_{min}...Y_{max})$ – робочі діапазони значень вхідного та вихідного інформативних параметрів.

При побудові ВПУС ставиться завдання одержати уніфікований вихідний сигнал, значення інформативного параметра якого описується лінійною залежністю (рис.13.1, б):

$$Y_n = K(X - X_{min}) + Y_{nmin},$$

де

$$K = \frac{Y_{nmax} - Y_{nmin}}{X_{max} - X_{min}}.$$

Здебільшого вказану залежність необхідно отримати на основі послідовного з'єднання ПП та УП. Це вимагає, передовсім, погодження

динамічних діапазонів Y та Y_H і забезпечення лінеаризації функції перетворення

$$Y_H = K_1(Y - Y_{\min}) + Y_{H\min},$$

де

$$K_1 = \frac{Y_{H\max} - Y_{H\min}}{Y_{\max} - Y_{\min}}.$$

Якщо $K_1 = \text{const}$, то забезпечується лише лінійне приведення динамічних діапазонів і функціональна залежність $Y_H(X)$ зберігає нелінійність. Лінеаризація досягається введенням відповідної залежності $K_1(Y)$:

$$K_1 = K \frac{X - X_{\min}}{f(X) - Y_{\min}}.$$

Оскільки УП взаємодіє лише з вихідним сигналом ПП, то знаходять обернену залежність $X=g(Y)$ і реалізують функціональний перетворювач, функція перетворення якого визначається

$$K_1 = K \frac{g(Y) - X_{\min}}{Y - Y_{\min}}.$$

Отже, одна із можливих структурних схем ВПУС, згідно з останнім виразом, може мати вигляд, зображений на рис.13.2, де ПП – первинний перетворювач; Σ_1 – суматор для приведення нижньої межі робочого діапазону Y до початку координат; $K_1(Y)$ – функціональний вузол лінеаризації; Σ_2 – суматор для забезпечення відповідного зміщення робочого діапазону Y_H .

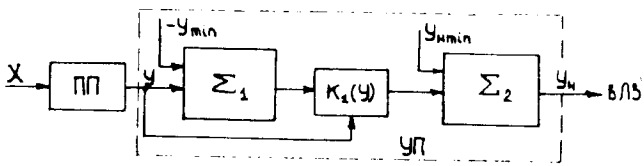


Рис.13.2. Структурна схема ВПУС

Загалом кожен з вказаних вузлів може бути розділений на окремі складові різного ступеня складності та структури (розімкненого типу чи компенсаційні, тобто охоплені зворотними зв'язками).

Найбільш розповсюджені УП сигналів постійного струму і напруги. До таких сигналів, наприклад, належать вихідні сигнали термопар, мостових вимірювальних схем постійного струму, потенціометричних

давачів, каліброваних шунтів тощо. Окрім того, такі УП часто є складовими складніших, забезпечуючи необхідний рівень вихідного сигналу.

УП сигналів постійного струму та напруги здебільшого будуються на основі операційних підсилювачів, охоплених відповідними зворотними зв'язками. Досконала сучасна елементна база дає змогу розв'язати більшість проблем, пов'язаних з необхідністю забезпечення високого вхідного опору, значних коефіцієнтів підсилення, низьких температурних дрейфів та високих динамічних характеристик. Для збільшення навантажувальної здатності УП та для досягнення вищих вихідних напруг застосовують додаткові вихідні каскади на комплементарних транзисторних парах. Значна частина УП постійного струму і напруги є лінійними, що значно спрощує їх реалізацію.

Детальніше розглянемо УП активного опору. Здебільшого зміна опору ΔR первинних резистивних перетворювачів, що залежить від вимірюваної величини, є невеликою щодо його номінального значення R_0 . Ця особливість часто є визначальною у виборі вимірювальної схеми, що перетворює ΔR в напругу.

Широко розповсюджені вимірювальні схеми, в яких через ПП пропускають стабільний струм. Вихідна напруга таких схем пропорційна абсолютному значенню R_x . Виділення напруги $\Delta U_{вих}$, пропорційної інформативній зміні опору ΔR за допомогою додаткової опорної напруги, що віднімається від $U_{вих}$, вимагає прецизійних джерел і суттєво ускладнює схему.

Найчастіше використовуються незрівноважені мостові схеми. На рис.13.3, а наведено схему незрівноваженого моста (з одним робочим плечем), навантаженого R_n . Приймаючи, що міст є зрівноваженим за умови $R_x = R_0$, отримаємо вираз для вихідної напруги такої схеми

$$U_{вих} = \frac{U(1-a)}{1+m+m(1-a)R_3/R_2} \cdot \frac{x}{1+x},$$

$$\text{де } a = \frac{R_0}{(R_0 + R_2)}; \quad m = \frac{R_2}{R_n}; \quad x = \frac{\delta R [1 + m + m(1-a)R_3/R_2]}{1 + am + m(1-a)R_3/R_2};$$

$$\delta R = \frac{\Delta R}{(R_0 + R_2)}.$$

Як видно з виразу для $U_{вих}$, залежність $U_{вих}(x)$, тобто і $U_{вих}(\Delta R)$ є нелінійною. До того ж із зменшенням R_n нелінійність функції перетво-

рення зростає. Для ненавантаженого моста вираз

$$U_{\text{вих}} = \frac{U(1-a)\delta R}{1 + \delta R}.$$

У наведеній схемі робочим є одне з плеч моста. Інколи, наприклад, в тензометрії використовують два або чотири робочі плеча.

Лінеаризувати характеристики перетворення незрівноваженого моста можна, ввівши в УП, крім від'ємного зворотного зв'язку і додатного. Один із можливих варіантів такої схеми наведено на рис.13.3, б.

За умови, що

$$\begin{aligned} R_1 &= R_2 = R_3 = R; \\ R_4 &= R_x = R + \Delta R; \\ 1/R_5 &= 1/R_6 + 1/R_7 \end{aligned}$$

отримаємо

$$U_{\text{вих}} = U \frac{\delta R}{1 + (1 + \delta R)(1 + R/R_7 - 2R_5/R_6)} \cdot \frac{R_5}{R},$$

де $R = \Delta R/R$.

Якщо використовується умова $1 + R/R_7 = 2R_5/R_6$

$$U_{\text{вих}} = U \delta R \frac{R_5}{R}.$$

Сьогодні переважають ВП з цифровим уніфікованим сигналом. Насамперед це зумовлено високою стійкістю цифрового сигналу до зовнішніх впливів, можливістю безпосередньої роботи з ПК, можливістю паралельної роботи багатьох ВП на спільну лінію зв'язку.

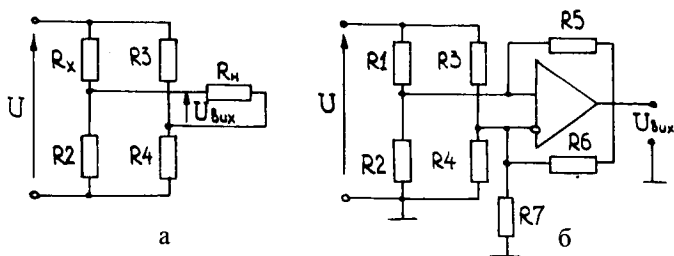


Рис.13.3. Схеми незрівноважених мостів з резистивними ПП

Поява малогабаритних, мікропотужних АЦП, інтегрованих з мікропроцесорними засобами, дали змогу значно спростити і підвищити надійність функціональних перетворювачів, ввести додаткові сервісні та

метрологічні характеристики (самотестування, автокалібрування, зовнішнє керування алгоритмом функціонування, черговий режим з мікроспоживання тощо). Такі ВП називають інтелектуальними.

13.2. Перспективи розвитку сенсорної техніки

Сенсор (давач) є наймасовішим вимірювальним засобом. Сукупність давачів на об'єкті дослідження формує вимірювальну інформацію, придатну для її подальшого використання людиною, обчислювальною машиною чи пристроєм у контурі керування досліджуваним об'єктом. Ця особливість і обумовлює основні вимоги до давача. Він повинен нормально функціонувати у всіх робочих середовищах досліджуваного об'єкта, і водночас надійно працювати як елемент конструкції основного виробу.

Сучасний давач повинен мати таке конструктивне рішення, яке давало би можливість його встановлювати в будь-яку вимірювальну систему. Шляхи конструктивного рішення цього питання – модульне конструювання за усіма правилами агрегування та системного підходу, тобто конструювання за умови конструктивної, технологічної, метрологічної, інформаційної, алгоритмічної сумісності.

Однією з важливих вимог до давача є обґрунтований вибір виду вихідного сигналу. Очевидно, що стандартним сигналом повинен бути сигнал, мінімально енергоємкий та стійкий до завад. Таким, безумовно, є частотно-модульований сигнал, а перетворюватись амплітудно-модульований сигнал в частотно-модульований повинен у самому давачі.

Розвиток електронної технології створив таку ситуацію, що сучасні електронні засоби вимірювальної техніки як вторинні перетворювачі електричних засобів вимірювань неелектричних величин мають на один-два порядки кращі метрологічні характеристики, ніж первинні перетворювачі. Тобто сьогодні первинні перетворювачі є основними елементами вимірювального кола засобів вимірювань неелектричних величин від чутливості, точності, швидкості, стійкості до зовнішніх чинників залежить повнота та достовірність отримуваної інформації про досліджувані об'єкти та процеси. Тому сьогодні приділяється велика увага і виділяються значні кошти на проведення наукових досліджень, конструкторських робіт для покращання існуючих та створення нових первинних перетворювачів.

Основні напрямки розвитку сучасних первинних перетворювачів зводяться до:

- покращання технології виготовлення традиційних первинних перетворювачів;
- створення нових конструкцій перетворювачів на відомих принципах;
- використання нових методів та фізичних закономірностей, що закладаються в основу принципу дії перетворювача;
- інтеграція первинних перетворювачів та елементів вторинних засобів вимірювань в одному конструктиві для зменшення впливу ліній зв'язку на результат вимірювань та забезпечення повнішої уніфікації за вихідним сигналом.

Перший напрямок значною мірою вже вичерпав себе, хоча використання досконаліших конструкцій і підвищує стійкість первинного перетворювача до чинників, що впливають, а застосування для чутливих елементів матеріалів, краще очищених від небажаних домішок, підвищує стабільність їх характеристик.

Перспективнішим є створення нових конструкцій перетворювачів на традиційних принципах. Такий шлях спирається на позитивний досвід виготовлення і експлуатації існуючих конструкцій первинних перетворювачів і не вимагає великих фінансових затрат, які були б необхідними для дослідження нових фізичних ефектів.

Значне місце серед нових первинних перетворювачів займають мініатюрні перетворювачі механічних величин та параметрів руху з використанням напівпровідникових мембранних чутливих елементів резистивного та ємнісного типів, а також п'єзоелектричних та магнітопружних перетворювачів, що в поєднанні з лінеаризуючими та підсилювальними елементами утворюють перетворювачі з уніфікованим вихідним сигналом.

Для виявлення та контролю концентрації оксидів в атмосфері відомі перетворювачі на основі кварцових резонансних структур, які складаються з двох ідентичних п'єзоелементів певного зрізу з однаковими резонансними частотами. Один з кристалів покривається газочутливою плівкою, а інший – без неї. Резонансна частота кристала з газочутливою плівкою змінюється залежно від ступеня абсорбції досліджуваного газу. Мірою вимірюваної величини є різниця частот резонаторів. Відомі також інтегральні п'єзорезонансні акселерометри на

основі кремнієвих мікроструктур з різними конфігураціями інерційної маси і мостових схем.

Швидкими темпами розвиваються оптоволоконні перетворювачі, зокрема, перетворювачі переміщень на принципі модуляції відбитого світла. Оптиковолоконні перетворювачі застосовуються як перетворювачі швидкостей газів та рідин, концентрацій (зокрема, як первинні перетворювачі вологомірів).

Надзвичайно інтенсивний розвиток сучасної мікроелектроніки дав змогу в багатьох випадках реалізувати метрологічну обробку інформаційного сигналу та передачу результатів з використанням стандартних інтерфейсів. Це дозволило значно знизити вимоги до лінії зв'язку, підвищити надійність, точність та завадостійкість вимірювань. Використання високопродуктивних мікропроцесорних засобів з мікроспоживанням в мініатюрному виконанні дало змогу реалізувати складні алгоритми автокалібровки вимірювального тракту та самодіагностики. Тому основною вимогою до первинних перетворювачів, що перетворюють вимірювану величину в електричний сигнал, є стабільність їх статичної функції перетворення. Розвиток таких інтелектуальних перетворювачів значно спростив побудову вимірювальних мереж багатоточкового контролю.

ЧАСТИНА ДРУГА

МЕТОДИ ВИМІРЮВАНЬ

РОЗДІЛ 14

ЗАГАЛЬНІ ВІДОМОСТІ ПРО ЗАСОБИ І МЕТОДИ ВИМІРЮВАНЬ НЕЕЛЕКТРИЧНИХ ВЕЛИЧИН

14.1. Особливості електричних методів вимірювань неелектричних величин

Про кількість та фізичну різноманітність неелектричних величин можна зробити висновок хоча б з Міжнародної системи одиниць, яка містить 6 основних (довжина, маса, час, термодинамічна температура, кількість речовини та сила світла), дві додаткові (плоский кут та тілесний кут), а також близько 150 похідних одиниць неелектричних величин.

Сьогодні доводиться вимірювати сотні неелектричних величин, зокрема параметрів технологічних процесів. Це:

- величини, що характеризують простір та час (геометричні розміри, час, параметри руху);

- механічні величини (маса та сила, а також величини, котрі характеризують їх прояв у просторі та часі, такі, як момент сили, тиск, механічні напруження тощо);

- теплові величини, які характеризують тепловий стан тіл, їх зміну в просторі та часі (наприклад, температура, кількість теплоти, теплопровідність);

- світлотехнічні та енергетичні характеристики світла (сила світла, світловий потік, яскравість та відповідно енергетична сила світла, потужність випромінювання, енергетична яскравість);

- акустичні величини, тобто величини, що характеризують різні сторони хвильового руху в пружних середовищах – звуковий тиск, гучність звуку, акустичний шум тощо;

- величини фізичної хемії, що характеризують фізично-хемічні властивості речовин, зокрема, хемічний склад, густину розчину, масову чи молярну концентрацію, активність (концентрацію) іонів водню;

- величини, що характеризують іонізуюче випромінювання.

Основні неелектричні величини, їх визначення та одиниці наведені в додатку (таблиця Д1).

Питома вага вимірювань тих чи інших фізичних величин дуже різна. За даними, що наводяться в літературі, обсяг вимірювань різних неелектричних величин в окремих галузях техніки у відсотках до загальної кількості вимірювань, що проводяться в даній галузі, становить наближено:

- в машинобудуванні та приладобудуванні: геометричні розміри – 30, час – 18, температура – 10, кількість речовини – 8, витрати – 7, рівень – 7, тиск – 6, хемічний склад – 4, інші величини – 10 відсотків;

- в хемічній промисловості: температура – 50, витрати – 15, тиск – 10, рівень – 6, маса – 5, хемічний склад – 2, вологість – 2, інші величини – 10 відсотків;

- в теплоенергетиці: температура – 33, тиск – 33, витрати – 14, рівень – 7, концентрація іонів водню – 3, хемічний склад – 2, інші величини – 8 відсотків;

- в ядерній енергетиці: температура – 35, тиск – 33, рівень – 12, витрати – 8, різниця тисків – 4, хемічний склад – 2, інші величини – 6 відсотків.

В середньому в різних галузях промисловості відзначається приблизно така частка вимірювань різних фізичних величин: температура – 50, витрати (масові та об'ємні) – 15, тиск – 10, рівень – 5, маса – 5, електричні та магнітні величини – 4, інші – 11%.

Велика кількість вимірюваних неелектричних величин, розкиданість досліджуваних об'єктів у просторі, необхідність автоматизації управління при централізованому отриманні вимірювальної інформації, обробка останньої та вироблення сигналів для зворотної дії на об'єкт дослідження зумовлюють використання переважно електричних методів вимірювань неелектричних величин, оскільки електричні сигнали найпридатніші як для вимірювань, так і для обробки та передачі на відстані.

Вимірювання неелектричних величин електричними вимірювальними засобами стає можливим внаслідок попереднього перетворення досліджуваних неелектричних величин у функціонально зв'язані з ними електричні величини за допомогою відповідних вимірювальних перетворювачів. Отже, для вимірювання неелектричних величин електричними методами передбачається наявність первинного вимірювального

перетворювача неелектричної величини в електричну, вторинного електричного вимірювального приладу, а також пристроїв їх спряження (ліній зв'язку, вимірювальних підсилювачів, пристроїв гальванічної розв'язки вимірювальних кіл, пристроїв корекції похибок) тощо.

Всі методи вимірювань неелектричних величин можна розділити на контактні та безконтактні. При контактних методах вимірювань первинний перетворювач безпосередньо контактує з досліджуваним об'єктом. Ці методи порівняно нескладні у реалізації і забезпечують високу чутливість, а також можливість локалізації точки вимірювання в цьому місці технологічного процесу, яке, наприклад, є найінформативнішим. Необхідно, однак, відзначити, що при контактному методі спостерігається зворотна дія вимірювального перетворювача на параметри досліджуваного об'єкта, що може призвести до значних неточностей результату вимірювань. Крім цього, іноді є неможливим здійснити безпосередній контакт вимірювального перетворювача з досліджуваним об'єктом.

При безконтактних вимірюваннях первинний перетворювач безпосередньо не контактує з досліджуваним об'єктом і не впливає на його параметри. Однак на результати вимірювань в даному випадку значно впливає довкілля, яке відділяє досліджуваний об'єкт від первинного перетворювача.

Незалежно від того, контактний чи безконтактний метод вимірювань використовують для вимірювань неелектричних величин, як вже відзначалося, перевага надається саме електричним вимірюванням неелектричних величин, до основних переваг яких належать:

- універсальність, яка полягає в можливості вимірювань декількох чи навіть великої кількості неелектричних величин (при використанні відповідних первинних вимірювальних перетворювачів та комутатора) за допомогою одного електричного вимірювального засобу;

- простота автоматизації вимірювань внаслідок того, що електричні кола можуть виконувати логічні операції;

- можливість забезпечення високої чутливості, необхідної точності та швидкодії, обумовлена гнучкістю їх структур та простотою підсилення електричних сигналів;

- дистанційність, що полягає в можливості вимірювань параметрів досліджуваних об'єктів практично на будь-якій від них відстані завдяки

можливості передачі електричних сигналів через проводи лінії зв'язку чи через випромінювання електромагнітних хвиль.

Особливості вимірювань неелектричних величин електричними засобами зумовлюють не лише переваги таких вимірювань. Їм властиві також певні недоліки. Серед них – похибки первинних перетворювачів, пов'язані з проблемами перетворення одного виду енергії (неелектричної) в інший (електричну). Серед них, насамперед, похибки невідтворюваності та нестабільності функції перетворення первинного перетворювача, її нелінійність. Треба мати на увазі, що серед всіх решти похибок вимірювального тракту похибки первинних перетворювачів домінують.

Реалізація такої переваги електричних засобів, як дистанційність, тобто віддаленість первинного перетворювача від вторинної вимірювальної апаратури, супроводжується похибками лінії зв'язку, головною з яких є вплив опору лінії та його зміна під впливом зовнішніх чинників, що впливає на передачу вихідних сигналів первинного перетворювача як прямо, змінюючи сумарний опір вимірювального кола, так і непрямо, зменшуючи завадостійкість тракту перетворення. Остання обставина особливо ускладнює перетворення сигналів низького рівня, якими є переважна більшість вихідних сигналів генераторних первинних перетворювачів неелектричних величин в електричні.

Точність перетворення електричних сигналів низького рівня обмежується також наявністю внутрішніх завад, що виникають у вимірювальних колах внаслідок різноманітних паразитних контактних термо-ЕРС та шумів (зокрема, інфранизькочастотних) підсилювальних пристроїв, необхідних для збільшення рівня вихідних сигналів первинних перетворювачів до значень, достатніх для забезпечення необхідної точності вимірювання. Під час роботи з параметричними перетворювачами, які вимагають для отримання вимірювальної інформації додаткових джерел електричної енергії, можна, використовуючи ці джерела енергії, суттєво збільшити вихідні електричні сигнали первинних перетворювачів і ослабити вплив зовнішніх чинників на результати вимірювань.

14.2. Спряження первинних перетворювачів з електричними вимірювальними пристроями

Велика різноманітність вимірюваних неелектричних величин та параметрів технологічних процесів, з одного боку, і прагнення до універсальності засобів вимірювань, з іншого, зумовили перспективність побудови комплексних засобів вимірювань за принципом агрегування. Складовими елементами комплексних засобів вимірювань є вимірювальні перетворювачі, пристрої порівняння, пристрої спряження (масштабуючі, лінеаризуючі, уніфікуючі перетворювачі, універсальні електричні вимірювальні прилади).

Як вимірювальні перетворювачі, так і пристрої спряження, що входять до складного засобу вимірювань, мають свої метрологічні, конструктивні, експлуатаційні та інші технічні характеристики. Завдання спряження цих елементів полягає у виробленні єдиних вимог до цих елементів, виконання яких забезпечує їх сумісність. Передовсім повинна забезпечуватись так звана інформаційна сумісність, під якою розуміють таку властивість засобів, що спрягаються, яка забезпечує узгодженість їх вхідних та вихідних сигналів, зокрема, їх робочих діапазонів. Це досягається уніфікацією сигналів первинних перетворювачів або застосуванням допоміжних узгоджувальних пристроїв, що вмикаються поміж узгоджуваними засобами вимірювань (перетворювачем та електричним вимірювальним приладом).

Необхідною умовою забезпечення метрологічної сумісності є методологічна сумісність аналізу, нормування, синтезу, ідентифікації та прогнозування похибок засобів, що спрягаються. Це досягається використанням єдиної математичної моделі похибок окремих засобів вимірювань, єдиного способу нормування та подання одноіменних характеристик, а також єдиних пристроїв узгодження метрологічних характеристик.

Засоби вимірювань, які спрягаються між собою, повинні також задовольняти вимогам енергетичної сумісності (узгодженість вимог до параметрів джерел живлення), конструктивної сумісності (узгодженість конструктивних параметрів та можливість механічного спряження), експлуатаційної (узгодженість експлуатаційних характеристик щодо стійкості до дії зовнішніх чинників), а також надійнісної (узгодженість характеристик надійності) сумісностей.

Первинні вимірювальні перетворювачі, зокрема перетворювачі неелектричних величин в електричні, мають звичайно нелінійну функцію перетворення. Тому при їх спряженні з електричними вимірювальними приладами виникає необхідність лінеаризації функції перетворення, тобто одержання лінійної залежності вихідного сигналу засобу вимірювань від значення вхідної вимірюваної величини.

Досягти лінійності функції перетворення первинного перетворювача можна конструкторсько-технологічними прийомами, зокрема використанням спеціальних матеріалів, застосуванням відповідної технології виготовлення або відповідного конструктивного виконання елементів перетворювача. Однак ці способи далеко не завжди забезпечать з достатньою точністю лінійну функцію перетворення. Тому часто вдаються до інших способів лінеаризації, наприклад, побудови нерівномірних шкал в аналогових приладах або ж використання алгоритмічних чи структурних методів.

Сукупність конструкторсько-технологічних, математичних, структурних та інших методів, спрямованих на забезпечення із заданою точністю лінійної функції перетворення, називають лінеаризацією функції перетворення.

Структурні методи, суть яких полягає в застосуванні коректувальних засобів, відповідно увімкнених у вимірювальне коло, найуніверсальніші і порівняно нескладні при одночасному забезпеченні необхідного ступеня наближення скоректованої функції перетворення до необхідної. Найпростіша структурна схема лінеаризації може бути подана у вигляді послідовного або паралельного з'єднання первинного перетворювача ПП чи іншого засобу вимірювань, функцію якого необхідно лінеаризувати, та коректувального засобу КП. При їх послідовному з'єднанні (рис. 14.1, а) загальна функція перетворення

$$Y = F_2(Y_1) = F_2[F_1(X)].$$

Оскільки скоректована функція перетворення повинна бути лінійною, тобто

$$Y = kX$$

то, враховуючи, що

$$F_2(Y_1) = F_2[F_1(X)] = kX,$$

функція перетворення коректувального перетворювача повинна мати вигляд

$$F_2(Y_1) = kF_1^{-1}(Y_1),$$

тобто обернена функція перетворення перетворювача, функція перетворення якого коректується.

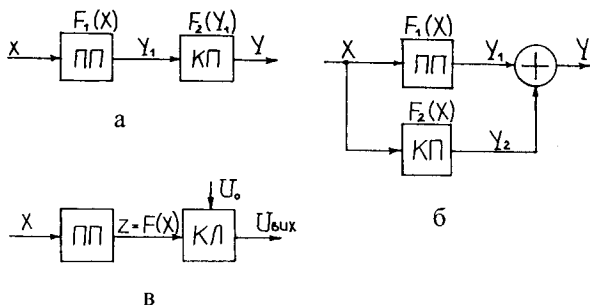


Рис 14.1. Структурні схеми лінеаризації функції перетворення

Якщо, наприклад,

$$Y_1 = a_1 X + a_2 X^2,$$

то, оскільки обернена функція $X=f(\varphi_1)$ має вигляд

$$X = \frac{-a_1 + \sqrt{a_1^2 + 4a_2 Y}}{2a_2},$$

функція перетворення коректувального перетворювача

$$F_2(Y_1) = \frac{k}{2a_2} \left(\sqrt{a_1^2 + 4a_2 Y} - a_1 \right) = k_1 \left(\sqrt{b^2 + Y} - b \right),$$

де $k_1 = k / \sqrt{a_2}$ і $b = a_1 / \sqrt{a_2}$ – сталі коефіцієнти.

Сумарна похибка засобу вимірювань з послідовною схемою корекції в першому наближенні може бути оцінена сумою відносних похибок коректованого та коректувального перетворювачів :

$$\delta \approx \delta_m + \delta_{кн}.$$

Отже, при лінеаризації за послідовною схемою до коректувального перетворювача ставляться високі вимоги щодо точності. Виконання цих вимог здебільшого пов'язано з великими труднощами, тим більше, якщо необхідно забезпечити відповідний вигляд функції перетворення коректувального перетворювача.

Незважаючи на названі складності, послідовна схема лінеаризації широко застосовується, особливо для лінеаризації функції перетворення перетворювачів неелектричних величин в електричні. В даному випадку корекція може здійснюватись за допомогою електричного коректуваль-

ного пристрою, реалізація необхідної функції перетворення якого не є такою складною.

При паралельному з'єднанні коректувального перетворювача рис.14.1, б вихідний сигнал засобу вимірювань

$$Y=kX=Y_1+Y_2=F_1(X)+F_2(X)$$

а функція перетворення коректувального перетворювача

$$F_2(X)=kX - F_1(X) = -[F_1(X) - kX] = -\Delta_n(X),$$

де $\Delta_n(X) = F_1(X) - kX$ похибка нелінійності функції перетворення $F_1(X)$.

Зведена до виходу відносна похибка при невеликих нелінійностях основного перетворювача в даному випадку дорівнюватиме :

$$\delta_Y \approx \delta_{Y_1} + k\delta_{Y_2},$$

де $k = \Delta_n(X)/(kX)$ – коефіцієнт впливу коректувального перетворювача, значно менший від одиниці.

Отже, при корекції похибки від нелінійності за схемою (рис.14.1, б) коректувальний пристрій може бути достатньо низької точності. Дійсно, складова результатівної похибки від коректувального пристрою множиться на коефіцієнт k , який значно менший за одиницю і тим менший, чим менший ступінь нелінійності коректованого перетворювача.

Для лінеаризації функції перетворення параметричних перетворювачів можна використати параметричну корекцію. В даному випадку параметричний перетворювач разом з коректувальною ланкою K/I утворюють параметричний чотиріполюсник, функція перетворення якого:

$$U_{вих} = U_0 \Phi(Z).$$

Свою чергою, інформативний параметр Z первинного перетворювача є деякою нелінійною функцією вимірюваної величини X :

$$Z = F(X).$$

Внаслідок лінеаризації вихідний сигнал повинен бути пропорційний вимірюваній величині

$$U_{вих} = U_0 kX.$$

Умова лінеаризації виконується, якщо

$$\Phi(Z) = F^{-1}(X).$$

Звичайно коректувальними ланками параметричних перетворювачів є мостові кола, в яких коректований перетворювач є одним з плеч моста.

При параметричній корекції з використанням диференціальних первинних перетворювачів поряд з лінеаризацією можна одночасно

виключити вплив зовнішніх чинників на результат вимірювань. Дійсно, дія зовнішніх чинників на окремі перетворювальні елементи диференціального перетворювача призводить до появи в них однакових похибок. При ввімкненні цих елементів у сусідні плечі моста похибки від зовнішніх чинників у цих елементах взаємно компенсуються, оскільки

$$U_{вих} = U_0 \Phi[(Z + \Delta Z_{zn} + \Delta Z_x) - (Z + \Delta Z_{zn} - \Delta Z_x)],$$

де Z – інформативний параметр перетворювальних елементів диференціального первинного перетворювача; $\Delta Z_x = f(X)$ – його зміна, викликана дією вимірюваної величини; ΔZ_{zn} – зміна, викликана дією зовнішніх чинників.

Засобам вимірювань, особливо електромеханічної групи, властива певна інерційність. Тому при їх роботі в динамічному режимі, тобто в режимі вимірювання миттєвих значень швидкозмінних в часі величин, виникають так звані динамічні похибки. Значення цих похибок зумовлюється динамічними властивостями засобів вимірювань та частотними характеристиками досліджуваного процесу.

Звичайно проектуючи засоби вимірювань, призначені для роботи в динамічному режимі, намагаються забезпечити якнайкращі їх динамічні властивості, наприклад, зробити їх практично безінерційними. Однак це пов'язано з великими труднощами і має певні межі. Тому використовують інші способи покращання динамічних характеристик засобів вимірювань, зокрема схемні способи їх корекції.

Корекція динамічних характеристик засобу вимірювань зводиться до корекції його передаточної функції $W(s)$ за допомогою додаткового коректувального пристрою, передаточна функція $W(s)$ якого визначається на основі реальної $W(s)$ та необхідної (номінальної) передаточної функції скоректованого засобу.

Для корекції динамічних характеристик первинних перетворювачів застосовують послідовну (рис.14.2, а) або паралельну (рис.14.3, а) схеми корекції. При послідовній корекції номінальна передаточна функція скоректованого засобу вимірювань

$$W_{ном}(s) = W(s) W_k(s),$$

звідки

$$W_k(s) = W_{ном}(s)/W(s).$$

Якщо засіб вимірювань повинен мати у всьому частотному діапазоні $W_{ном}(s)=k$, то передаточна функція коректувального пристрою повинна мати вигляд :

$$W_k(s) = k/W(s).$$

Останній вираз – це умова ідеальної корекції, яка при переході до комплексних коефіцієнтів перетворення запишеться у вигляді

$$K_k(j\omega) = |K_k(j\omega)|e^{j\varphi_k(\omega)} = \frac{k}{|K(j\omega)|} e^{-\varphi(\omega)}.$$

Якщо фазовий зсув вихідного сигналу не має значення, ідеальна корекція може бути забезпечена за умови, що добуток амплітудно-частотних характеристик коректованого та коректувального засобів буде дорівнювати сталому значенню k . Як видно з графіків амплітудно-частотних характеристик (рис.14.2, б), коректувальний пристрій повинен послаблювати якраз ті спектральні складові досліджуваного сигналу, які виділяються коректованим пристроєм, наприклад, внаслідок резонансних явищ, і підсилювати ті спектральні складові, які послаблюються коректованим перетворювачем.

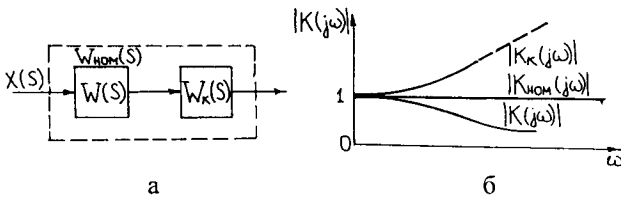


Рис.14.2. Схема послідовної корекції динамічних характеристик

Щодо фізичної реалізації коректувального пристрою, то вирішення цього завдання завжди пов'язано з певними труднощами. Річ у тім, що реальний засіб вимірювань внаслідок властивості йому інерційності не в стані перетворювати сигнали дуже високих частот, тобто для нього справедлива умова

$$\lim_{\omega \rightarrow \infty} |K(j\omega)| \rightarrow 0.$$

Якщо вираз для $K(j\omega)$ записати у дробово-раціональній формі

$$K(j\omega) = \frac{b_0 + b_1(j\omega) + b_2(j\omega)^2 + \dots + b_m(j\omega)^m}{a_0 + a_1(j\omega) + a_2(j\omega)^2 + \dots + a_n(j\omega)^n},$$

то наближення до нуля комплексного коефіцієнта перетворення при $\omega \rightarrow \infty$ виконується, коли степінь m полінома в чисельнику для $K(j\omega)$ менший від степеня n полінома в знаменнику. Отже, для корекції динамічних характеристик такого перетворювача необхідна коректу-

вальна ланка, для якої

$$\lim_{\omega \rightarrow \infty} \left\{ \left| K_k(j\omega) \right| = \frac{k}{|K(j\omega)|} \right\} \rightarrow \infty,$$

що практично неможливо здійснити.

Необхідно, однак, відзначити, що на практиці умови ідеальної корекції не існують. Здебільшого ставиться завдання розширити частотний діапазон засобу вимірювань. У таких випадках як реальну коректувальну ланку приймають пристрій з комплексним коефіцієнтом перетворення

$$K_{кр}(j\omega) = \frac{k}{K(j\omega)(1 + T_c j\omega)^{n-m+1}}$$

де T_c – стала часу скоректованого засобу вимірювання.

Для заданого діапазону вимірювань завжди можна обмежитись таким граничним значенням сталої часу скоректованого засобу вимірювань $T_c \ll T$ (тут T – стала часу коректованого засобу), при якому можна вважати, що комплексний коефіцієнт перетворення $K_{кр}(j\omega)$ з достатньою для практики точністю збігається з $K_k(j\omega)$.

При паралельній корекції комплексний коефіцієнт перетворення коректувального перетворювача може бути визначений з умови:

$$K_{ном}(j\omega) = K(j\omega) + K_k(j\omega),$$

звідки

$$K_k(j\omega) = K_{ном}(j\omega) - K(j\omega).$$

Якщо для скоректованого засобу вимірювань повинно забезпечуватись $K_{ном}(j\omega) = k$, то

$$K_k(j\omega) = k - K(j\omega).$$

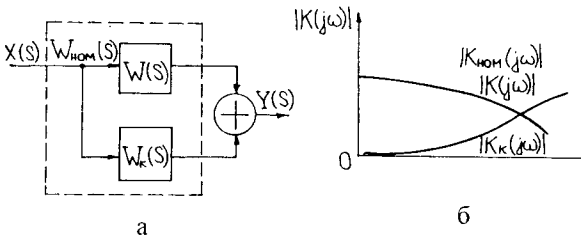


Рис.14.3. Схема паралельної корекції динамічних характеристик

Як видно з графіків амплітудно-частотних характеристик (рис.14.3, б), коректувальний пристрій підсилює ті спектральні складові

досліджуваного сигналу, які ослабляються коректованим перетворювачем, причому це підсилення до такого рівня, за якого сумарний сигнал коректованого та коректувального пристроїв у певному частотному діапазоні практично частотно-незалежний.

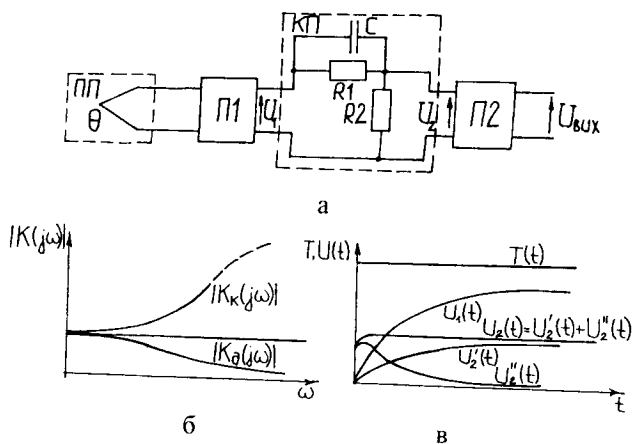


Рис.14.4. До корекції динамічних характеристик термоелектричних перетворювачів температури

Як приклад розглянемо корекцію динамічних характеристик термоелектричного перетворювача температури, комплексний коефіцієнт перетворення якого

$$K_o(j\omega) = \frac{k_0}{1 + j\omega T}.$$

Якщо необхідно забезпечити $K_{ном}(j\omega) = k$, то комплексний коефіцієнт перетворення коректувального перетворювача повинен мати вигляд

$$K_k(j\omega) = \frac{k}{K_o(j\omega)} = \frac{k}{k_0} (1 + j\omega T).$$

Реалізувати коректувальний перетворювач з таким коефіцієнтом перетворення неможливо. Для найпростішого коректувального перетворювача, який задовольняв би поставлені вимоги корекції динамічних характеристик термоелектричного перетворювача температури, враховуючи вищесказане, комплексний коефіцієнт перетворення повинен мати вигляд:

$$K_k^*(j\omega) = \frac{k}{k_0} (1 + j\omega T) \frac{1}{1 + j\omega T_k}.$$

Схема корекції термоелектричного перетворювача, його нормована АЧХ та нормована АЧХ коректувального перетворювача наведені на рис.14.4. Для досягнення відповідного рівня коректованого та вихідного сигналів у схемі передбачені підсилювачі П1 та П2. На рис.14.4, в наведені часові характеристики сигналів при стрибкоподібній зміні вимірюваної температури. Вихідна напруга $U_2(t)$ має складову $U'_2(\dot{t})$, пропорційну $U_1(t)$, та складову $U''_2(t)$, пропорційну $dU_1(t)/dt$.

14.3. Основні вимірювальні кола приладів для вимірювання неелектричних величин

У загальному випадку вимірювальні кола приладів для вимірювань неелектричних величин можуть бути побудовані за структурною схемою прямого або зрівноважувального перетворення. Вихідна електрична величина первинного перетворювача неелектричної величини в електричну звичайно піддається подальшому перетворенню вторинними (проміжними) перетворювачами, головним чином з метою підсилення, лінеаризації, уніфікації тощо.

Загалом залежно від типу первинного перетворювача та характеру вихідного інформативного параметра використовують ті чи інші схеми вторинних електровимірювальних приладів. Здебільшого вторинні електровимірювальні прилади для засобів вимірювань неелектричних величин не відрізняються від приладів для вимірювань електричних величин. Оскільки вихідними інформативними параметрами генераторних перетворювачів є, найчастіше, струм або напруга, а параметричних – електричний опір, ємність чи індуктивність, то вторинними вимірювальними приладами є прилади для вимірювань відповідно струму, напруги, електричного опору, ємності чи індуктивності. Вторинні прилади градууються, здебільшого, з урахуванням функції перетворення первинного перетворювача в одиницях вимірюваної величини.

Структуру вимірювального кола засобу вимірювань неелектричної величини, а також основні вимоги до нього визначає, насамперед, принцип дії первинного вимірювального перетворювача. У зв'язку з цим зупинимось окремо на вимірювальних колах з генераторними первинними перетворювачами та вимірювальних колах з параметричними первинними перетворювачами.

Вимірювальні кола з генераторними ПП. Засоби вимірювань неелектричних величин з генераторними первинними перетворювачами можуть виконуватись за структурною схемою вимірювального кола прямого або зрівноважувального перетворення. У засобах прямого перетворення (рис.14.5) сигнал, що несе інформацію про вимірювану неелектричну величину X , надходить на вхід первинного перетворювача ПП. Тут величина X перетворюється в проміжну величину Y_1 , зручну для подальшого перетворення наступними перетворювачами, або вимірювання за допомогою електричного вимірювального приладу, проградуированого в одиницях вимірюваної величини.

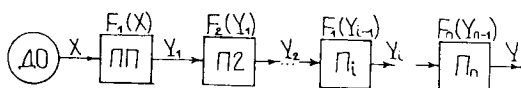


Рис.14.5. Вимірювальне коло прямого перетворення

Результівний коефіцієнт перетворення такого засобу за умови, що всі з'єднані послідовно перетворювачі мають лінійні функції перетворення, буде дорівнювати добутку коефіцієнтів перетворення окремих перетворювачів

$$k = k_1 k_2 \dots k_n,$$

а результуюча похибка – сумі похибок окремих перетворювачів

$$\delta_k = \delta_1 + \delta_2 + \dots + \delta_n.$$

Необхідно, однак, відзначити, що загалом функції перетворення первинних перетворювачів не є лінійними, а для лінеаризації загальної функції перетворення засобу вимірювань будуть використовуватись лінеаризуючі перетворювачі, котрі також будуть мати нелінійні функції перетворення (обернені до функції перетворення ПП). У даному випадку результуюча похибка залежно від характеру нелінійності окремих перетворювачів буде складатись з похибок окремих перетворювачів, взятих з відповідним коефіцієнтом. Дійсно, відносна похибка вихідної величини i -го перетворювача є сумою двох складових – похибки $\delta_{i,i}$ самого i -го перетворювача та похибки $\delta_{i,i-1}$, зумовленої наявністю похибки у вхідному сигналі Y_{i-1} , яка, своєю чергою викликана недосконалістю попередніх перетворювачів. Якщо величина Y_{i-1} містить похибку $\delta_{i-1} = dY_{i-1}/Y_{i-1}$, то похибка $\delta_{i,i-1}$ може бути визначена диференціюванням функції перетворення $Y_i = F_i(Y_{i-1})$. У результаті матимемо

$$\delta_{i,i-1} = \frac{dY_i}{Y_i} = \frac{1}{Y_i} \frac{\partial F_i(Y_{i-1})}{\partial Y_{i-1}} dY_{i-1} = \frac{\partial F_i(Y_{i-1})}{\partial Y_{i-1}} \frac{Y_{i-1}}{Y_i} \delta_{i-1} = \chi_{i-1} \delta_{i-1},$$

де $\chi_{i-1} = \frac{\partial F_i(Y_{i-1})}{\partial Y_{i-1}} \frac{Y_{i-1}}{Y_i}$ – коефіцієнт, що характеризує нелінійність функції перетворення $F_i(Y_{i-1})$, для лінійних перетворювачів $\chi=1$, для квадратичних – $\chi=2$ і так далі.

В засобах вимірювань неелектричних величин зрівноважувального перетворення зрівноваження може здійснюватись або за вимірюваною неелектричною величиною (від'ємний зв'язок охоплює і первинний перетворювач неелектричної величини в електричну), або лише в колі подальшого перетворення електричної величини, тобто первинний перетворювач з'єднується послідовно з електричним вимірювальним пристроєм (приладом) зрівноважувального перетворення. В першому і

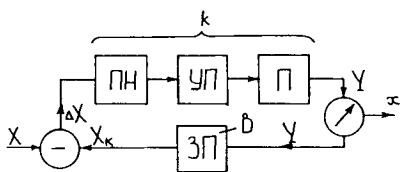


Рис.14.6. Вимірювальне коло статичного слідкуючого зрівноважувального перетворення

другому випадках то може бути слідкуюче статичне або слідкуюче астатичне зрівноважувальне перетворення. При статичному зрівноважувальному перетворенні (рис.14.6) вимірювана неелектрична величина X зрівноважується компенсувальною вихідною величиною X_k

зворотного перетворювача ЗП. На вхід кола прямого перетворення, яке складається з послідовно з'єднаних перетворювача недокомпенсації ПН, проміжного (узгоджувального) перетворювача УП (останній може бути відсутнім) підсилювача П, подається лише різниця цих величин $\Delta X = X - X_k$. При незмінному значенні вимірюваної величини, яка подається на вхід засобу вимірювань статичного слідкуючого зрівноважувального перетворення, компенсувальна величина X_k і відповідно різниця $\Delta X = X - X_k$ будуть в процесі зрівноважування змінюватись доти, доки $\Delta X = X - X_k = X - \beta Y = X - k\beta \Delta X$ зменшиться до значення $\Delta X = X / (1 + k\beta)$, де k та β – відповідно коефіцієнти перетворення кола прямого перетворення (зокрема, коефіцієнт підсилення вимірювального підсилювача) та кола зворотного перетворення.

При великому коефіцієнті підсилення в колі прямого перетворення та глибокому від'ємному зв'язку ΔX може бути зведено до дуже малого значення. А оскільки ΔX дуже мала щодо вимірюваної величини,

то це дає змогу створити вимірювальний засіб з порівняно дуже великим діапазоном вимірювання.

Основними проблемами, що виникають при створенні вимірювальних засобів статичного зрівноважувального перетворення для вимірювань неелектричних величин ϵ , по-перше, проблема створення пристрою порівняння двох одноіменних неелектричних величин і перетворення різниці $\Delta X = X - X_k$, що є неелектричною величиною, в електричну величину i , по-друге, проблема створення зворотного перетворювача електричної величини в одноіменну з вимірюваною величиною неелектричну величину. Вирішення цих проблем, навіть через значні конструктивні ускладнення засобу вимірювань, дає можливість значно покращити його метрологічні характеристики. Характерною особливістю засобів зрівноважувального перетворення є суттєве зменшення впливу похибки кола прямого перетворення на результуючу похибку засобу вимірювань. Дійсно, результівний коефіцієнт перетворення такого засобу

$$K = \frac{Y}{X} = \frac{k\Delta X}{X_k + \Delta X} = \frac{k\Delta X}{k\beta\Delta X + \Delta X} = \frac{k}{1+k\beta}.$$

Похибка коефіцієнта перетворення k , спричинена неточністю коефіцієнтів перетворення кола прямого чи кола зворотного перетворення, в першому наближенні може бути визначена так. Повний диференціал

$$dK = \frac{\partial K}{\partial k} dk + \frac{\partial K}{\partial \beta} d\beta = \frac{1}{(1+k\beta)^2} dk - \frac{k}{(1+k\beta)^2} d\beta,$$

а відносна похибка

$$\delta_K = \frac{dK}{K} = \frac{1}{1+k\beta} \delta_k - \frac{k\beta}{1+k\beta} \delta_\beta.$$

Якщо $k\beta \gg 1$, її значення буде $\delta_K \approx -\delta_\beta$.

Отже, мультиплікативна складова похибки (похибка коефіцієнта перетворення) кола прямого перетворення буде нехтівно малою. Що стосується адитивної складової похибки засобу статичного зрівноважувального перетворення, то вона визначається сумою адитивних похибок як кола прямого перетворення, так і кола зворотного перетворення, а результівна похибка такого засобу вимірювання зведена до входу

дорівнює

$$\Delta(X) = \Delta_{0k} - \beta\Delta_{0\beta} + \left[\frac{1}{1+k\beta} \delta_k - \frac{k\beta}{1+k\beta} \delta_\beta \right] X,$$

а при $k\beta \gg 1$

$$\Delta(X) = \Delta_{0k} - \beta\Delta_{0\beta} - \delta_\beta X,$$

де Δ_{0k} та $\Delta_{0\beta}$ – адитивні похибки (похибки нуля) відповідно кола прямого перетворення та кола зворотного перетворення, зведені до їх вхідів.

Отже, при зрівноважувальному перетворенні адитивні складові похибок в повному значенні входять у результативну похибку засобу вимірювань. Однак незмінні в часі систематичні складові адитивних похибок приводять до сталого зміщення нуля і можуть бути враховані при градуванні або виключені методом корекції нуля.

За принципом дії вимірювальні кола зі статичним зрівноважувальним перетворенням можуть бути застосовані в засобах вимірювань таких неелектричних величин, як механічні зусилля. Вимірювачі інших неелектричних величин названої структури повинні мати попередній перетворювач вимірюваної неелектричної величини в механічну силу.

Астатичне зрівноважувальне перетворення в засобах вимірювань неелектричних величин використовують дуже рідко. Такі засоби вимірювань при всій їх складності не мають переваг ні в точності, ні в інших характеристиках перед засобами статичного зрівноважувального перетворення, а їх вхідною величиною може бути лише переміщення. За цим методом будуються деякі типи мікрометрів та рівнемірів.

Вимірювальні кола з параметричними первинними перетворювачами. Найпоширенішими вимірювальними колами засобів вимірювань неелектричних величин з параметричними перетворювачами є логометричні, мостові та компенсаційні кола. Параметричні перетворювачі можуть також вмикатись у вимірювальні кола, які утворюють подільник напруги (рис.14.7).

В останньому випадку вихідна напруга

$$U_{\text{вих}} = \frac{U}{R_1 + \frac{R_2 R_{II}}{R_2 + R_{II}}} \frac{R_2 R_{II}}{R_2 + R_{II}},$$

а при $R_{II} \rightarrow \infty$

$$U_{\text{вих}} = U \frac{R_2}{R_1 + R_2}.$$

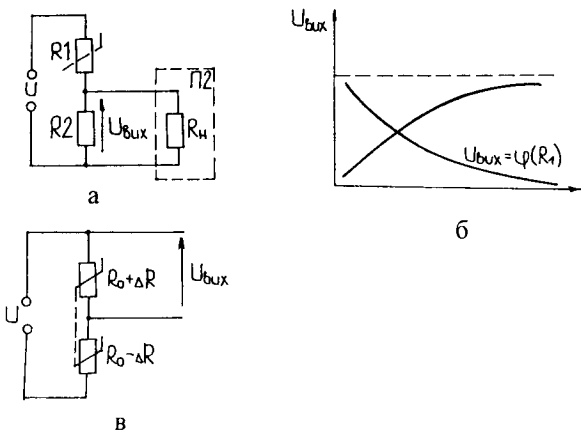


Рис.14.7. Увімкнення параметричного перетворювача в коло подільника напруги

Залежно від того, в яке плече подільника увімкнений параметричний перетворювач (чи є ним плече R_1 , чи R_2), матимемо різний, причому взаємообернений, характер залежності вихідної напруги від значення опору перетворювача (рис.14.7, б). Вибором місця увімкнення параметричного перетворювача, а тим самим певної залежності вихідної напруги від опору параметричного перетворювача можна до певної міри компенсувати нелінійність функції перетворення первинного перетворювача $R_x = f(X)$.

Якщо первинний перетворювач є диференціальним, тобто має два ідентичні перетворювальні елементи, сконструйовані так, що під впливом вимірюваної величини вихідні параметри обидвох елементів матимуть однакові за значенням, але протилежні за знаком прирости, то його увімкнення в коло подільника дає змогу одержати лінійну функцію перетворення $U_{\text{вих}} = f(\Delta R)$. Дійсно, якщо початкові значення опорів перетворювальних елементів дорівнюють R_0 , а їх зміни під дією вимірюваної величини дорівнюють відповідно $+\Delta R$ та $-\Delta R$, то при $R_n \rightarrow \infty$ буде

$$U_{\text{вих}} = 0,5U \left(1 + \frac{\Delta R}{R_0} \right).$$

Диференціальними можуть бути як реостатні, так і тензорезистивні, ємнісні та індуктивні параметричні перетворювачі.

При увімкненні резистивних перетворювачів неелектричних величин у мостові незрівноважені кола (рис.14.8) вихідна напруга (без

врахування опорів ліній)

$$U_{вих} = E \frac{(R_0 + \Delta R)R_2 - R_1R_3}{(R_0 + R_E)(R_0 + \Delta R + R_1 + R_2 + R_3) + (R_0 + \Delta R + R_3)(R_1 + R_2)},$$

де E та R_E – ЕРС та внутрішній опір стабілізованого джерела напруги; R_0 та ΔR – початковий опір параметричного перетворювача R_x та його зміна; R_0 – додатковий опір в діагоналі живлення моста.

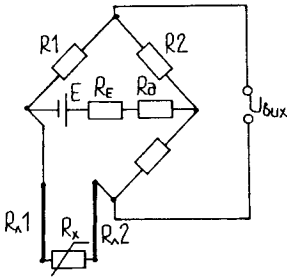


Рис.14.8. Схема незрівноваженого моста з резистивним перетворювачем

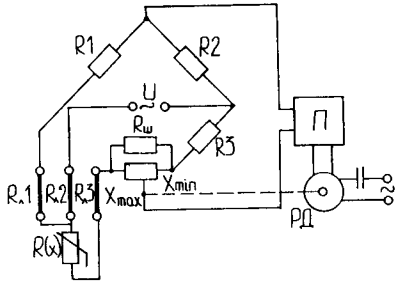


Рис.14.9. Схема автоматичного моста з резистивним перетворювачем

Параметри мостового кола вибирають звичайно так, щоб при початковому значенні вимірюваної величини та відповідно початковому значенні $R_x = R_0$ міст був зрівноваженим. Тоді напруга розбалансу

$$U_{вих} = E \frac{\Delta R R_2}{(R_0 + R_E)(R_0 + \Delta R + R_1 + R_2 + R_3) + (R_0 + \Delta R + R_3)(R_1 + R_2)}.$$

Як видно з наведеного виразу, функція перетворення $U_{вих}=f(\Delta R)$ є нелінійною і лише при невеликих змінах ΔR відносно початкового значення R_0 її можна вважати практично лінійною.

Неважко переконатись, що при підключенні резистивного перетворювача за схемою рис.14.8 опори лінії додаються до вимірюваного опору R_x , зумовлюючи похибки

$$\delta_{\cdot} = \frac{R_{\cdot 1} + R_{\cdot 2}}{R_x} 100\% .$$

Якщо опори лінії калібровані, то їх значення можуть бути враховані, а причиною похибки буде лише зміна опорів лінії, викликана, наприклад, зміною температури довкілля.

Для значного зменшення впливу опору ліній використовують трипровідне підключення резистивного перетворювача в мостове коло,

зокрема як у мостах з автоматичним зрівноваженням (рис.14.9), де R_x – резистивний перетворювач з трьома затискачами для підключення за трипровідною схемою.

Опори лінії $R_{л1} = R_{л2}$ звичайно підганяють до деякого номінального значення, вказаного в паспорті автоматичного моста. Опори плеч моста виконують звичайно однаковими ($R_2 = R_3$). Тоді повна компенсація впливу опорів лінії матиме місце в початковій точці шкали при мінімальному значенні вимірюваного опору, коли рівновага моста буде мати вигляд

$$\frac{R_{x\min} + R_{л1} + R_{ек}}{R_1 + R_{л1}} = \frac{R_3}{R_2} = 1,$$

де $R_{ек} = R_p R_{ш} / (R_p + R_{ш})$ – еквівалентний опір реохорда, зашунтованого резистором $R_{ш}$.

В інших точках шкали вплив опору лінії буде незначним, а його максимальне значення припадає на кінець діапазону вимірювань. Часто будують схеми так, щоби повна компенсація впливу опору лінії припадала на середину діапазону вимірювань. При цьому вплив опору лінії по краях діапазону вимірювання буде приблизно вдвічі меншим від відповідного впливу в кінці діапазону вимірювань у попередньому випадку.

В практиці вимірювань неелектричних величин з використанням резистивних перетворювачів часто доводиться вирішувати питання про спряження цих перетворювачів з автоматичними мостами, що випускаються серійно і мають задані параметри схеми. При цьому насамперед виникає завдання узгодження діапазонів вимірювань. Це досягається заміною опорів плеч моста R_1 , R_2 та R_3 , а також резистора $R_{ш}$, який шунтує реохорд R_p . В окремих випадках виникає необхідність увімкнення в діагональ живлення додаткового резистора R_0 .

При використанні низькоомних резистивних перетворювачів, наприклад, платинових терморезистивних перетворювачів температури ($R_0 = 1$ Ом або $R_0 = 0,1$ Ом), найдосконалішим є фазонечутливий автоматичний компенсатор змінного струму (рис.14.10). Умовою рівноваги такого компенсатора є рівність спадів напруги на терморезистивному перетворювачі R_x від струму I_1 та спаду напруги на опорі R_n , що є для підганяння нижньої границі вимірювання ($R_n = R_{x\min} I_1 / I_2$) і частині ΔR_p

логометра. Опір лінії R_{n1} в даному випадку знаходиться в колі живлення логометра і не впливає на його покази, а опори R_{n2} та R_{n3} увімкнені, по-перше, послідовно з порівняно великими опорами рамок логометра, а, по-друге, дещо впливаючи на значення струмів у рамках, мало впливають на відношення цих струмів. Не впливає на покази логометра і напруга джерела живлення. Дійсно, оскільки відхилення рухомої частини (покажчика) логометра пропорційне відношенню струмів I_1 / I_2 , а обидва кола струмів живляться від одного джерела, то зміна напруги, викликаючи зміну кожного зі струмів, не впливає на їх відношення.

В приладах серійного виробництва для роботи з резистивними перетворювачами логометри звичайно виконуються за мостовою схемою (рис.14.11, б). Опори R_{n2} та R_{n3} додаються тут відповідно з опорами R_x та R_3 , увімкненими в сусідні плечі моста, внаслідок чого при $R_1=R_2$ для випадку, коли $R_x = R_3$ вплив цих опорів, а також їх зміни внаслідок зміни температури довкілля взаємно компенсуються. При інших значеннях $R_x \neq R_3$ вплив опорів ліній та їх зміни буде незначним, оскільки опори ліній значно менші від опорів плеч моста. Крім цього, опори R_{n2} та R_{n3} підганяють до певного значення і вказують його паспорти (на шкалі), що дає можливість їх врахувати. Вибір значень опорів $R_1 \dots R_4$ залежать від діапазону зміни опору первинного перетворювача та параметрів логометра.

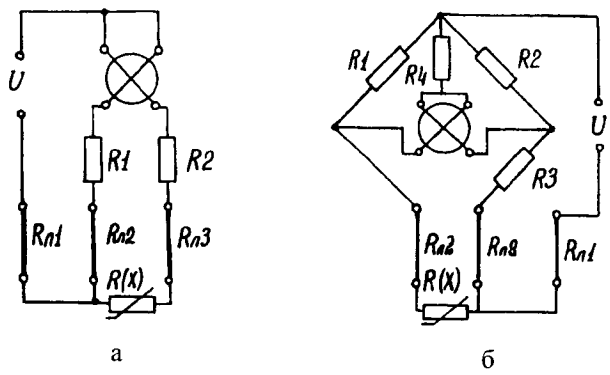


Рис.14.11. Схеми логометричних вимірювачів неелектричних величин з резистивними перетворювачами

Для вимірювань неелектричних величин з використанням ємнісних та індуктивних вимірювальних перетворювачів найчастіше використовують трансформаторні мости змінного струму з тісним індук-

тивним зв'язком, які забезпечують високу точність, чутливість і мають широкі функціональні можливості. Зрівноважують такі мости, змінюючи кількість витків w_1 регульованого плеча моста (рис.14.12). Внаслідок тісного індуктивного зв'язку між плечима моста відношення напруг на плечах, що їх утворюють обмотки w_1 та w_2 , дуже точно визначаються відношенням цих кількостей витків, а умова рівноваги моста набере вигляд

$$Z_x = \frac{w_1}{w_2} Z_0 \text{ чи } C_x = \frac{w_2}{w_1} C_0,$$

де $Z_x = 1/j\omega C_x$, $Z_0 = 1/j\omega C_0$ – опори плеч моста, що утворені відповідно первинним ємнісним перетворювачем з ємністю C_x та зразковим конденсатором ємністю C_0 . Основними проблемами, що виникають при

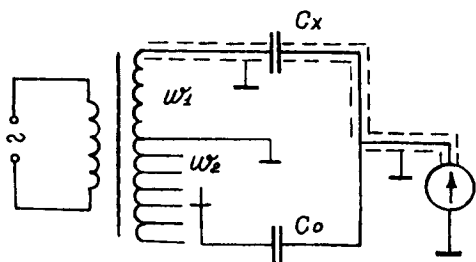


Рис.14.12. Схема трансформаторного моста з ємнісним перетворювачем

вимірюваннях із застосуванням ємнісних та індуктивних перетворювачів, є проблеми, пов'язані з усуненням впливу опору з'єднувальних ліній, особливо коли первинний перетворювач знаходиться на значній відстані від вимірювального

приладу. В таких лініях можуть наводитись значні активні завади. Тому дуже часто здійснюють фільтрацію завад, зокрема розділенням спектру частот інформативного параметра та завади. А оскільки в умовах промислового виробництва завади здебільшого є низькочастотними (промислової частоти), передачу і перетворення вимірювальної інформації здійснюють на порівняно високих частотах.

Іншим джерелом похибок, пов'язаних з лінією зв'язку, є розподілені ємнісні паразитні опори між лініями, які шунтують вихідний інформативний параметр первинного перетворювача. Якщо врахувати, що вихідні ємності первинних перетворювачів складають десятки пікофарад, то при погонній ємності між дротами лінії зв'язку, яка може досягати десятки мікрофарад на метр, її шунтуюча дія буде настільки велика, що вимірювання стає неможливим. Для усунення впливу

паразитних ємностей лінії зв'язку екранують і застосовують таке схемне рішення, при якому шунтуюча дія паразитної ємності на первинний перетворювач була би усунена або значно зменшена. Наприклад, в схемі на рис.14.12 паразитні ємності між дротами лінії зв'язку та екраном будуть увімкненими паралельно до порівняно низькоомного опору обмотки w_1 (плеча моста), здійснюючи незначну шунтуючу дію і паралельно індикатору (шунтуюча дія цієї паразитної ємності на результат вимірювань не впливає).

ВИМІРЮВАННЯ ГЕОМЕТРИЧНИХ РОЗМІРІВ

У класифікації фізичних величин за їх фізичними властивостями (принятій, зокрема, в Міжнародній системі одиниць) одну із величин становлять величини простору та часу, до якої належать геометричні розміри, час та параметри руху. Геометричні розміри – це широка група понять лінійних та кутових розмірів, площі та об'єму. Своєю чергою, до лінійних розмірів належить довжина, товщина (грубизна) покриття, відстань між об'єктами, рівень, шорсткуватість (нерівність) поверхні тощо. Головними кутовими розмірами є плоский та тілесний кути. Час є однією із семи основних одиниць СІ. Час, як і простір, – це одна із форм існування матерії. Вони нерозривно пов'язані між собою, характеризуючи, зокрема, параметри руху матерії, тобто динаміку матерії в просторі та в часі. Лінійні та кутові переміщення, швидкості та прискорення характеризують просторово-часовий стан об'єктів (матерії) одного щодо іншого, прийнятого за нерухомий. Одним із різновидів параметрів руху є витрати рідких чи газоподібних речовин.

15.1. Вимірювання лінійних та кутових розмірів

Вимірювання лінійних та кутових розмірів займають значне місце в різних галузях науки та техніки, зокрема, в машино- та приладобудуванні, де вимірювання цих величин займають до 80 % від всіх вимірювань в цих галузях. Завдання вимірювань лінійних та кутових розмірів можна розділити на такі групи:

- вимірювання лінійних розмірів в діапазоні від часток мкм до декількох десятків метрів та кутових розмірів, обмежених найчастіше повним колом з діапазоном вимірюваних значень кутових розмірів від 0,1" до 360°. Найпоширенішими в цій групі є вимірювання розмірів деталей, відхилення розміру деталі від заданого значення, вимірювання параметрів шорсткуватості поверхні, товщини покриття;

- вимірювання розмірів від часток метра до сотень метрів при визначенні рівня рідких та сипучих речовин у різних резервуарах та свердловинах, рівня пального в баках різних транспортних засобів;

- визначення координат об'єктів та відстаней між об'єктами, зокрема і космічними, що знаходяться в межах від одиниць міліметра до мільйонів кілометрів.

Останнім часом під впливом інтенсивного розвитку інтегральних схем, мікропроцесорних пристроїв відбулось корінне оновлення та значне урізноманітнення техніки, що застосовується при вимірюваннях лінійних та кутових розмірів. Сьогодні, завдяки прогресу в конструюванні приладів, можуть бути реалізовані такі методи вимірювань, які ще декілька років тому здавалися неймовірними. Нові апаратні рішення ведуть до появи нових різновидностей методів вимірювань. Донедавна для вимірювань геометричних розмірів застосовували здебільшого прилади, що працюють за аналоговим принципом. Сьогодні в зв'язку зі значним прогресом в галузі первинних вимірювальних перетворювачів та винятковими можливостями цифрової вимірювальної техніки на перший план виходять цифрові засоби вимірювань цих величин. Їх основні переваги: можливість автоматизації вимірювального процесу та автоматичної обробки результатів вимірювань, неперервний запис результатів вимірювань тощо. Тому, розглядаючи засоби та методи вимірювань геометричних розмірів, зупинимось тільки на електричних засобах, зокрема з цифровим виходом, не забуваючи про те, що основною ланкою засобів вимірювань геометричних розмірів є первинний вимірювальний перетворювач.

Основні електричні методи та відповідні засоби вимірювань лінійних та кутових розмірів залежно від наявності чи відсутності механічного контакту між досліджуваним об'єктом та засобом вимірювань поділяють на контактні та безконтактні, а залежно від принципу вимірювального перетворення методи поділяють на електромеханічні, електрофізичні та спектрометричні (хвильові).

Електромеханічні методи залежно від виду первинного перетворювача поділяють на резистивні, індуктивні, ємнісні, оптоелектронні, обкочування тощо.

Електрофізичні методи вимірювань ґрунтуються на використанні відмінностей в фізичних властивостях речовин, що знаходяться на різних сторонах границь вимірюваного розміру. Для вимірювань лінійних та кутових розмірів використовують методи та прилади, ґрунтовані на відмінностях електричних, магнітних, теплових та інших властивостей. Відповідно електрофізичні методи поділяються на електромагнітні,

ємнісні, кондуктометричні тощо. Найпоширенішими з електромагнітних є вихрострумові та резонансні методи.

Спектрометричні методи та відповідні засоби вимірювань залежно від довжини хвилі випромінювання, що використовується при вимірюванні, поділяють на звукові, ультразвукові, радіохвильові, надвисоко-частотні, оптичні (лазерні). Залежно від фізичних явищ, які використовуються при вимірюванні, спектрометричні методи класифікують на локаційні, інтерферометричні, рефрактометричні тощо.

Електромеханічні методи широко застосовуються для вимірювань розмірів деталей та шорсткватості поверхні (контактні штангенциркулі, мікрометри, профілеметри), для вимірювань рівня (поплавкові та буйкові рівнеміри). Для вимірювань відстаней, пройдених транспортними засобами, широко використовують спосіб обкочування.

В контактних мікрометрах та профілеметрах координати досліджуваного об'єкта попередньо перетворюються в лінійне переміщення голкоподібного шупа, а згодом в електричний сигнал за допомогою індуктивних, взаємоіндуктивних чи ємнісних перетворювачів.

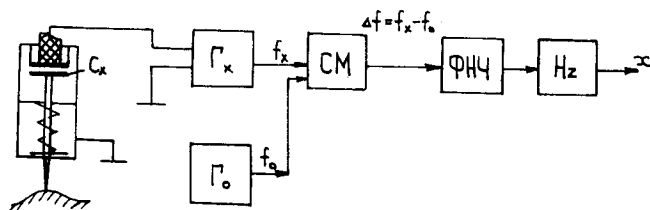


Рис.15.1. До принципу дії ємнісного профілеметра

Рис.15.1 пояснює принцип дії вимірювача малих розмірів на основі ємнісного перетворювача, який є елементом LC-контура кварцового генератора. Ємнісний перетворювач має нерухомий електрод 1, напильний на полірований скляний стержень 2, та рухомий електрод 3, механічно з'єднаний з голкоподібним шупом 4, закріпленим в корпусі за допомогою плоских пружин 5. Ємнісний перетворювач за допомогою кабелю з'єднаний з кварцовим генератором, вихідна частота f_x якого є функцією ємності C_x між між рухомим та нерухомим електродами. Частота f_x та частота f_0 від опорного генератора частоти подаються на вхід змішувача, вихідна частота якого $\Delta f = f_x - f_0$. Виміряна частотоміром частота Δf відповідатиме значенню вимірюваного розміру.

Враховуючи, що

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_0C_0}},$$

а при $C_x = C_{x0} + \Delta C = C_0 + \Delta C$

$$f_x = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_0C_x}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_0C_0\left(1 + \frac{\Delta C}{C_0}\right)}},$$

матимемо

$$\Delta f = \frac{1}{2\pi} \left[\frac{1}{\sqrt{L_0C_0\left(1 + \frac{\Delta C}{C_0}\right)}} - \frac{1}{\sqrt{L_0C_0}} \right] \approx -\frac{1}{2} \frac{\Delta C}{C_0} f_0.$$

За наведеною схемою будуться мікрометри з порогом чутливості в частки мкм та діапазоном вимірювань 0,1...1 мм. Такий мікрометр може використовуватись для вимірювань параметрів шорсткуватості. Однак у цьому випадку можуть виникати значні похибки через деяку нелінійність в перетворенні реального профілю шорсткуватої поверхні в лінійне переміщення щупа. Виникають також похибки через відривання щупа в деяких точках профілю поверхні та внаслідок деформації (пружної та пластичної) досліджуваної поверхні під дією сили з боку щупа. Ці похибки визначаються зусиллям, що створюється щупом. Це зусилля загалом не є сталим і може змінюватись залежно від інерційності перетворювача, радіуса щупа, властивостей матеріалу та характеру профілю досліджуваної поверхні. В цьому відношенні перевагу має віброконтактний метод, оснований на перетворенні в електричний сигнал коливань віброуючого щупа.

Віброконтактний метод дає змогу здійснювати вимірювання при незначних зусиллях щупа, який тільки періодично торкається досліджуваного об'єкта. Завдяки цьому можна використати тонкі щупи, що дає можливість вимірювати розміри деталей, що легко деформуються, а також об'єктів складної конфігурації.

Подібними за своєю конструкцією та вимірювальним колом є індуктивні мікрометри-профілеметри, в яких вимірювальний щуп у своїй верхній частині має закріплений феритовий стержень, котрий при

переміщенні штока змінює індуктивність вимірювальної котушки. Котушка, індуктивність L_x якої є функцією вимірюваного переміщення x , становить частотно-залежний елемент LC-генератора. Якщо частота опорного генератора

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_0 C_0}},$$

а частота вимірювального генератора

$$f_x = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_x C_0}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_0 C_0 \left(1 + \frac{\Delta L}{L_0}\right)}},$$

то

$$\Delta f \approx -\frac{1}{2} \frac{\Delta L}{L_0} f_0.$$

Мікрометри-профілеметри з індуктивним первинним перетворювачем дають змогу вимірювати мікронерівності від 0,1 мкм, а верхня границя вимірювань становить звичайно декілька мм.

Здебільшого в приладо- та машинобудуванні необхідно вимірювати не все значення розміру, яке може досягати десятків см і більше, а лише його відхилення від деякого заданого значення, оскільки в процесі виготовлення деталі контролюється її розмір. Ці відхилення звичайно не перевищують часток мм, а отже, названі мікрометри можуть бути застосовані для цих потреб.

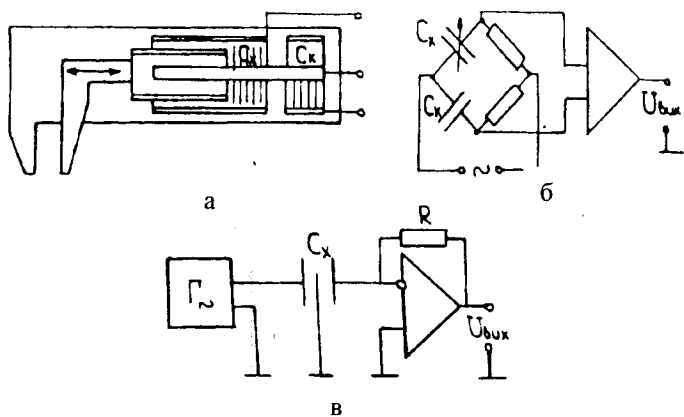


Рис.15.2. Ємнісний штангенциркуль та приклади його вимірювальних кіл

Для вимірювань розмірів у діапазоні часток міліметра до декількох сантиметрів застосовують штангенциркуль (рис.15.2, а) з довгоходовим щупом 1 та ємнісним перетворювачем переміщень. Останній складається з циліндричних зовнішнього 2 та внутрішнього 3 електродів і екрана 4 з електропровідного матеріалу, з'єданого механічно з вимірювальним щупом. При переміщенні екрана ємність вимірювального конденсатора буде змінюватись пропорційно вимірюваному переміщенню. Для виключення впливу довкілля на результат вимірювань передбачений компенсуючий конденсатор, ємність C_k якого дорівнює ємності вимірювального конденсатора при $x=0$. Приклади електричних вимірювальних кіл такого штангенциркуля наведені на рис.15.2, б, в.

Електрофізичні методи застосовують звичайно у вимірювачах товщини шару покриття та тонких листових виробів.

15.2. Вимірювання товщини шару покриття

Залежно від характеру покриття, фізичних властивостей матеріалу деталі та її покриття, необхідної точності, умов роботи тощо використовують найрізноманітніші методи вимірювань. Всі ці методи можуть бути розділені на дві великі групи: з руйнуванням покриття та без його руйнування. Найбільшу групу серед методів так званого неруйнівного контролю становлять електрофізичні методи, а також методи, основані на використанні відмінностей у фізичних властивостях деталі та її покриття. Серед них: вихрострумові, індуктивні, магнітометричні, радіаційні, індукційні, ємнісні методи.

Вимірювання товщини шару покриття вихрострумовим способом може бути застосоване для вимірювань товщини нанесених на неферомагнітні (кольорові) метали ізоляційних покриттів. За способом перетворення товщини у вихідний сигнал розрізняють генераторні (взаємодуктивні) та параметричні (індуктивні) вихрострумові перетворювачі. В індуктивних вихрострумових перетворювачах змінне електромагнітне поле, створюване вимірювальною котушкою, B_x наводить у поверхневому шарі деталі із електропровідного матеріалу вихрові струми. Поле вихрових струмів, взаємодіючи з полем котушки, приводить до зміни її індуктивності L (та відносно повного електричного опору), які є мірою вимірюваної товщини. Цей спосіб при його надзвичайній простоті є недосконалим і не застосовується.

У реальних засобах вимірювань товщини вихрострумівим методом використовують звичайно частотний спосіб отримання вимірювальної інформації. Вимірювальна котушка вмикається в LC-контур генератора високої частоти. Залежно від товщини покриття, а також від інтенсивності взаємодії поля вихрових струмів з вимірювальною котушкою більшою або меншою мірою змінюється індуктивність вимірювальної котушки і тим самим вихідна частота f_x вимірювального автогенератора, значення якої наближено може бути розраховано як

$$f_x = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{C_0(L_0 - L_{en})} - \frac{(R_0 + R_{en})^2}{4(L_0 - L_{en})^2}},$$

де C_0 – ємність резонансного контура; L_0 та R_0 – відповідно індуктивність та активний опір вихрострумівимого перетворювача при відсутності досліджуваного об'єкта; L_{en} та R_{en} – внесені індуктивність та активний опір, зумовлені впливом вихрових струмів у досліджуваному об'єкті.

Найдосконалішою є двогенераторна схема (з вимірювальним та опорним генераторами) з формуванням вихідного сигналу у вигляді різниці частот, аналогічно схемі (рис.15.1, б). За такою структурою побудований вихрострумівим вимірювач товщини покриття т. "Радон", призначений для вимірювань товщини діелектричних покриттів, нанесених на струмопровідну основу плоскої, випуклої та увігнутої форм і товщини виробів із діелектрику, які під час їх дослідження ставлять на струмопровідну основу. Прилад має діапазон вимірювань 0...10 мм та граничну похибку, яка не перевищує 1 %.

Для вимірювань товщини покриття на феромагнітних деталях можна застосовувати індуктивний метод. Первинним перетворювачем такого засобу буде індуктивний перетворювач, повний електричний опір чи індуктивність вимірювальної обмотки якого буде функцією товщини покриття (п.8.1, ч.1):

$$Z = R_0 + j\omega \frac{w^2 X_m}{(R_0 + R_\delta)^2} + j\omega L_{екв},$$

де R_0 – омичний опір обмотки; X_m та R_m – реактивна та активна складові комплексного магнітного опору магнітопроводу; R_δ – магнітний опір досліджуваного покриття (між полюсними наконечниками магнітопроводу (рис.15.3) та поверхнею феромагнітного тіла деталі).

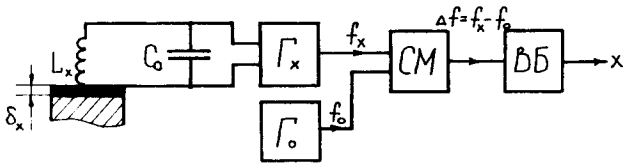


Рис.15.3. Схема вихрострумowego товщиноміра

Враховуючи, що магнітний опір магнітопроводу значно менший від магнітного опору покриття, еквівалентна індуктивність може бути записана як

$$L_{екв} \approx \frac{w^2 \mu_0 S_M}{2\delta},$$

де w – кількість витків вимірювальної обмотки; S_M – площа перерізу магнітопроводу; δ – товщина шару покриття.

Вимірювальні кола індуктивних вимірювачів товщини покриття можуть бути найрізноманітнішими. Зокрема, якщо інформативним параметром перетворювача є повний електричний опір, то для його вимірювань може бути використаний метод амперметра-вольтметра, що дає можливість дуже наближено визначити товщину покриття.

Здебільшого застосовують мостові методи вимірювань з використанням робочого індуктивного перетворювача, що розміщений на деталі з покриттям, та ідентичного робочому компенсаційного перетворювача, розміщеного на аналогічній деталі без покриття. Використання компенсаційного перетворювача, увімкненого у сусіднє плече моста, дає змогу усунути вплив зовнішніх чинників, зокрема температури, на результат вимірювань.

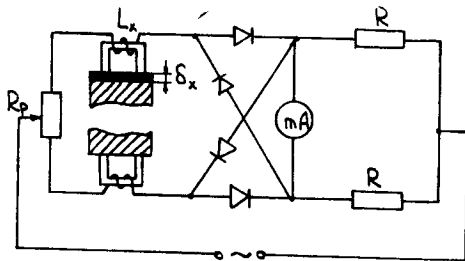


Рис.15.4. Мостова схема індуктивного товщиноміра

У мостовій схемі (рис.15.4) індикатором вимірюваної величини є магнітоелектричний мілівольтметр, увімкнений до виходу фазочутливої

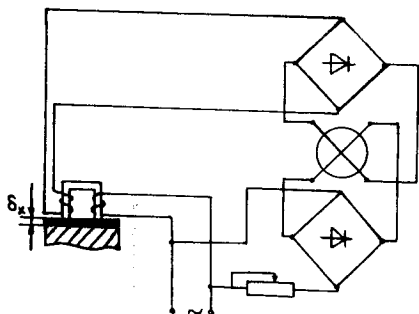


Рис.15.5. Вимірювач товщини гальванічного покриття

кільцевої схеми випрямлення. Резистор R_p змінного опору призначений для встановлення нульового показу мілівольметра при нульовому чи заданому значенні вимірюваної товщини.

Похибка вимірювання товщини покриття з використанням індуктивних перетворювачів лежить у межах 10 %.

Із неруйнівних методів зупинимось ще на методі, основаному на використанні взаємодуктивних перетворювачів, вихідним інформативним параметром яких є ЕРС, наведена у вимірювальній обмотці (рис.15.5)

$$e_2 = \omega w_2 \Phi = \omega w_2 \frac{I_1 w_1}{Z_m} \approx \frac{\omega w_1 w_2 I_1}{2\delta / (\mu_0 S)},$$

де w_1 та w_2 – кількість витків намагнічуючої та вимірювальної обмоток; I_1 – намагнічуючий струм; S – площа перерізу магнітопроводу; δ – товщина покриття; $Z_m = X_m + jR_m + R_\delta \approx R_\delta$ – комплексний магнітний опір магнітопроводу (тут X_m та R_m – реактивна та активна складові комплексного магнітного опору магнітопроводу, що значно менші від магнітного опору R_δ покриття $R_\delta = \frac{2\delta}{\mu_0 S}$).

На базі такого методу побудовані прилади для вимірювань товщини покриття в межах до 3 мм з похибкою 10...15 %.

Серед методів руйнівного контролю найпоширенішим є хемічний метод, – оснований на усуненні покриття за допомогою спеціальних хемічних реактивів. За цим методом мірою товщини покриття може бути час усунення покриття або його маса чи різниця між масою покритої деталі та масою деталі після усунення покриття.

15.3. Вимірювання рівнів

Вимірювання рівнів наповнення рідин у різних резервуарах та баках займають значне місце в різних галузях промисловості, науки та техніки.

Основними групами рівнемірів є: візуальні (за допомогою водомірного скла); гідростатичні, в яких рівень визначають за значенням тиску рідини на дно резервуара з наступним вимірюванням різниці даного тиску та атмосферного за допомогою диференціального манометра; електромеханічні та механічні, зокрема поплавкові та буйкові; електричні, в яких рівень перетворюється в зміну електричного опору (кондуктометричні) або в зміну ємності (ємнісні).

Розглянемо деякі найпоширеніші типи рівнемірів, що застосовуються в промисловості.

Поплавкові рівнеміри. Принцип роботи поплавкових рівнемірів оснований на відсліджуванні рівня рідини за допомогою поплавка. Поплавок, маючи питому густину, значно меншу, ніж рідина, завжди знаходиться на її поверхні і переміщується з переміщенням вимірюваного рівня рідини. Переміщення поплавка перетворюється у вихідний сигнал відлікових пристроїв, що може здійснюватись як за допомогою звичайних механічних пристроїв, так і з перетворенням переміщення в електричний сигнал за допомогою різних вимірювальних перетворювачів.

Найпростішими є механічні рівнеміри, в яких поплавок підвішений на так званій мірній стрічці. При зміні рівня рідини та відповідному переміщенні мірної стрічки, яка має перфорацію, стрічка входить в зчеплення з виступами мірного шків механічного відлікового пристрою. Відліковий механізм – це десятковий лічильник із трьох або чотирьох барабанів з ціною найменшої поділки 1 мм. Застосовуються такі рівнеміри для вимірювань рівнів рідких нафтопродуктів і мають верхню границю вимірювань до 20 м і абсолютну похибку вимірювання в межах до ± 4 мм.

На рис.15.6 наведена принципова схема поплавкового рівнеміра з реостатним перетворювачем переміщення та логометричним вимірювальним приладом для вимірювання рівня пального в баках автомобілів та літаків. Поплавок розміщений в баку з досліджуваним рівнем і механічно зв'язаний з повзунком реостатного перетворювача R_n . Резистори

R_1 та R_2 служать для узгодження параметрів перетворювача та логометра для забезпечення заданого діапазону вимірювань.

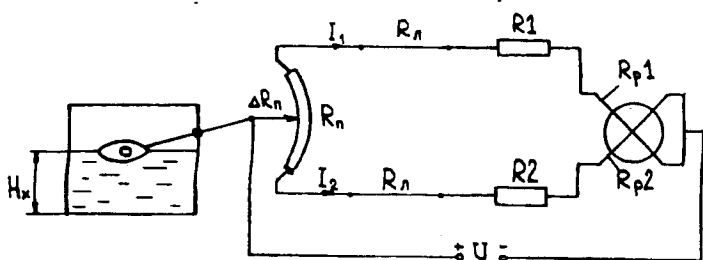


Рис.15.6. Схема поплавкового рівнеміра

При зміні досліджуваного рівня та відповідному переміщенні поплавка повзунок реостатного перетворювача, змінюючи співвідношення опорів у колах рамок логометра, змінює і відношення струмів, а тим самим відхилення α стрілки та покази логометра:

$$\alpha = f\left(\frac{I_1}{I_2}\right) = f\left(\frac{R_n - \Delta R_n + R_n + R_2 + R_{p2}}{\Delta R_n + R_n + R_1 + R_{p1}}\right)$$

Шкала таких рівнемірів градується в значеннях вимірюваного рівня або в частках максимального рівня, прийнятого за одиницю.

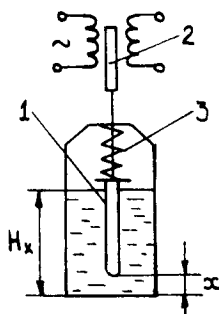


Рис.15.7. Структура буйкового перетворювача рівня рідини

До переваг логометричних кіл належить незмінність показів при коливанні напруги джерела живлення та незначний вплив опору лінії.

Вторинними перетворювачами поплавкових рівнемірів можуть бути також індуктивні чи взаємодуктивні перетворювачі переміщень.

Буйкові рівнеміри. Їх робота базується на використанні виштовхувальної сили, що діє на занурене у рідину тіло (буйок) у вигляді циліндра, довжина якого значно більша від його діаметра (рис.15.7), а питома густина значно більша від питомої густини досліджуваної рідини. Такий буйок механічно з'єднаний з чутливим елементом 2 вторинного перетворювача, а його переміщення обмежується за допомогою пружини 3, закріпленої одним кінцем до

верхньої частини буйка, а другим до нерухомої частини перетворювача. Такий буйок, що вільно підвішений на пружині, служить масштабним перетворювачем порівняно великих змін рівня (до 10...20 м) у порівняно невеликі переміщення буйка та чутливого елемента вторинного перетворювача. Залежно від рівня рідини на буйок буде діяти підйомна сила, внаслідок чого пружина стискається, а чутливий елемент, яким може бути, наприклад, плунжер індуктивного чи взаємоіндуктивного перетворювача, переміщується, змінюючи відповідно вихідну індуктивність (повний електричний опір) чи вихідну ЕРС.

Функцію перетворення буйкового перетворювача можна визначити, виходячи з таких положень. При зануренні буйка в досліджувану рідину на нього буде діяти виштовхувальна сила:

$$F_x = S(H - x) \rho_p g ,$$

де H – рівень рідини; x – переміщення буйка; S – площа поперечного перерізу буйка; ρ_p – питома густина рідини; g – земне прискорення.

Сила пружності пружини змінилася на величину $F_{np} = Wx$, де W – штивність пружини.

Прирівнявши ці дві сили, одержимо

$$x = H \frac{1}{1 + \frac{W}{\rho_p g S}} .$$

Вторинними вимірювальними приладами рівнемірив з буйковим перетворювачем можуть бути прилади типу КПД чи КСД (з компенсаційним вимірювальним колом з диференціально-трансформаторними перетворювачами), рис.15.8.

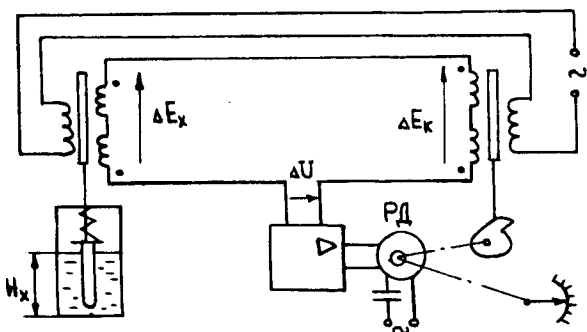


Рис.15.8. Схема буйкового рівнеміра з диференціально-трансформаторними перетворювачами

Останнім часом широко застосовуються буйкові та поплавкові рівнеміри з силовою компенсацією, а також статичного зрівноважувального перетворення (рис.15.9). Вихідною величиною в таких вимірювачах є струм. Буйкові рівнеміри такого типу з уніфікованим вихідним сигналом 0...5 та 0...20 мА призначаються для вимірювань рівня рідин в технічних місткостях з рівнем заповнення до 10...16 м. Їх зведена похибка знаходиться в межах до 1,5 %.

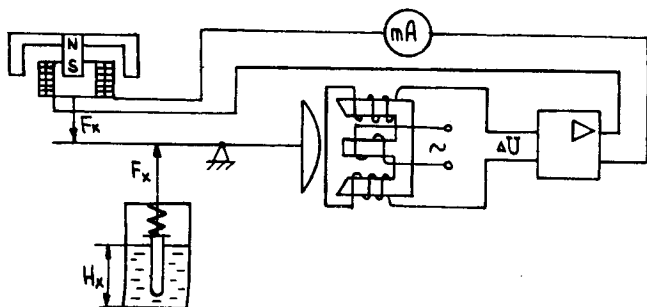


Рис.15.9. Схема буйкового рівнеміра зрівноважувального перетворення

Принцип дії рівнемірів зрівноважувального перетворення такий. При зануренні буйка в досліджувану рідину на нього буде діяти виштовхувальна сила F_x , що приводить до переміщення буйка. Це переміщення за допомогою коромисла перетворюється в поворот осердя диференціально-трансформаторного перетворювача. Нерухома частина магнітопроводу виконана у вигляді Ш-подібного осердя. На середньому його стержні намотана первинна намагнічуюча обмотка, що живиться від джерела змінної напруги. Дві ідентичні вимірювальні обмотки, намотані на крайні стержні, утворюють два ідентичні перетворювальні елементи. Обмотки з'єднані послідовно і зустрічно.

Диференціально-трансформаторний перетворювач побудований так, що при нульовому значенні вимірюваного рівня чи деякому його номінальному значенні рухоме осердя займає симетричне щодо обох перетворювальних елементів положення, наведені в них ЕРС будуть однаковими, а їх різниця дорівнюватиме нулю. Зі зміною вимірюваного рівня і відповідним переміщенням рухомого осердя змінюються потоки в окремих перетворювальних елементах і наведені в них ЕРС. З'являється деяка різниця ЕРС, яка подається на підсилювач, вихідна напруга

якого після перетворення змінного струму в постійний подається до вимірювальної обмотки зворотного магнітоелектричного перетворювача.

Струм I_x , що проходить через вимірювальну обмотку, взаємодіючи з полем постійного магніту, створює компенсуючу силу F_k , спрямовану назустріч силі F_x . Струм, що протікатиме в момент рівноваги цих сил, буде мірою вимірюваного рівня. Для точніших вимірювань струму I_x використовують компенсатори постійного струму, що вимірюють спад напруги на вимірювальній котушці опору R_0 .

Ємнісні рівнеміри відрізняються універсальністю, високою чутливістю, простотою вимірювального кола, відсутністю рухомих елементів в зоні вимірюваного рівня. Однією з основних проблем при побудові ємнісних рівнемірів є компенсація змін відносних діелектричних сталей ϵ_x середовища, рівень якого вимірюють, та ϵ_n повітря між обкладками вимірювального перетворювача в зоні, що не заповнена досліджуванним середовищем. На рис.15.10 показана схема рівнеміра, в якій передбачене виключення впливу зміни названих діелектричних сталей за допомогою компенсуючих конденсаторів. Давач рівнеміра (рис.15.10, а) має робочий конденсатор C_x та три компенсуючі конденсатори, два з яких (C_{n1} та C_{n2}) знаходяться у повітрі і один (C_k) повністю занурений в досліджуване середовище.

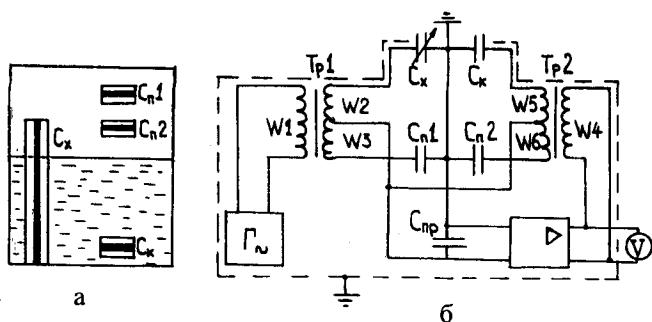


Рис.15.10. Структура давача та схема ємнісного рівнеміра

Вимірювальне коло такого рівнеміра складається з генератора змінної напруги, підсилювача, вольтметра та двох трансформаторів $Tr1$ та $Tr2$ і працює в режимі статичного зрівноважувального перетворення. Якщо коефіцієнт підсилення достатньо великий, то можна вважати, що напруга на його вході, зашунтованому паразитною ємністю C_{np} , буде

наближатись до нуля, а це означає, що практично буде дорівнювати нулю сума струмів, які надходять на вхід підсилювача через ємності C_p , C_{n1} , C_{n2} , та C_k :

$$U \left(\frac{W_2}{W_1} C_p - \frac{W_3}{W_1} C_{n1} \right) - U_g \left(\frac{W_5}{W_4} C_k - \frac{W_6}{W_4} C_{n2} \right) = 0,$$

де U та U_g – відповідно напруга на виході генератора Γ та покази вольметра.

Якщо значення ємностей записати через довжини l_i відповідних конденсаторів, вимірюваний рівень через H_x , ємність на одиницю довжини відповідного конденсатора в повітрі C_0 та відносну діелектричну сталу ϵ_x досліджуваного середовища, тобто $C_{n1} = C_0 l_{n1}$; $C_{n2} = C_0 l_{n2}$; $C_k = C_0 \epsilon_x l_k$; $C_p = C_0 (H_x \epsilon_x + l_p \cdot H_x)$, то одержимо:

$$U_g = \frac{H_x}{l_k} \frac{W_2 W_4 (\epsilon_x - 1) U}{W_1 W_5 (\epsilon_x - W_6 l_{n2} / W_5 l_k)} + \frac{W_4 (W_2 l_p - W_3 l_{n1}) U}{W_1 (W_5 l_k \epsilon_x - W_6 l_{n2})},$$

а при забезпеченні рівності $W_6 l_{n2} = W_5 l_k$ та $W_2 l_p = W_3 l_{n1}$ матимемо:

$$U_g = \frac{H_x}{l_k} \frac{W_2 W_4}{W_1 W_5} U = k H_x U.$$

Отже, покази вольметра будуть пропорційними вимірюваному рівню H_x і не залежатимуть від значення діелектричної сталої ϵ_x .

Однією з мостових схем рівнеміра, розроблених в Інституті електродинаміки АН України, є схема (рис.15.11) з додаванням струмів через ємнісні елементи C_x , C_n та C_k – робочий ємнісний перетворювач та компенсаційні, що знаходяться відповідно в повітрі та досліджуваному середовищі.

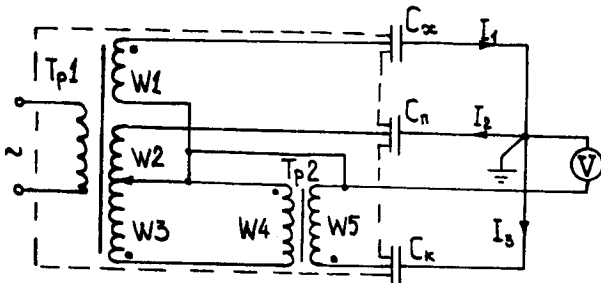


Рис.15.11. Мостова схема ємнісного рівнеміра з додаванням струмів

Для того, щоб сума струмів I_1 , I_2 та I_3 дорівнювала нулеві

$$W_1 C_x - W_2 C_n - \frac{W_3 W_5}{W_4} C_x = 0$$

регулюють відношення витків W_2/W_3 .

Якщо ємності відповідних конденсаторів записати через їх довжину (зокрема, вимірюваний рівень H_x) та погонну ємність C_i^* , забезпечивши $C_x^* = C_n^*$, а також $l_n/l_k = W_5/W_4$, то відлік вимірюваного рівня може бути здійснений за кількістю витків W_3 .

Зведена похибка крапчик зразків ємнісних рівнемірів не перевищує 1 %.

15.4. Вимірювання відстаней між об'єктами

Найточнішими методами вимірювань відстаней між об'єктами є спектрометричні методи, зокрема локаційний метод, оснований на вимірюванні часу проходження вимірюваної відстані променем, швидкість якого відома і залишається незмінною в процесі вимірювання. Практично для реалізації локаційного методу можна використати всі види випромінювань, але найпоширенішими є методи та засоби радіолокації, оптичної та акустичної локації. Локаційний метод, що базується на використанні звукових та ультразвукових хвиль, називають ехо-звуковим.

У локаційних засобах джерело випромінювання та приймач знаходяться на одній границі вимірюваного розміру, а на другій границі – спеціальний відбивач або замість останнього використовується границя об'єкта, відстань до якого визначається.

Радіолокаційний та оптичний локаційний методи застосовуються для вимірювань великих відстаней – від десятків та сотень метрів до багатьох мільйонів кілометрів.

Акустична локація використовується в твердих, рідких та газоподібних середовищах для вимірювань розмірів та відстаней від одиниць міліметрів до декількох кілометрів, тобто в діапазоні, в якому застосування радіо- та оптичної локації ускладнено через необхідність вимірювати дуже малі часові інтервали ($10^{-9} \dots 10^{-11}$ с), що зумовлено великою швидкістю розповсюдження електромагнітних хвиль, або внаслідок швидкого загасання електромагнітних коливань у рідких та твердих середовищах.

Швидкість розповсюдження звукових та ультразвукових коливань в повітрі дорівнює біля 333 м/с, в морській воді 1500 м/с, а в металах 3000...10 000 м/с, тобто на 4...6 порядків менше від швидкості розповсюдження електромагнітних коливань, що дає змогу використовувати акустичну локацію для вимірювань малих відстаней.

Є два основні способи реалізації локаційного методу: імпульсний та модуляційний (фазовий). В першому способі використовується випромінювання у вигляді коротких імпульсів, а в другому – безперервне модульоване випромінювання, фаза якого містить інформацію про вимірювану відстань. На рис.15.12 наведені спрощені структурні схеми оптичних локаційних світловіддалемірів, основаних на використанні імпульсного (рис.15.12, а) та модульованого (рис.15.12, б) випромінювань.

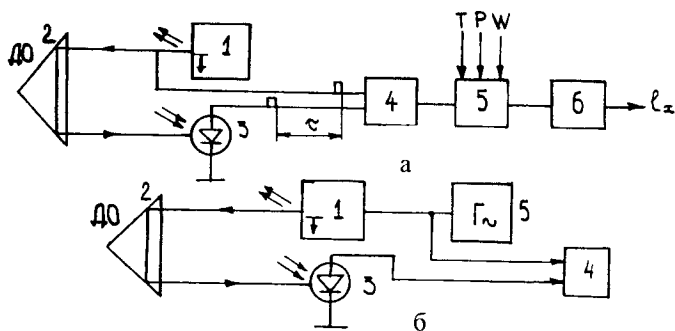


Рис.15.12. Схеми реалізації локаційного методу вимірювань відстаней

В імпульсних локаторах випромінювання у вигляді короткого імпульсу від джерела випромінювання – лазера 1 спрямовується до об'єкта 2, відстань до якого вимірюють. Відбитий від об'єкта імпульс приймається оптоелектронним чутливим елементом 3. Інтервал часу, протягом якого імпульс проходить подвійну вимірювану відстань, визначається вимірювачем інтервалів часу 4. Якщо відома швидкість v розповсюдження променя, вимірювана відстань l_x обчислюється за допомогою обчислювального пристрою 5 відповідно до формули $l_x = tv/2$ і безпосередньо відраховується відліковим пристроєм 6.

Швидкість розповсюдження електромагнітного випромінювання, зокрема оптичного, в повітряному середовищі визначається за форму-

лою $v=c/n$, де $c=299\,792\,458$ м/с – швидкість світла у вакуумі; n – показник заломлення світла в середовищі, який залежить від його температури, тиску та вологості.

У сучасних високочастотних світловіддалемірах одночасно з вимірюванням відстаней здійснюються допоміжні вимірювання метеорологічних параметрів середовища (температури T , тиску P та вологості W) в декількох точках вздовж вимірюваної відстані, результати яких вводяться в мікропроцесор 5 для уточнення значення швидкості світла в даному середовищі в момент вимірювання відстані. Цей спосіб надзвичайно трудомісткий і використовується лише при дуже точних метеорологічних вимірюваннях відстаней до декількох кілометрів, наприклад, в установках для відтворення одиниці довжини на ділянці 50...1000 м.

Інший спосіб уточнення швидкості світла в даному середовищі полягає у використанні двохвильового дисперсійного методу, при якому показник заломлення n визначають, вимірюючи відстані при двох різних довжинах хвиль із застосуванням двочастотного лазера. Цей спосіб використовується в світловіддалемірах для точних вимірювань великих відстаней (до сотень км).

У фазових (модуляційних) локаційних віддалемірах (рис.15.12, б) використовується неперервне випромінювання лазера 1, модульоване за інтенсивністю синусоїдним сигналом з частотою f_m від генератора 5. Як інформативний параметр для визначення часу проходження променем подвійної вимірюваної відстані l_x приймається кут фазового зсуву між напругою на виході приймача випромінювання 3 та модульовальною напругою, який вимірюється за допомогою фазометра 4 і здійснюється на частоті модуляції :

$$\varphi_\tau = 2\pi N + \Delta\varphi = \omega_m t_2 - \omega_m t_1 = 2\pi f_m (t_2 - t_1) = 2\pi f_m \tau,$$

де $\omega_m t_1$ та $\omega_m t_2$ – фази коливань відповідно в моменти часу t_1 та t_2 ; N – повна кількість фазових циклів; $\Delta\varphi$ – кут фазового зсуву в межах неповного фазового циклу.

Вимірювана відстань визначається за формулою :

$$l_x = \frac{v}{2} \tau = \frac{v}{2} \frac{\varphi_\tau}{2\pi f_m} = \frac{v}{2f_m} \left(N + \frac{\Delta\varphi}{2\pi} \right) = \frac{c}{2nf_m} \left(N + \frac{\Delta\varphi}{2\pi} \right).$$

Отже, при вимірюваннях фазовими локаційними віддалемірами відстаней, більших від половини довжини хвилі модуляційного сигналу, необхідно визначити повну кількість фазових циклів і кут фазового зсуву в межах неповного (останнього) циклу. Частота модуляції лежить, звичайно, в межах 10...100 МГц.

За допомогою оптичної локації та лазерів відстань від Землі до відбивачів, установлених на Місяці, була визначена з точністю до 2...6 см, тобто з похибкою $<2 \cdot 10^{-8} \%$.

ВИМІРЮВАННЯ МЕХАНІЧНИХ ЗУСИЛЬ**16.1. Загальні відомості**

Із механічних величин, які вимірюються найчастіше, основними є механічні зусилля, які поділяються на зосереджені, зокрема спрямовані лінійно (механічні сили) та обертові (крутні моменти), а також розподілені зовнішні зусилля (тиск) та внутрішні розподілені зусилля, що виникають в тілі досліджуваного об'єкта (механічні напруження).

Діапазон вимірюваних механічних зусиль дуже великий. Так, під час наукових досліджень доводиться вимірювати сили, починаючи від $10^{-5} \dots 10^{-6}$ Н (і навіть менші), а під час промислових вимірювань – до 10^9 Н. Внутрішні напруження в деталях різних конструкцій лежать в межах до 2000 МПа. Оскільки вимірювання внутрішніх напружень необхідне насамперед для дослідження міцнісних властивостей, то вимірювання механічних напружень, менших від 10 МПа, трапляються рідко. Діапазон вимірювань тиску знаходиться в межах від 0 до майже $10^{10} \dots 10^{11}$ Па, а поріг чутливості сучасних манометрів досягає 10^{-2} Па. Верхня границя вимірювань крутних моментів сягає 10^9 Н·м.

Методи вимірювань різних видів механічних зусиль мають багато спільного. Їх можна поділити на чотири групи, що базуються на вимірюванні:

- деформацій досліджуваного об'єкта або деформацій пружного елемента, які виникають під дією вимірюваного зусилля;
- параметрів або властивостей перетворювачів (електричний чи магнітний опір, частота власних коливань, виникнення електричного заряду тощо), що змінюються під дією досліджуваних зусиль;
- безпосередньо властивостей досліджуваного об'єкта чи середовища (наприклад, швидкості розповсюдження звуку, теплопровідності газу, електричної провідності, магнітної проникності тощо), які залежать від зусиль, що діють на них;
- зусиль методом зрівноважувального перетворення, при якому вимірюване зусилля зрівноважується компенсуючим зусиллям.

Перша група методів найширше застосовується для визначення механічних напружень вимірюванням деформації поверхні досліджуваного об'єкта, а також у приладах для вимірювання сил, крутних

моментів та тиску, що попередньо перетворюються в деформацію первинного пружного перетворювального елемента.

Друга група методів використовується у засобах вимірювань, оснований на застосуванні п'єзоелектричних та магнітопружних перетворювачів, безпосередньою вхідною величиною яких є досліджуване зусилля.

На залежності властивостей чи параметрів досліджуваного об'єкта від зусиль, що діють на них, оснований, наприклад, ультразвуковий, магнітопружний, термопружний та інші методи вимірювань механічних напружень.

Метод зрівноважувального перетворення використовується для побудови точних засобів вимірювань сил, крутних моментів, тиску.

16.2. Вимірювання механічних напружень

Найпоширенішим способом визначення механічних напружень є вимірювання деформації поверхні досліджуваного об'єкта. Діапазон вимірюваних деформацій дуже широкий – від часток мікрометра в металах та твердих пластмасах до десятків сантиметрів у зразках еластичних матеріалів з великим видовженням.

Найпростішим та найпоширенішим методом вимірювань деформацій є так званий тензометричний метод, в якому як первинні перетворювачі деформації використовують тензорезистори. Металеві тензорезистори застосовують при вимірюваннях відносних деформацій від 0,002 до 1...2 %, напівпровідникові – до 0,1...0,2 %, навісні металеві – до 10 %, а еластичні (гнучкі кавчукові трубки, заповнені електролітом) – до 30...50 %. Тензорезистори практично безінерційні і використовуються для вимірювань, зокрема, змінних деформацій в діапазоні частот до 100 кГц.

Для вимірювання деформацій чи величин, попередньо перетворених у деформацію пружного перетворювального елемента, тензорезистор наклеюють на досліджувану деталь. Для температур до 200 °С застосовують бакеліто-фенольні клеї (БФ), бакелітовий лак, а для вищих температур – жаростійкі кремнійорганічні цементи та цементи на основі рідкого скла.

Особливістю приклеюваних тензорезисторів є те, що вони не можуть бути переклеєні з об'єкта на об'єкт. Тому дійсна функція перетво-

рення робочого тензорезистора не може бути визначена, а для її оцінки знаходять функцію перетворення аналогічного, так званого градууювального тензорезистора з цієї партії. А оскільки властивості окремих тензорезисторів із певної їх партії, а також умови їх приклеювання загалом дещо різні, то відзначається деяка неоднозначність дійсної та номінальної функцій перетворення. Досвід свідчить, що похибка від неідентичності функцій перетворення при акуратному приклеюванні тензорезисторів з достатньо однорідної партії не перевищує 1,5 %.

Вихідним інформативним параметром тензорезисторів є зміна їх опору і тому здебільшого вимірювальними колами тензорезистивних перетворювачів є мостові вимірювальні кола. Тензорезистор може бути увімкненим в одне з плеч моста, в два плеча або мостове коло може бути складене повністю із тензорезисторів.

Оскільки відносна зміна опору тензорезисторів дуже мала ($\varepsilon_R < 1\%$), то суттєвий вплив на результат вимірювань може мати температура довкілля. Отже, необхідно передбачити температурну компенсацію. Зокрема, якщо використовують мостове коло з одним робочим тензорезистором (рис.16.1, а), то для температурної компенсації необхідний інший неробочий тензорезистор $R_{TK} = R_0$, аналогічний робочому R_t , який був би в однакових температурних умовах з робочим. Тоді зміна опорів двох ідентичних (робочого та компенсаційного) тензорезисторів, зумовлена зміною температури довкілля при незмінному значенні вимірюваної деформації, не викликає зміни вихідної напруги. Дійсно, якщо, наприклад $\varepsilon_R = 0$ та $R_2 = R_3 = R$

$$U_{вих} = U_{вх} \frac{R_{T0}(1 + \varepsilon_t)R - R_{T0}(1 + \varepsilon_t)R}{[R_{T0}(1 + \varepsilon_t) + R_{T0}(1 + \varepsilon_t)]2R} = 0$$

(тут ε_t – температурний коефіцієнт опору тензорезистора).

Якщо таке мостове коло при відсутності вимірюваної деформації буде в рівновазі, тобто $R_1R_3 = R_2R_{TK}$, то внаслідок дії вимірюваної деформації і відповідно зміни опору робочого тензорезистора на ΔR_t рівновага порушується, а вихідна напруга за умови, що внутрішній опір джерела живлення нехтівно малий, буде дорівнювати

$$U_{вих} = U_{вх} \frac{R_{T0}(1 + \varepsilon_R)R_3 - R_2R_{TK}}{[R_{T0}(1 + \varepsilon_R) + R_{TK}](R_2 + R_3)};$$

де $\varepsilon_R = \frac{\Delta R_T}{R_{T0}}$ – відносна зміна опору тензорезистора; $R_T = R_{T0}(1 + \varepsilon_R)$ –

функція перетворення робочого тензорезистора.

Для симетричного моста, коли $R_{TK} = R_{T0}$, а $R_2 = R_3$, матимемо

$$U_{вих} = 0.25 U_{ax} \frac{\varepsilon_R}{1 + 0.5\varepsilon_R};$$

Як видно з останнього виразу, функція перетворення такого мостового кола, тобто залежність $U_{вих}$ від ΔR чи ε_R нелінійна. Однак при невеликих змінах R_T (у металевих тензорезисторах ці зміни не перевищують 1%), коли $\varepsilon_R < 0,01$, можна вважати

$$U_{вих} = 0.25 U_{ax} \varepsilon_R;$$

Оскільки відношення відносної зміни опору $\varepsilon_R = \frac{\Delta R_T}{R_{T0}}$ до віднос-

ної деформації $\varepsilon_l = \frac{\Delta l}{l}$ характеризується коефіцієнтом відносної тензо-чутливості k , то залежність вихідної напруги від вимірюваної деформації запишеться як

$$U_{вих} = 0.25 U_{ax} k \varepsilon_l.$$

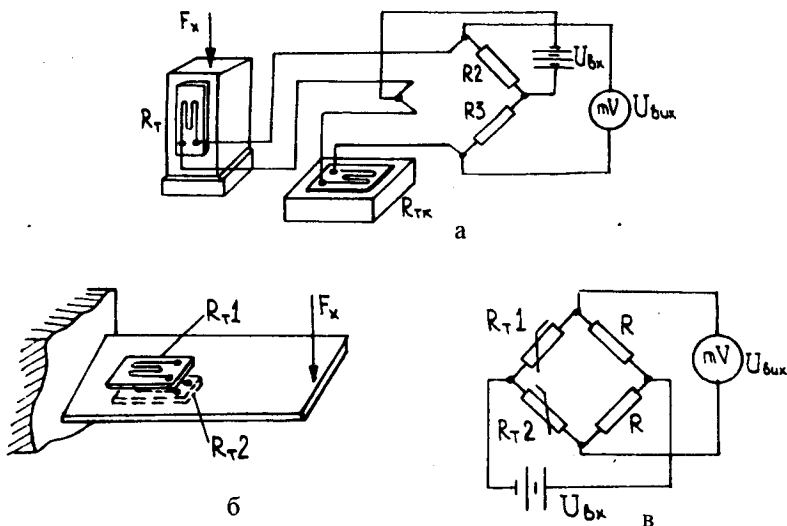


Рис.16.1. Схеми увімкнення тензорезисторів у мостові кола

Якщо первинними перетворювачами сили (тиску) в деформацію є консольні (мембранні) перетворювальні елементи, то як робочі можна використати два ідентичні тензорезистори, наклеєні з протилежних сторін чутливого елемента так, що один сприймає деформацію розтягу, а інший деформацію стиску, то можливе диференціальне їх увімкнення в мостове коло (рис.16.1, б). В цьому випадку температурна похибка також виключається, а чутливість мостового кола збільшується вдвічі.

Дві пари диференціальних тензорезисторів, які утворюють повний тензометричний міст, забезпечують найкращу корекцію температурних похибок і в чотири рази збільшують чутливість.

Якщо використовується блок із чотирьох ідентичних тензорезисторів, наклеєних на поверхність досліджуваного об'єкта так, що тензорезистори R_{T1} та R_{T3} (рис.16.2, а) сприймають поздовжню деформацію, а R_{T2} та R_{T4} – поперечну, то при їх увімкненні в мостове коло (рис.16.2, б) температурна похибка також буде компенсуватись, а вихідна напруга

$$U_{вих} = U_{ax} = \frac{R_{T0}(1 + \epsilon_R)R_{T0}(1 + \epsilon_R) - R_{T0}(1 - \mu\epsilon_R)R_{T0}(1 - \mu\epsilon_R)}{[R_{T0}(1 + \epsilon_R) + R_{T0}(1 - \mu\epsilon_R)][R_{T0}(1 + \epsilon_R) + R_{T0}(1 - \mu\epsilon_R)]}$$

Враховуючи, що для металевих тензорезисторів ϵ_R не перевищує 0,01, а коефіцієнт Пуассона $\mu = 0,24 \dots 0,4$, матимемо

$$U_{вих} = 0.5 U_{ax} (1 + \mu) \epsilon_R$$

Для напівпровідникових тензорезисторів, для яких ϵ_R досягає сотень, а його значення є нелінійною функцією температури, залежність $U_{вих} = f(U_{ax})$ набуває дуже складного характеру.

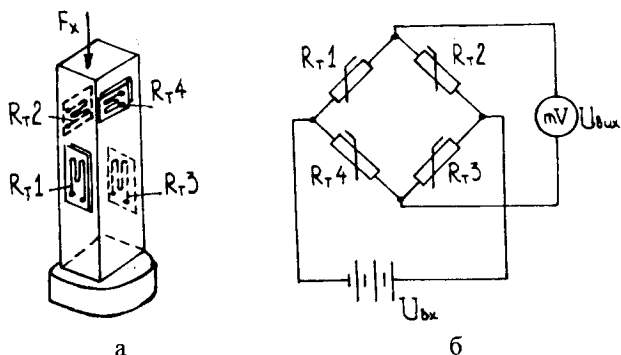


Рис.16.2. Вимірювальне коло з чотирма тензорезисторами

Практично застосовуються складніші схеми тензометричних мостів, де крім основних (робочих) тензорезисторів увімкнені також регульований резистор для встановлення початкового значення діапазону вимірювань (найчастіше нульового значення вихідної напруги), температурозалежний резистор для компенсації зміни чутливості схеми від зміни температури довкілля, резистор для підганяння чутливості схемі. Термозалежний резистор повинен мати добрий тепловий контакт з досліджуванним об'єктом (чи перетворювальним пружним елементом), на якому наклеєні робочі тензорезистори. Для цього він приклеюється до досліджуваного об'єкта (пружного елемента) за допомогою електроізоляційного клею з доброю теплопровідністю.

Крім незрівноважених мостових кіл, у тензометрії можуть бути використані і зрівноважені мостові кола. До переваг останніх належать незалежність показів від зміни напруги джерела живлення, відсутність похибки від нелінійності функції перетворення, що відзначається в незрівноважених мостових колах. Недоліком зрівноважених мостових кіл є низька швидкодія при ручному зрівноважуванні чи складність вимірювального засобу при автоматичному зрівноважуванні.

Визначення механічних напружень всередині тіла досліджуваного об'єкта за результатами вимірювань відносних деформацій на його поверхні розраховують на підставі основних співвідношень між механічними напруженнями та деформацією згідно з законом Гука, які загалом можуть бути записані як:

$$\varepsilon_x = \frac{1}{E} [\sigma_x - \mu(\sigma_y + \sigma_z)];$$

$$\varepsilon_y = \frac{1}{E} [\sigma_y - \mu(\sigma_x + \sigma_z)];$$

$$\varepsilon_z = \frac{1}{E} [\sigma_z - \mu(\sigma_x + \sigma_y)].$$

де E – модуль пружності; μ – коефіцієнт Пуассона; ε_x , ε_y та ε_z – головні поздовжні деформації, що виникають у відповідній точці пружного ізотропного матеріалу в межах пружних деформацій при однорідному об'ємно-напруженому стані в напрямі відповідних осей; σ_x , σ_y , σ_z – відповідні головні напруження.

Для плосконапруженого стану, коли, наприклад, $\sigma_z=0$ наведені вище рівняння набирають вигляд:

$$\varepsilon_x = \frac{1}{E} (\sigma_x - \mu\sigma_y)$$

$$\begin{aligned}\varepsilon_y &= \frac{1}{E}(\sigma_y - \mu\sigma_x); \\ \varepsilon_z &= -\mu(\sigma_x + \sigma_y),\end{aligned}$$

звідси

$$\begin{aligned}\sigma_x &= E(\varepsilon_x - \mu\varepsilon_y)(1 - \mu^2); \\ \sigma_y &= E(\varepsilon_y - \mu\varepsilon_x)(1 - \mu^2);\end{aligned}$$

а при лінійно напруженому стані

$$\sigma = E\varepsilon.$$

16.3. Вимірювання механічних сил та тиску

Переважає більшість силовимірювальних пристроїв (динамометрів) оснований на методі перетворення вимірюваної сили в механічні напруження в матеріалі пружного перетворювального елемента і його деформацію, котрі за допомогою тензорезистивних, індуктивних, п'єзоелектричних, магнітопружних чи інших вторинних перетворювачів перетворюються в електричний сигнал або зміну вихідного електричного параметра.

Залежно від значення вимірюваної сили як первинні перетворювачі можуть використовуватись стержневі пружні елементи, пружні кільця, балкові пружні елементи (п.4.1). Вторинними перетворювачами динамометрів з механічними пружними перетворювачами сили в деформацію ε , переважно, тензорезистивні перетворювачі, а вимірювальні кола – мостові (розглянені в попередньому параграфі). Такі динамометри призначаються для вимірювань з похибкою 1...2 %.

Незважаючи на порівняно низьку точність (сумарна похибка вимірювання сили становить 2...3 %), широко застосовуються для вимірювань великих сил ($10^5 \dots 10^6 \text{ Н}$) в складних умовах динамометри з магнітопружним перетворювальним елементом, які відрізняються простотою конструкції, високою надійністю, значною потужністю вхідного сигналу. Магнітопружні перетворювачі виготовляють, переважно, диференціальними. Один з перетворювальних елементів є робочим, а ідентичний йому інший перетворювальний елемент, на який не діють вимірювальні зусилля, служить для компенсації початкової індуктивності робочого перетворювального елемента, а також для компенсації впливу зовнішніх чинників, зокрема температури довкілля, частоти джерела живлення.

Основою п'єзоелектричних динамометрів є п'єзоелектричні перетворювачі сили в електричний заряд (п.6.2). Труднощі, що виникають під час побудови п'єзоелектричних динамометрів, зумовлені електростатичною природою зарядів п'єзоелектричного перетворювача: їх малим значенням, тенденцією до швидкого стікання через опір ізоляції та вхідний опір підсилювача. Надзвичайно мала вихідна потужність при великому опорі п'єзодавача вимагає використання високочутливих підсилювачів з дуже великим вхідним опором. Тому певний час п'єзодинамометри застосовувались лише для вимірювання змінних сил (тисків). Використання в п'єзодинамометрах підсилювачів заряду дає змогу в тисячі разів зменшити стікання заряду (п.6.2), а, отже, тривало підтримувати значення вихідного сигналу, що дало можливість створити п'єзодинамометри і для вимірювань сталих сил.

До переваг п'єзодинамометрів належить їх висока чутливість, висока швидкодія. Зведена похибка п'єзодинамометрів знаходиться в межах 1 %.

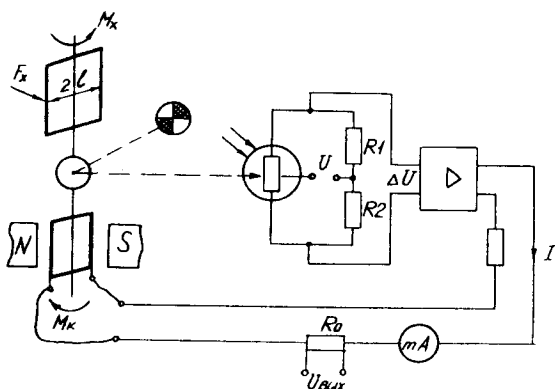


Рис.16.3. Принципова схема динамометра зрівноважувального перетворення

Для точних вимірювань сил, крутних моментів та інших механічних величин, попередньо перетворених в силу чи момент, застосовують засоби зрівноважувального перетворення за неелектричною величиною. В динамометрі зрівноважувального перетворення (рис.16.3) вимірювана сила F_x , попередньо перетворена в момент $M_x = F_x l$, діючи на рухому частину 1, повертає її. Повертається також закріплене на осі рухомої частини дзеркальце, змінюючи освітленість диференціального

фоторезистора, увімкненого в сусідні плечі попередньо зрівноваженої мостової схеми. На виході моста з'являється напруга розбалансу ΔU . Ця напруга підсилюється підсилювачем і подається на вхід кола зворотного зв'язку. Спричинений цією напругою струм живить рухому обмотку зворотного магнітоелектричного перетворювача, створюючи компенсувальний момент $M_k = BSwI$ (тут B – індукція в робочому проміжку, S та w – площа поперечного перерізу та кількість витків обмотки).

Якщо досягається рівність між крутним та компенсувальним моментами

$$F_x I = BSwI,$$

можна визначити

$$F_x = \frac{BSw}{I} I = kI.$$

Отже, за значенням струму I , виміряним за допомогою міліамперметра, або для точних засобів вимірювань за допомогою компенсатора за спадом напруги на зразковій вимірювальній котушці можна оцінити значення вимірювальної сили. Похибка вимірювання динамометрів зрівноважувального перетворення може бути зведена до сотих часток процента.

Широкий діапазон вимірюваних тисків – від часток Па до майже 10^{10} Па зумовив і велику різноманітність методів та засобів їх вимірювань. Значна частина методів основана на попередньому перетворенні тиску в механічне напруження, деформацію чи переміщення за допомогою пружних перетворювальних елементів (див.п.4.1) з наступним вимірюванням механічного напруження, деформації чи переміщення. В інших засобах використовуються фізичні ефекти, які дають змогу безпосередньо перетворювати вимірюваний тиск в електричну величину, наприклад, у заряд, як у п'єзоелектричних манометрах, чи в зміну вихідного електричного опору в результаті баричного тензоефекту.

Для роботи в системах автоматичного вимірювання абсолютного, надлишкового чи гідростатичного тиску, а також різниці тисків двох досліджуваних середовищ та їх перетворення в уніфікований вихідний сигнал, промисловістю випускається понад 20 моделей вимірювальних перетворювачів типу "Сапфір" (див.п.5.3). Діапазон перетворюваних тисків цих перетворювачів знаходиться в межах від 0,25 кПа до

100 МПа з допустимими основними похибками 0,25; 0,5 чи 1 % та нормованим вихідним струмом 0...5 мА та 0...20 мА.

В ємнісних перетворювачах тиску чутливими елементами, що перетворюють вимірюваний тиск в переміщення, є мембрани. Одночасно вони можуть бути використані як рухомі електроди. Ємнісні перетворювачі звичайно мають верхню границю 200...800 Па при чутливості 0,5...1,0 пФ/Па та початковій ємності 10...20 пФ. Основна їх похибка становить 1...2 %.

Для вимірювань тиску з попереднім його перетворенням в переміщення широко застосовуються вторинні прилади з диференціально-трансформаторними вимірювальними колами, як показуючі т.КПД, так і самописні т.КСД. На рис.16.4 наведена спрощена схема манометра з первинним перетворювачем тиску в переміщення у вигляді одновиткової трубчатой пружини (трубки Бурдона) та вторинного приладу т.КСД. Переміщення вільного кінця трубки Бурдона, пропорційне до вимірюваного тиску, передається рухомому осердю вхідного диференціально-трансформаторного перетворювача ДТП-1. Прилад т.КСД містить також аналогічний вхідному компенсувальний диференціально-трансформаторний перетворювач ДТП-2, осердя якого переміщається з допомогою профільного кулачкового механізму КМ, механічно зв'язаного з віссю реверсного двигуна РД, а також електронний фазочутливий підсилювач. З віссю обертання кулачкового механізму також механічно зв'язана стрілка відлікового пристрою ВдП. Обмотки збудження ДТП-1 та ДТП-2 з'єднані послідовно і живляться від спільного джерела змінної напруги. Вихідні обмотки ДТП увімкнені послідовно і зустрічно.

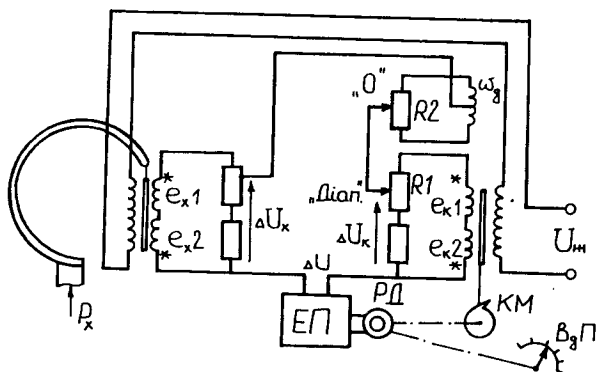


Рис16.4. Схема манометра з диференціально-трансформаторними перетворювачами

Для настроювання системи та забезпечення взаємозамінності первинних перетворювачів може бути передбачена можливість регулювання вихідної напруги ДТП для кінцевого значення діапазону вимірювання.

Оскільки секції вихідних обмоток обох ДТП увімкнені послідовно та зустрічно, то результівні ЕРС на вході ДТП дорівнюватимуть:

$$\Delta E_x = e_{x1} - e_{x2};$$

$$\Delta E_k = e_{k1} - e_{k2}.$$

Якщо положення рухомих осердь вхідного та компенсувального перетворювачів будуть різними, то різними будуть також ΔE_x та ΔE_k , а, отже, ΔU_x та ΔU_k , а на вхід електронного підсилювача ЕП буде прикладена напруга

$$\Delta U = \Delta E_x - \Delta E_k$$

Підсилений різницевий сигнал ΔU подається на обмотку керування реверсивного двигуна РД і викликає обертання його ротора в такому напрямку, щоб переміщення осердя компенсувального ДТП-2 викликало зменшення різницевої напруги ΔU аж поки вона дорівнюватиме нулеві.

Оскільки переміщення осердя вхідного ДТП1 може бути (для певних типів перетворювачів тиску в переміщення) нелінійною функцією вимірюваного тиску, а функція перетворення ДТП2 лінійна, профіль кулачкового механізму вторинного приладу підбирають таким, щоб лінеаризувати загальну функцію перетворення і отримати лінійну шкалу.

Основна похибка таких манометрів не перевищує 1,5 %.

16.4. Вимірювання крутних моментів

Прилади для вимірювань крутних моментів називаються торсіометрами.

Для вимірювання крутних моментів найчастіше використовують методи, основані на перетворенні вимірюваного крутного моменту в деформацію (механічні напруження) пружного елемента, виконаного у вигляді суцільного чи плоскотілого вала (торсіона), спіральних пружин, підвісів чи розтяжок. Деформація (механічне напруження) пружного елемента перетворюється в електричний сигнал за допомогою тензорезистивних, індуктивних, магнітопружних та інших перетворювачів.

Тангенційне напруження τ на поверхні суцільного вала, який знаходиться під дією крутного моменту $M_{кр}$, зв'язане з останнім залежністю

$$\tau = M_{кр}/W_p,$$

де $W_p = \frac{\pi R^3}{2}$ – полярний момент опору круглого вала радіусом R .

Для вимірювань тангенційних напружень можна використати тензорезистори, наклеєні безпосередньо на валах досліджуваних об'єктів, а якщо це неможливо, – на пружних елементах, з'єднаних штивно з робочим досліджуваним валом. Тензорезистори наклеюють у напрямі найбільших тангенційних напружень, тобто під кутом 45° до осі вала. В даному випадку чутливий елемент тензорезистора буде зазнавати деформації

$$\varepsilon = \frac{\tau}{2G},$$

де G – модуль зсуву матеріала досліджуваного вала.

Розміщенням тензорезисторів під кутом 45° до осі вала та під кутом 90° один до одного, а також попарно на діаметрально протилежних сторонах вала, як на рис.16.5, з наступним під'єднанням їх у схему одинарного моста, забезпечується не тільки температурна компенсація, але і усувається вплив деформації згину вала на результат вимірювань.

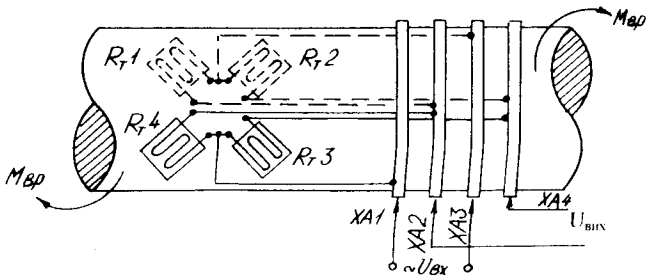


Рис.16.5. До вимірювань крутних моментів обертових валів

Якщо використовують чотири тензорезистори, які попарно сприймають деформацію різних знаків (п.4.2), вихідна напруга мостового кола

$$U_{вих} = U_{ax} k \varepsilon = U_{ax} k \frac{\tau}{2G} = U_{ax} k \frac{8M_{кр}}{\pi D^2 G},$$

звідки

$$M_{KP} = \frac{\pi D^3 G U_{вих}}{8k U_{вх}},$$

тут k – коефіцієнт відносної тензочутливості тензорезистора.

Одним з важливих елементів торсіометра для вимірювання крутних моментів валів, що обертаються, є струмознімач, що з'єднує тензорезистори з електричним вимірювальним колом. Його виготовляють у вигляді контактної кільця, насадженого на вал, та контактних щіток (рис.16.5). Значний вплив на результат вимірювань у таких випадках можуть мати варіації перехідних опорів контактів та контактні термо-ЕРС, що виникають внаслідок нагрівання контактів через тертя в них. Для зменшення цього впливу кільця та щітки виготовляють з матеріалів, що у парі мають малий перехідний опір та малу термо-ЕРС, а також застосовують схемні рішення. Наприклад, якщо чотири тензорезистори (рис.16.5) з'єднати у замкнене кільце, а струмознімальні кільця під'єднати до вершини моста, тоді опори контактів ХА1...ХА4 будуть додаватись лише з опорами джерела живлення та індикатора, а їх вплив на результат вимірювань буде незначним. Для усунення впливу паразитних контактних термо-ЕРС вимірювальне коло живлять від джерела змінної напруги.

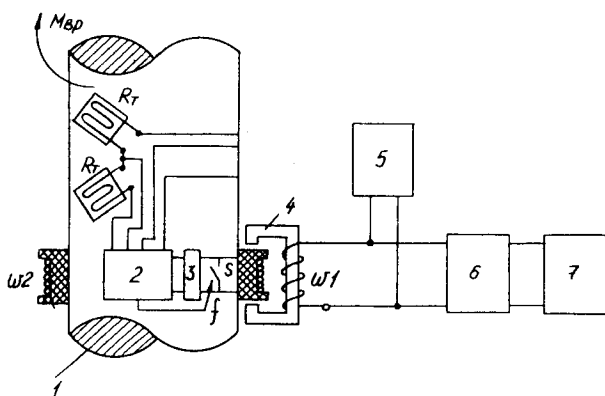


Рис.16.6. Схема безконтактного торсіометра

Схема безконтактного торсіометра для вимірювань крутного моменту валів, що обертається, показана на рис.16.6. На валу 1 чотири

тензорезистори R_t , розміщені попарно з обидвох сторін вала, утворюють тензорезистивний міст. Живлення мостового кола і підключеного до його виходу перетворювача напруга-частота (ПНЧ) 2 здійснюється від блока живлення 3 через трансформатор 4 з рухомою вторинною обмоткою, яка знаходиться на рухомому валу. Первинна обмотка w_1 трансформатора підключена до джерела 5 синусоїдної напруги з частотою 5...10 кГц. Протягом півперіоду вихідної напруги ПНЧ, коли ключ S розімкнений, напруга, що наводиться у вторинній обмотці трансформатора, випрямляється, стабілізується і подається на тензометричний міст. Напруга розбалансу моста надходить на вхід ПНЧ, який служить для перетворення напруги розбалансу в пропорційну їй частоту f_x .

Сигнал з виходу ПНЧ у вигляді частотномодульованої змінної напруги керує ключем S , який з частотою f_x замикає і розмикає вторинну обмотку w_2 трансформатора, викликаючи модуляцію напруги на обмотці w_1 . Ця напруга після амплітудного демодулятора 6 подається на аналоговий або цифровий частотомір 7. Для несучої частоти 5 кГц чутливість приладу до відносної зміни опору тензорезисторів становить $\Delta f_x / f_x = 5000$ Гц/%.

Похибка вимірювання крутних моментів за допомогою наклеєних тензорезисторів може бути зведена до 1...1,5 % при попередньому градуюванні вимірювального приладу з наклеєними тензорезисторами. Без такого градуювання похибка може сягати 5...10 %.

При вимірюванні великих крутних моментів (наприклад, на валах бурових елементів) застосовують магнітопружні трансформаторні перетворювачі, в котрих як магнітопружний елемент, магнітна проникність якого змінюється зі зміною механічних напружень (крутного моменту) використовується сам сталевий вал. Перевагою такого методу є то, що, як намагнічувальна, так і вимірювальна (вторинна) обмотки перетворювача розміщені на нерухомому статорі, чим забезпечується висока надійність. Похибка вимірювання крутних моментів за допомогою серійних приладів такого типу не перевищує 1,5 %.

ВИМІРЮВАННЯ ПАРАМЕТРІВ РУХУ ТВЕРДИХ ТІЛ

17.1. Загальні відомості

Під параметрами руху твердого тіла розуміють лінійні та кутові переміщення центру мас і всі їх похідні в часі – швидкість, прискорення, різкість тощо.

Загалом параметри руху – векторні величини, тому їх необхідно вимірювати, визначаючи модуль відповідного вектора та кута, що характеризує положення вектора у вибраній системі координат, або визначення складових вектора на осях вибраної системи відліку. Необхідно, однак, зауважити, що здебільшого є потреба вимірювання лише модуля відповідного параметра руху.

Між параметрами руху існує просторовий та часовий зв'язок. Під просторовим розуміють взаємний зв'язок лінійних та кутових параметрів руху, наприклад, $\varepsilon = \frac{a}{R}$ (тут ε – кутове прискорення, a – лінійне прискорення на відстані R від центру обертання досліджуваного об'єкта). Це дає змогу визначити параметри лінійного руху через геометричні розміри (R) та параметри кутового руху і навпаки.

Часовий взаємозв'язок параметрів руху – це інтегрально-диференціальний зв'язок між ними, внаслідок якого одні параметри руху можуть бути визначені через інші шляхом їх інтегруванням чи диференціюванням, наприклад, знаючи швидкість, можна визначити прискорення:

$$a = \frac{dv}{dt}.$$

Методи вимірювань параметрів руху можуть бути розділені на дві групи:

- абсолютні (інерціальні) методи, в основу яких покладений справедливий для класичної механіки принцип інерції; параметри руху в цьому випадку вимірюються в інерціальному просторі, тобто в просторі, в якому справедливі закони Ньютона (просторі, що не обертається довкола так званих "нерухомих зірок");

- відносні методи, для яких параметри руху однієї системи координат вимірюють відносно іншої системи координат.

Вимірюючи параметри руху з врахуванням конкретної задачі вимірювання, необхідно вибрати систему відліку. Так, визначаючи параметри руху елементів корабля відносно самого корабля (наприклад, параметрів вібрацій корпусу двигуна), систему відліку треба зв'язати з кораблем.

Вирішуючи навігаційні задачі (керування рухом об'єкта за наміченим курсом), звичайно використовують інерціальну систему координат, зв'язану з Сонячною системою, чи інерціальну систему координат з початком відліку в центрі Землі.

Залежно від методу, покладеного в основу принципу дії вимірювального засобу, всі вимірювальні засоби можуть бути розділені на дві групи: інерціальні та контактні. В інерціальних засобах вимірювань відсутній безпосередній контакт між досліджуваним об'єктом та нерухою системою відліку, а вхідною величиною первинних перетворювачів є сила інерції, що сприймається корпусом давача, з котрим зв'язана власна (рухома) система відліку. Інерціальні прилади для вимірювань параметрів лінійного руху прийнято називати сейсмічними, а кутового – гіроскопічними.

До контактних належать засоби, основані на безпосередньому контакті між рухомим об'єктом і системою, прийнятою за нерухою. Контакт не обов'язково повинен бути механічним, він може забезпечуватись оптичними, акустичними чи іншими способами.

Перш ніж перейти до конкретних методів та засобів вимірювань параметрів руху, нагадаємо назви засобів, призначених для вимірювань тих чи інших параметрів:

велосиметр – прилад для вимірювань швидкості при лінійному переміщенні досліджуваного об'єкта;

тахометр – прилад для вимірювань кутової швидкості обертання вала;

спідометр – прилад для вимірювань швидкості поступального руху та довжини пройденого шляху (переміщення);

акселерометр – прилад для вимірювань прискорення;

віброакселерометр – прилад для вимірювань параметрів вібрацій (амплітуди вібрацій та віброприскорень).

Діапазон вимірюваних швидкостей дуже широкий – від часток мікрометра за секунду (осідання шахтних покрівель) до космічних швидкостей $(8...12) \cdot 10^3$ м/с і від часток оберту за секунду до понад 5 000 об/с; прискорень – від 10^{-5} до 20 000 м/с².

17.2. Вимірювання параметрів лінійного руху

Для вимірювань параметрів лінійного руху відносними методами широко використовуються контактні методи та засоби вимірювань лінійних та кутових переміщень, зокрема, метод обкочування, різні спектрометричні методи. Суть методу обкочування полягає в тому, що для вимірювань переміщень (пройденого шляху) транспортними засобами додаються дискретні переміщення, які визначаються довжиною обвода кола. Тут лінійне переміщення обвода кола перетворюється в кутове переміщення для подальшого перетворення за допомогою контактного "щупа" чи індукційного перетворювача в одиничні імпульси (наприклад, за кожний оберт кола) та додавання лічильником імпульсів).

У різних галузях техніки поширеними методами вимірювань параметрів лінійного руху є так звані інерціальні методи. В основі застосування цих методів лежить фундаментальна властивість тіл – властивість інерції. За допомогою інерціальних засобів вимірювань вимірюють лінійне прискорення твердого тіла та інші зв'язані з прискоренням параметри лінійного руху. Необхідно, однак, зауважити, що внаслідок еквівалентності інерційної та гравітаційної мас вихідний сигнал подібних засобів вимірювань пропорційний, строго кажучи, не інерційному прискоренню, а так званому позірному (уявному) як геометричній різниці інерційного та гравітаційного прискорень. Правда, здебільшого, зокрема, коли вимірюються горизонтальні прискорення, а прискорення вільного падіння спрямоване в даному випадку перпендикулярно до вимірюваного, впливом гравітаційного прискорення нехтують.

В основі всіх методів вимірювань параметрів лінійного руху твердого тіла лежить вимірювання сили інерції, пропорційної його масі та прискоренню:

$$F_{\text{ин}} = ma.$$

Для вимірювань лінійного прискорення вибирають деяку "інерційну" масу m , з'єднану з досліджуваним об'єктом і вимірюють її силу інерції. Для вимірювань змінних прискорень з частотами від одиниць Гц до десятків кГц найчастіше застосовуються п'єзоелектричні перетворювачі, для вимірювань сталих та низькочастотних прискорень – перетворювачі інерційної дії.

Розгляд засобів вимірювань параметрів руху почнемо з "предка" сучасних вимірювачів швидкості поступального руху, так званого інтегрального акселерометра (велосиметра), що на рис.17.1. Цей прилад – це герметична циліндрична камера 1, заповнена рідиною, в якій плаває інерційна маса 2. Камера приводиться в обертання зі сталою кутовою швидкістю за допомогою допоміжного двигуна. Під дією центробіжних сил, що виникають при обертанні рідини, інерційна маса встановлюється на осі симетрії циліндра. Якщо наявне прискорення $a = \frac{d^2x}{dt^2}$ досліджуваного об'єкта, до якого штитоно під'єднаний корпус перетворювача, на інерційну масу діятиме сила інерції :

$$F_{ин} = (\rho_{ин} - \rho_p) V_{ин} \frac{d^2x}{dt^2}$$

де $\rho_{ин}$ та ρ_p – відповідна густина матеріалу інерційної маси та рідини; $V_{ин}$ – об'єм інерційної маси.

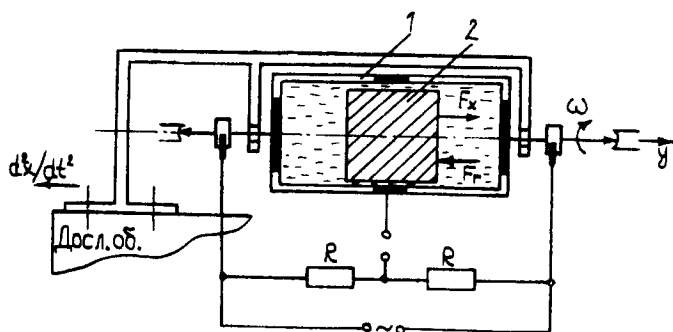


Рис.17.1. Інтегральний акселерометр

Ця сила, яка спрямована в бік, протилежний напрямку прискорення, викликає рух інерційної маси і урівноважується гальмівною силою гідродинамічного опору рідини, пропорційного швидкості переміщення інерційної маси в рідині в напрямку осі y : $F_f = k \frac{dy}{dt}$, де $\frac{dy}{dt}$ – швидкість переміщення інерційної маси; k – коефіцієнт пропорційності.

Прирівнявши ці дві сили, одержимо:

$$\frac{dy}{dt} = K \frac{d^2 x}{dt^2},$$

а

$$y = K \int \frac{d^2 x}{dt^2},$$

де $K = \frac{(\rho_{im} - \rho_p)V_{im}}{k}$ – коефіцієнт пропорційності.

Існує декілька різновидів конструктивного виконання та вимірювальних кіл такого велосиметра. Найпростіше його виконання таке. Внутрішня поверхня камери покрита діелектриком, а як робоча рідина використовується електроліт. В середині камери розміщені три електроди, два з яких – на торцевих поверхнях камери, а третій, у вигляді кільця, знаходиться в центральній частині камери. Від усіх трьох електродів зроблені виводи за допомогою контактів ковзання. Вимірювальне коло – це міст, два плеча якого утворені однаковими опорами R , а інші два плеча – опорами електроліту між середнім електродом (інерційною масою) та двома торцевими електродами. Мірою вимірюваного прискорення буде напруга $U_{вих}$ розбалансу мостового кола. Похибка такого приладу знаходиться в межах 10% і визначається, переважно, нестабільністю в'язкості робочої рідини, залежної від її температури.

Для вимірювань прискорень поступального руху з похибкою 1...5 % використовують звичайно давачі прямого перетворення маятникового або пружинного типів. В маятникових акселерометрах інерційна маса підвішена на штивному стержні і може повертатися довкола осі кріплення (як маятник), а протидійний момент може створюватись спіральною пружиною чи електромеханічним способом у системах зрівноважувального перетворення. В пружинних перетворювачах інерційна маса кріпиться на вільному кінці пружини, яка і створює протидійний момент.

Для вимірювань малих лінійних прискорень від часток g ($g = 9,8 \text{ м/с}^2$ – прискорення вільного падіння) до декількох g застосовуються маятникові перетворювачі. Вторинними перетворювачами в таких засобах звичайно є диференціальні ємнісні перетворювачі, увімкнені у відповідні плечі незрівноваженого трансформаторного моста змінного струму. Для підвищення точності маятникових акселерометрів

вони будуються за схемою зрівноважувального перетворення. Похибка таких акселерометрів може бути зведена до 0,05...0,1 %, а чутливість $10^{-4} g$.

Принцип дії маятникового перетворювача зрівноважувального перетворення пояснює рис.17.2. Якщо наявне вимірювання прискорення,

на інерційну масу буде діяти сила інерції $F_x = m \frac{d^2 x}{dt^2}$, що приво-

дить до відхилень від початкових значень ємностей перетворювальних елементів ємнісного диференціального перетворювача і розбалансу мостового кола. Напруга розбалансу моста після підсилення подається на вхід фазочутливого випрямляча, а його вихідна напруга надходить на вхід магнітоелектричного зворотного перетворювача, який розвиває компенсувальну силу F_k , спрямовану назустріч силі інерції. Покази міліамперметра можуть бути проградуйовані в одиницях вимірюваної величини.

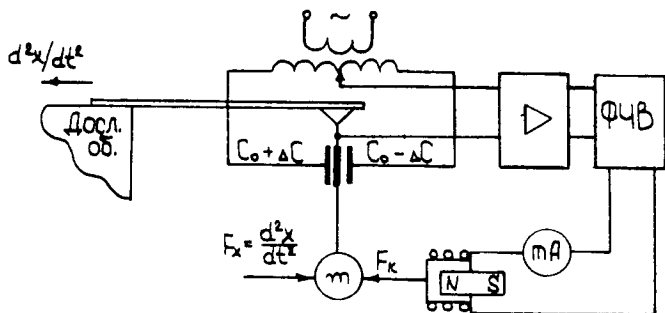


Рис.17.2. Схема акселерометра зрівноважувального перетворення

Якщо вимоги до точності вимірювань невисокі, використовують маятникові перетворювачі прямого перетворення, зокрема з диференціальними ємнісними перетворювачами. В таких акселерометрах мірою вимірюваної величини є напруга розбалансу моста, у який ввімкнений диференціальний ємнісний перетворювач. Недоліком таких схем є дуже малий діапазон вимірювань через нелінійність функції перетворення, а похибка таких акселерометрів знаходиться в межах декількох процентів.

На рис.17.3 наведені схеми пружинних акселерометрів з реостатним та ємнісним вторинними перетворювачами. Інерційна маса I за

допомогою плоских пружин 2 сумарною пружністю W підвішена в корпусі перетворювача, який кріпиться до досліджуваного рухомого тіла. Заспокоєння здійснюється за допомогою демпфера 3. Якщо наявне вертикальне прискорення, на інерційну масу буде діяти сила інерції

$$F_{ин} = -m \frac{d^2 x}{dt^2},$$

яка викликатиме переміщення інерційної маси відносно

корпуса перетворювача. Протидійний момент, створений пружинами, $F_{np} = Wy$. В усталеному положенні $F_{ин} = F_{np}$, звідки

$$y = -\frac{m}{W} \frac{d^2 x}{dt^2}.$$

Переміщення y може перетворюватись у вихідний електричний сигнал реостатним перетворювачем або досконалішим диференціальним ємнісним перетворювачем.

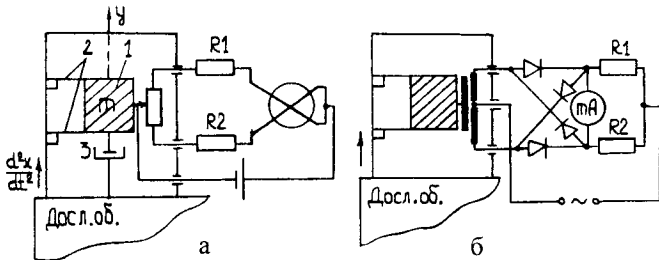


Рис17.3. Схеми пружинних акселерометрів

Використовуються такі акселерометри в транспортній авіації для вимірювань переобтяжних прискорень. Діапазон вимірюваних прискорень таких акселерометрів знаходиться в межах $(0,1 \dots 100)g$.

17.3. Вимірювання параметрів вібрацій

Під вібрацією розуміють механічні коливання об'єкта у певних межах. Параметрами вібрацій є амплітуда, швидкість та прискорення центру маси досліджуваного об'єкта. Коливання можуть мати характер:

- детермінованих процесів, тобто процесів, які підпорядковуються певному математичному закону і повторюються в часі;
- стохастичних процесів, тобто безладних процесів, які не описуються математично і визначаються випадковою послідовністю різних причин.

Ми зупинимося лише на визначенні параметрів детермінованих, а точніше синусоїдних процесів.

Для визначення параметрів вібрацій при синусоїдних коливаннях досліджуваного об'єкта можуть бути використані методи та засоби вимірювань параметрів лінійного руху. Однак повинні бути враховані особливості роботи цих засобів у динамічному режимі.

Вичерпною характеристикою динаміки роботи віброперетворювача є його диференціальне рівняння, яке для класичної інерціальної системи, що складається з інерційної маси m , закріпленої до пружини з питомим протидійним моментом W при наявності заспокоювача з коефіцієнтом заспокоєння P має вигляд:

$$m \frac{d^2 y}{dt^2} + P \frac{dy}{dt} + Wy = -m \frac{d^2 x}{dt^2}$$

тут y – переміщення інерційної маси.

Для синусоїдного вхідного сигналу $x = X_m \sin \omega t$, на основі диференціального рівняння можна визначити комплексний коефіцієнт перетворення, амплітудно-частотну та фазочастотну характеристики

$$K(j\omega) = \frac{\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2}{\left[1 - \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2\right] + \frac{2j\beta\omega}{\omega_0}},$$

звідки відносна амплітуда вібрацій

$$A_x(\omega) = \frac{Y_{\max}(\omega)}{X_{\max}(\omega)} = \frac{\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2}{\sqrt{\left[1 - \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2\right]^2 + 4\beta^2 \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2}},$$

а відносна амплітуда вібраційного прискорення

$$A_a(\omega) = \frac{Y_{\max}(\omega)}{\omega^2 X_{\max}(\omega)} = \frac{1}{\omega_0^2} \frac{1}{\sqrt{\left[1 - \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2\right]^2 + 4\beta^2 \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2}},$$

де ω – частота коливань досліджуваного об'єкта; $\omega_0 = \sqrt{\frac{W}{m}}$ – коливна частота власних незагасаючих коливань інерційної маси; $\beta = \frac{P}{2} \sqrt{Wm}$ – ступінь заспокоєння.

Із наведених виразів для амплітудно-частотних характеристик, а також графіків рис.17.4 випливає, що інерціальна система для перетворення амплітуди вібрацій повинна мати власну частоту коливань, значно нижчу від частоти вібрації досліджуваного об'єкта. Якщо $\frac{\omega}{\omega_0} \gg 1$, амплітудно-частотна характеристика матиме вигляд

$$A_X(\omega) \Big|_{\omega \gg \omega_0} = 1,$$

а фазочастотна характеристика

$$\varphi(\omega) \Big|_{\omega \gg \omega_0} = -180^\circ.$$

Тоді переміщення інерційної маси

$$y(t) = -X_{max} \sin \omega t,$$

де X_{max} – амплітуда коливань досліджуваного об'єкта.

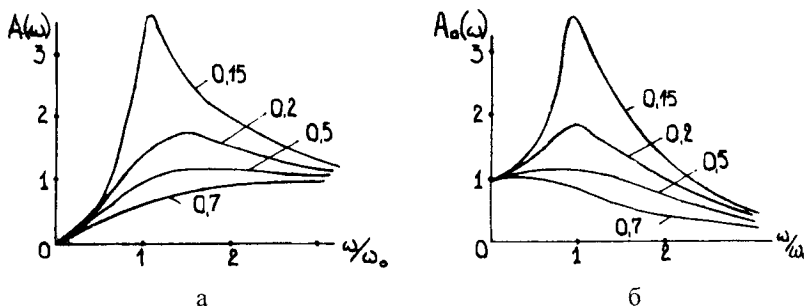


Рис.17.4. Амплітудно-частотні характеристики інерційної системи

Отже, інерційна маса буде коливатись відносно корпусу вібрметра, закріпленого на досліджуваному об'єкті, а отже, і відносно досліджуваного об'єкта, з амплітудою, що дорівнює амплітуді коливань об'єкта дослідження, але з відставанням за фазою на 180° . Оскільки інформативним параметром є амплітуда коливань інерційної маси, то фазовий зсув до уваги не приймається.

Якщо частоти коливань досліджуваного об'єкта низькі, тобто при $\omega \ll \omega_0$ амплітудно-частотна та фазочастотна характеристики матимуть вигляд:

$$A_a(\omega) \Big|_{\omega \gg \omega_0} = \left(\frac{\omega}{\omega_0} \right)^2;$$

$$\varphi(\omega) \Big|_{\omega \gg \omega_0} = \arctg 2\beta \frac{\omega}{\omega_0} = \varphi_0,$$

а переміщення інерційної маси

$$y = X_{max} \frac{\omega^2}{\omega_0^2} \sin(\omega t - \varphi_0),$$

де $X_{max} \omega^2$ – амплітуда віброприскорення при коливаннях досліджуваного об'єкта за законом $x(t) = X_{max} \sin \omega t$; φ_0 – незначний фазовий зсув вихідного сигналу щодо вхідного, який також не враховується.

Отже, якщо $\omega \ll \omega_0$ інерційна маса буде коливатись з амплітудою $A_{max} = X_{max} \frac{\omega^2}{\omega_0^2}$, пропорційною до прискорення досліджуваного об'єкта.

Зауважимо, що здебільшого для вимірювань амплітуди вібрацій, швидкості та прискорення використовують один і той же первинний перетворювач (інерціальну систему) з використанням для визначення окремих параметрів інтегрально-диференціального зв'язку між ними.

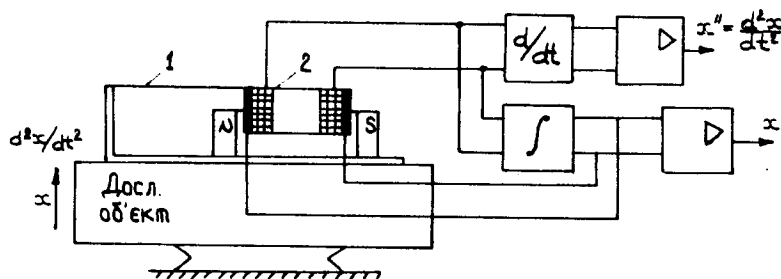


Рис.17.5. Схема індукційного віброакселерометра

Прикладом такого віброакселерометра може служити індукційний віброакселерометр (рис.17.5), принцип роботи якого такий. На плоскій

пружині 1 закріплена вимірювальна котушка 2, яка одночасно виконує роль інерційної маси. До корпусу віброперетворювача прикріплений постійний магніт, а сам перетворювач кріпиться до досліджуваного об'єкта. Якщо $\omega \gg \omega_0$ котушка буде коливатись за законом $y(t) = X_{max} \sin(\omega t - 180^\circ)$, в той час як коливання постійного магніту, як і досліджуваного об'єкта, описуються рівнянням $x_m(t) = X_{max} \sin \omega t$. Отже, коливання вимірювальної котушки щодо магніту будуть здійснюватись за синусоїдним законом з амплітудою $2 X_{max}$.

Внаслідок коливань вимірювальної котушки в полі постійного магніту в котушці буде наводитись ЕРС, пропорційна швидкості коливань,

$$e = k \frac{dy}{dt} = 2kX_{max} \cos \omega t .$$

Отже, вихідною величиною індукційного віброперетворювача є швидкість коливного руху досліджуваного об'єкта. Для одержання показів вихідного вимірювального приладу в одиницях вимірюваного прискорення використовують проміжну диференціальну ланку, а для побудови віброметра – інтегральну ланку (рис.17.5).

Для розширення частотного діапазону в сторону низьких частот та підвищення точності використовується зворотний зв'язок. Сигнал з виходу інтегратора подається на вхід компенсаційної котушки, механічно з'єднаної з вимірювальною котушкою. Компенсаційний струм, взаємодіючи з полем постійного магніту, створює компенсуючу силу, спрямовану назустріч силі інерції, зменшуючи амплітуду коливань інерційної маси при наближенні частоти коливань досліджуваного об'єкта до резонансної частоти інерціальної системи.

Розглянутий віброакселерометр призначений для роботи в частотному діапазоні 20...500 Гц, похибка не перевищує 1 %.

Найпростішим конструктивно є пружинний віброметр (акселерометр) з первинним перетворювачем у вигляді інерційної маси 1, закріпленої на кінці плоскої пружини 2 (рис.17.6), по обидва боки від якої наклеєні тензорезистивні перетворювальні елементи, які сприймають деформацію пружини при її коливанні. Для віброметра забезпечують $\omega \gg \omega_0$, тоді інерційна маса буде коливатись з амплітудою, що дорівнює амплітуді коливань досліджуваного об'єкта. Два робочі тензорезистори, один з яких сприймає деформацію розтягу, а інший деформацію

стискування, увімкнені в схему подільником напруги (рис.17.6, б). Вимірювальне коло живиться від джерела постійної напруги. Для виключення сталої складової у вихідній напрузі використовують роздільний конденсатор C . При деформаціях пружини з частотою ω вихідна напруга дорівнюватиме $U_{вих} = 0,5U\varepsilon_R \sin \omega t$, де $\varepsilon_R = \frac{\Delta R}{R_0}$ – відносна зміна опору тензорезистора.

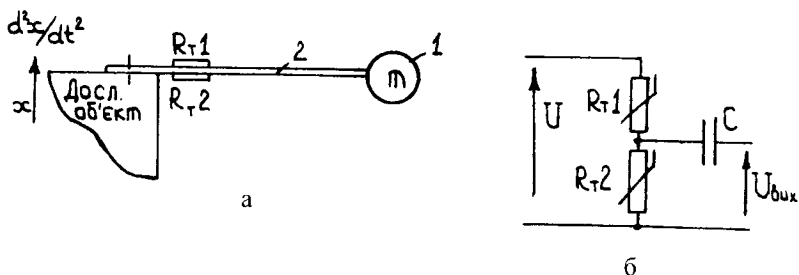


Рис.17.6. До принципу дії тензорезистивного акселерометра

Власна частота коливань такого віброметра становить біля 10 Гц, похибка – 5 %.

Для контролю параметрів динамічних процесів, переважно в області підвищених частот, широко застосовують п'єзоелектричні перетворювачі. Існує багато різновидів таких перетворювачів, які відрізняються один від одного видом використовуваної деформації п'єзоелемента, способом його кріплення до інерційної маси тощо.

Не зупиняючись на особливостях конструкції, принцип діє п'єзоелектричного акселерометра можна пояснити рис.17.7. При прискореному русі закріпленого до досліджуваного об'єкта акселерометра (у даному випадку в напрямі його вертикальної осі) на п'єзоелемент 1 буде діяти сила $F_x = m \frac{dx^2}{dt^2}$, де m – маса інерційного елемента 2, $\frac{dx^2}{dt^2}$ – вимірюване прискорення досліджуваного об'єкта. Під дією цієї сили п'єзоелемент деформується і в ньому виникають механічні напруження $\sigma = \frac{F_x}{S}$ (тут S – площа п'єзоелемента, на яку діє інерційна маса). Це механічне напруження спричинює появу на обкладках п'єзоелемента електричного заряду $q = d_{iK} F_x$, де d_{iK} – п'єзомодуль, значення якого

залежить від матеріалу п'єзоелемента та форми його зрізу. Еквівалентна електрична схема такого перетворювача наведена на рис.17.7, б, де R_0 і C_0 – еквівалентний опір та еквівалентна ємність перетворювача.

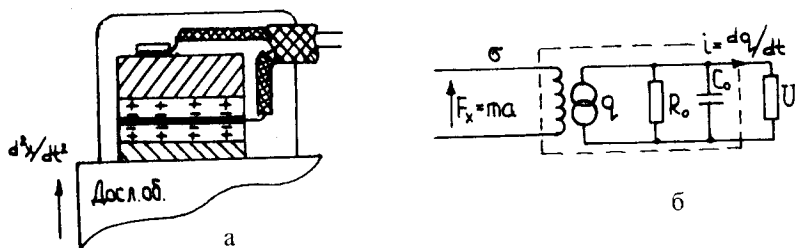


Рис.17.7. П'єзоелектричний перетворювач акселерометра та його еквівалентна електрична схема

Мала потужність при великому внутрішньому опорі п'єзоелектричного перетворювача зумовлюють певні вимоги до вторинних перетворювачів, тобто – до вимірювальних підсилювачів, основною з яких є необхідність дуже високого вхідного опору підсилювача. Серед схем підсилювачів, які можуть бути використані, можна виділити два різновиди. Це – електрометричні з вхідним опором до 10^{14} Ом і так звані підсилювачі заряду. Сьогодні останні майже повністю витісняють електрометричні.

Підсилювачі заряду (рис.17.8, б) – це підсилювачі сталої напруги з коефіцієнтом підсилення більше ніж 20000, в коло зворотного зв'язку яких увімкнені конденсатор $C_{зв}$ та опір $R_{зв}$ (опір R_1 служить для стабілізації вихідної напруги і разом з R_0 та C_0 параметрами п'єзоперетворювача визначає сталу часу $\tau = RC$).

Ключ S в колі зворотного зв'язку служить для швидкого встановлення нульової початкової напруги на виході підсилювача. Замиканням ключа розряджається конденсатор $C_{зв}$, який при великих сталих часу кола зворотного зв'язку розряджався б дуже повільно. Чутливість більшості підсилювачів заряду лежить у межах 0,1...10 мВ/пКл.

Вихідні напруги при використанні наведених схем дорівнюють: для схеми рис.17.8, а

$$U_{вих} = \frac{q \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right)}{C} \frac{j\omega RC}{1 + j\omega RC},$$

$$U_{\text{вих}} = \frac{qk}{C_{\text{зб}}(1+k) + C_0 + C_k}$$

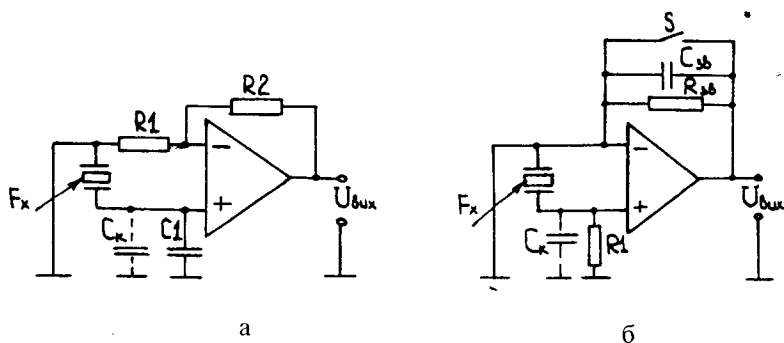


Рис.17.8. Вимірювальні кола п'єзоелектричних акселерометрів

Особливою сферою застосування п'єзоелектричних перетворювачів віброприскорень є дослідження імпульсних процесів, наприклад, під час випробування вогнепальної зброї, експериментальних досліджень транспортних засобів. Через малі розміри та малу масу вони працюють практично без зворотної дії на досліджуваний об'єкт і тому придатні також для досліджень об'єктів малих геометричних розмірів (малих мас).

17.4. Вимірювання параметрів обертального руху

Швидкість обертання елементів машин, пристроїв та агрегатів є однією з характеристик досліджуваного об'єкта. Нерідко вона визначає динамічні та теплові напруження в машинах. Технічні тахометри повинні забезпечувати похибку вимірювання звичайно не більше ніж 1,5...2 %, а при вимірюванні швидкості обертання в енергетичних установках ця похибка не повинна перевищувати 0,3...0,5 %.

Швидкість обертання визначається кількістю обертів за хвилину n (об/хв), що зв'язана з частотою обертання f , як

$$f = \frac{n}{60}; \quad n = 60 f.$$

Найпоширенішими є такі методи вимірювання частоти обертання: відцентрові механічні, в яких чутливий елемент реагує на відцентрову

силу, що розвивається незрівноваженими масами рухомого вала; електричні постійного, змінного чи імпульсного струму, основані на залежності генерованої напруги від частоти обертання, а для змінного та імпульсного струму – залежність частоти струму від частоти обертання; магнітоіндукційні, основані на залежності наведених в металевому тілі вихрових струмів від частоти обертання; індукційні, основані на законі електромагнітної індукції; фотоелектричні, що базуються на модуляції світлового потоку елементами обертання; стробоскопічні та інші.

Прикладом відцентрового механічного тахометра може бути тахометр (рис.17.9). У даному тахометрі до осі 1, яка обертається з частотою ω_x досліджуваного об'єкта

(вала), закріплена муфта 2, що з'єднана з рамкою 3. На шарнірах у місцях з'єднань відповідних кінців сторін рамки закріплені інерційні маси m . Під дією відцентрових сил інерційні маси розходяться, переміщуючи вздовж осі у муфту 4 і стискаючи пружину 5. Переміщення муфти 4 передається на відліковий пристрій.

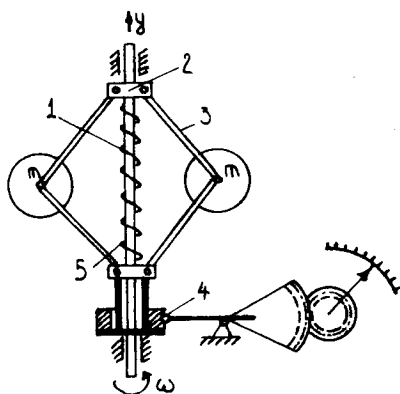


Рис.17.9. Відцентровий механічний тахометр

Залежність Δu відхилення муфти 4 від початкового положення u (при $\omega_x = 0$) є функцією параметрів тахоперетворювача і пропорційне квадрату вимірюваної кутової швидкості:

$$u = S\omega_x^2$$

де S – чутливість тахометра, яка визначається його конструкційними параметрами.

Відцентрові тахометри прості та надійні. Вони застосовуються для вимірювань кутових швидкостей включно до 1000 об/хв. Їх основними недоліками є недистанційність, порівняно велика похибка (до 10 %), низький поріг чутливості.

Первинними перетворювачами електричних (генераторних) тахометрів є тахогенератори – електричні мікромашини, що працюють в режимі генератора і є перетворювачами швидкості обертання ротора в пропорційний електричний сигнал.

Тахогенератор постійного струму (рис.17.10) має рухомий ротор 1 з розміщеною на ньому багатосекційною вимірювальною обмоткою 2, кінці яких підведені до колектора 3 зі шітками 4. При обертанні ротора в полі, створюваному постійним магнітом, у вимірювальній обмотці наводиться синусоїдна ЕРС, значення якої пропорційне магнітній індукції в повітряному проміжку, що є синусою функцією кута повороту ротора, та вимірюваній кількості обертів. Випрямлена за допомогою колектора напруга подається на магнітоелектричний вимірювальний прилад.

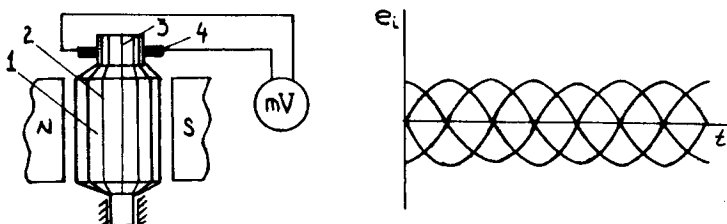


Рис17.10. Тахогенератор постійного струму

Тахогенератори постійного струму використовуються для вимірювань швидкості обертання з похибкою до 1...1,5 %. Їх основним недоліком є високий рівень шумів, викликаний наявністю рухомого контакту в ланці колектор-щітка, а також пульсації вихідної напруги.

Серед індукційних тахометрів особливе місце займають імпульсні індукційні тахометри. Первинний перетворювач такого тахометра (рис.17.11, а, б) має вимірювальну обмотку 1, розміщену на сталевому ярмі 2, через яке замикається магнітний потік постійного магніту 3. Рухомою частиною є феромагнітний зубчастий диск 4, який кріпиться до вала, оберти якого вимірюють.

При обертанні вала зубчастий виступ 5 диска (індуктора), проходячи біля розімкненої частини ярма, зменшує повітряний проміжок між рухомою та нерухомою частинами магнітопроводу, зменшуючи магніт-

ний опір кола магнітного потоку від постійного магніту, що призводить до зміни магнітного потоку і наведення у вимірювальній обмотці ЕРС.

$$e = -w \frac{d\phi}{dt} = -w \frac{d\left(\frac{F_M}{R_M}\right)}{dt} = -\frac{wF_M}{R_M^2} \frac{dR_M}{dt}$$

де F_M – магніторушійна сила постійного магніту; R_M – магнітний опір магнітного кола.

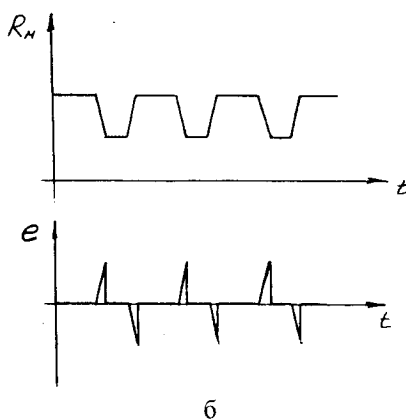
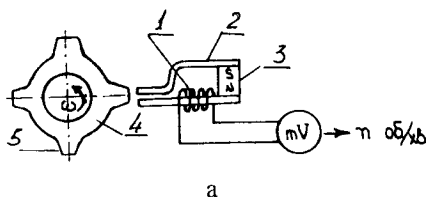


Рис.17.11. Індукційний тахометр

Для наведеної конструкції імпульсного індукційного перетворювача ЕРС, що виникає у вимірювальній обмотці, буде мати вигляд двополярних імпульсів, частота яких дорівнюватиме частоті проходження виступів диска (зубців) попри розімкнену частину ярма, тобто частоті обертання вала

$$f = \frac{pn}{60},$$

де p – кількість виступів індуктора; n – частота його обертання, об/хв.

Крім частотного інформативного параметра, інформативним параметром вихідного сигналу може бути і вихідна ЕРС.

З певним наближенням можна вважати, що амплітуда вихідних імпульсів

$$e_m = \frac{\Delta\psi}{\Delta t} = \frac{\psi_{max} - \psi_{min}}{\Delta t} = \frac{w(\phi_{max} - \phi_{min})}{\Delta t} = wF_M \left(\frac{1}{R_{M\ min}} - \frac{1}{R_{M\ max}} \right) \frac{1}{\Delta t} =$$

$$= \frac{wF_M}{R_{M\ min} R_{M\ max}} \frac{\Delta R_M}{\Delta t} = k \frac{\Delta R_M}{\Delta t},$$

де $\Delta R_M = R_{M\ min} - R_{M\ max}$ – зміна магнітного опору за рахунок зміни довжини повітряного проміжку; k – сталий коефіцієнт.

Для наближеної оцінки e_m можна вважати, що

$$\Delta R_M = \frac{\Delta\delta}{\mu_0 S} = \frac{h}{\mu_0 S},$$

де $\Delta\delta = h$ – зміна довжини повітряного проміжку між індуктором та ярмом при обертанні індуктора, яка дорівнює висоті зубця h ; μ_0 – магнітна проникність повітря; S – площа поперечного перерізу зубця.

Свою чергою

$$\Delta t = \frac{h \operatorname{tg}\alpha}{v} = \frac{h \operatorname{tg}\alpha}{2\pi R_{cp} n_{cek}} = \frac{60h \operatorname{tg}\alpha}{2\pi R_{cp} n},$$

де v, R_{cp} – лінійна швидкість переміщення та середній радіус зубців індуктора, $n_{cek} = \frac{n}{60}$ – кількість обертів індуктора за секунду; α – кут нахилу зубців.

Підставивши значення ΔR_M та Δt у вираз для e_m і враховуючи незалежність конструктивних та технологічних параметрів перетворювача від значення вимірюваної величини, запишемо

$$e_m = k \frac{2\pi R_{cp} n}{\mu_0 S 60 \operatorname{tg}\alpha} = k \frac{2\pi R_{cp}}{\mu_0 S \operatorname{tg}\alpha} f = Sf,$$

де S – крутизна АЧХ перетворювача.

Похибки індукційних тахометрів з частотним виходом визначаються лише похибкою вимірювання частоти. В індукційних тахометрах з вихідним параметром у вигляді сигналу інтенсивності ЕРС пропорційна до швидкості переміщення котушки лише за умови, що індукція B постійна впродовж всього шляху переміщення. Непостійність індукції викликає виникнення похибки. Похибка таких тахометрів також багато в чому залежить від струму, який споживає вторинний перетворювач. Проходячи по вимірювальній обмотці індукційного перетворювача, цей

струм створює магнітне поле, яке згідно з правилом Ленца спрямоване назустріч до напрямку основного поля і має розмагнічувальну дію. Внаслідок цього сумарна індукція зменшується, зменшується і ЕРС перетворювача.

17.5. Прилади з гіроскопічними перетворювачами

Особливу групу приладів для вимірювань параметрів обертового руху становлять прилади з гіроскопічним первинним перетворювачем. Ці прилади характеризуються автономністю, високою точністю, що і забезпечило їм широке застосування, зокрема, в навігації.

В основу принципу дії гіроскопа закладена властивість тіл, що обертаються з великою швидкістю (сотні обертів за секунду), зберігати незмінним при відсутності зовнішніх моментів напрям вектора моменту кількості руху (моменту імпульсу) в інерціальній системі відліку, що дає можливість використати цей напрям як опорний. Іншою важливою властивістю гіроскопа є здатність здійснювати прецесію вектора моменту імпульсу при дії на ротор гіроскопа зовнішнього моменту сил. Прикладом гіроскопа може бути звичайна дзига.

Основні положення щодо принципу дії гіроскопа пояснює рис.17.12. Якщо до осі ротора гіроскопа, що обертається з кутовою швидкістю Ω відносно осі Z , прикласти пару сил, момент яких $M = F_y h$, то тіло повертатиметься на певний кут не тільки навколо осі X , що очевидно, але й навколо перпендикулярної до неї осі Y . Кутова швидкість цього додаткового руху ω , який має назву прецесії, визначається за формулою $\omega = M / J\Omega$ (тут J – момент інерції гіроскопа відносно осі Z). Кутова швидкість прецесії в мільйони разів менша за кутову швидкість обертання гіроскопа, а її напрям при заданих напрямках векторів моменту пари сил M та власного моменту імпульсу гіроскопа $H = J\Omega$ визначається як на рис.17.12.

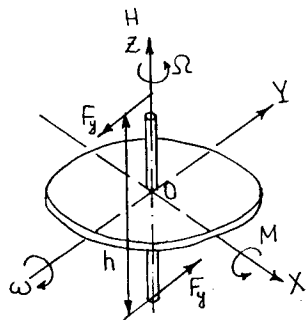


Рис.17.12. До принципу дії гіроскопа

Практичне застосування знайшли гіроскопи з горизонтальною віссю обертання. Гіровузол такого перетворювача здебільшого є

трифазним асинхронним двигуном з короткозамкнутим ротором, що закріплений в рамках карданного підвісу (створені конструкції гіроскопів, в яких карданний підвіс замінений електростатичними або магнітними підвісами). Якщо літальний апарат, на якому знаходиться гіроперетворювач, здійснює поворот, то виникає момент сил, що діє на гіроскоп і рамка разом з гіроскопом буде відхилятися відносно площини, в якій виконується поворот літального апарата, на деякий кут. Кут відхилення осі гіроскопа буде мірою кутової швидкості розвороту літального апарата.

Прилади для вимірювання таких кутових швидкостей називають гіротахометрами. Принцип роботи такого гіротахометра ілюструє рис.17.13. Тут позначені ротор 1, що обертається з кутовою швидкістю Ω , рамка 2, пружина 3 для створення протидіючого моменту, відліковий пристрій 4 (в сучасних гіротахометрах стрілка відлікового пристрою може бути замінена рухомими елементами реостатного, індуктивного чи взаємодіючого параметричного перетворювача для перетворення пере-

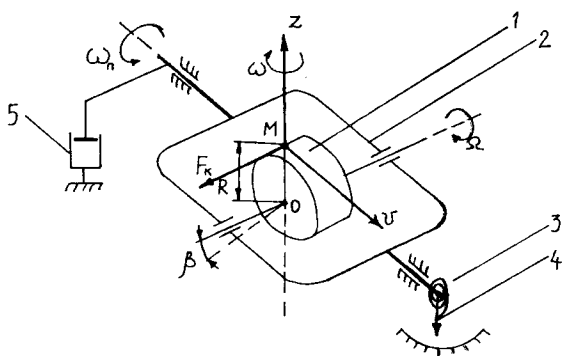


Рис.17.13. До принципу дії гіротахометра

міщення в змiну електричного опору чи індуктивності) та заспокоювач 5. При розвороті літального апарата відносно осі Z з кутовою швидкістю ω гіроскоп, реагуючи на швидкість повороту, прецесує, а його вісь буде відхилятися на деякий кут β , доки гіроскопічний момент $M_g = H\omega$ не зрівноважиться протидіючим моментом пружини $M_{pr} = W\beta$ (тут W – питомий протидіючий момент пружини).

Спробуємо детальніше пояснити суть цього ефекту. Ротор гіроскопа, обертаючись з кутовою швидкістю Ω , має момент імпульсу $H = \Omega I$. Якщо, окрім того, ротор повертається разом з рамкою, в якій він закріплений, з кутовою швидкістю ω то на нього діє так звана сила Коріоліса F_k . Коріолісова сила - сила інерції, якою враховується вплив обертання системи відліку (основи, на якій закріплена рамка з ротором)

на рух матеріальної точки в цій системі (ротор гіроскопа можна вважати сумою рухомих матеріальних точок), визначається формулою

$$F_K = 2m[v \cdot \omega],$$

де m – маса точки; v – її відносна кутова швидкість; ω – кутова швидкість обертання системи відліку.

Напрямок сили F_K визначається так, як ілюструє рисунок, тобто в точці M вона діє у взаємно перпендикулярній до векторів v і ω площині.

Для обертального руху імпульс mv можна виразити через момент імпульсу матеріальної точки

$$mv = H_T/R$$

де H_T – момент імпульсу матеріальної точки навколо центру O ; R – відстань від центру O до матеріальної точки

Момент імпульсу матеріальної точки H_T визначається як

$$H_T = J_T \Omega$$

де J_T – момент інерції матеріальної точки при її обертання навколо центру O з кутовою швидкістю Ω .

Тепер можна записати момент сил, що створюється силою Коріоліса

$$M = F_K R = 2 \cdot H_T / R \cdot \omega \cdot R = 2 J_T \Omega \cdot \omega$$

Якщо, як зазначалось раніше, вважати ротор гіроскопа сумою матеріальних точок, які рівномірно розташовані навколо центра O , причому їх спільний вклад в коріолісову силу дорівнює їх векторній сумі, то попередня формула буде мати вигляд

$$M = J \Omega \cdot \omega = H \cdot \omega$$

де J – момент інерції ротора при його обертанні навколо центру O з кутовою швидкістю Ω ; H – момент імпульсу ротора гіроскопа.

Отриманий момент M і є гіроскопічним моментом, що змушує відхилитися ротор гіроскопа, а з ним і рамку, в якій він закріплений

Робота гіротахometrів базується на інерційному принципі, тому вони не потребують механічного зв'язку із зовнішнім середовищем, відносно якого відбувається поворот. Ця властивість гіротахometrів робить їх дуже зручними для вимірювання швидкості повороту рухомих об'єктів, які, крім вимірюваної кутової швидкості, мають ще й швидкість поступального руху відносно Землі або іншої базової поверхні.

Гіроскопічні тахометри відрізняються від інших засобів вимірювання кутової швидкості низьким порогом чутливості. Ця властивість робить їх придатними для вимірювання дуже малих кутових швидкостей. Найпоширенішим діапазоном вимірювань є 0,1...100 градусів за

секунду ($\approx 3 \cdot 10^{-3} \dots 3 \text{ с}^{-1}$). Існують гіротахеometri, що здатні вимірювати кутові швидкості, близькі до швидкості обертання Землі і навіть менші, тобто — $10^{-4} \dots 10^{-5} \text{ с}^{-1}$. Вказані нижні межі вимірювань визначаються рівнем власних шумів приладу, тобто неконтрольованими паразитними моментами, що діють навколо осі підвісу чутливого елемента, моментом сил сухого тертя на осі підвісу тощо. Верхня межа діапазону вимірювань гіротахеометрів практично не обмежена, однак на практиці для вимірювання кутових швидкостей більших, ніж 10^2 с^{-1} , їх використання недоцільне, бо існують дешевші та простіші за конструкцією тахеometri. Окрім класичних гіроскопів можуть використовуватись гіроскопи без носія моменту кількості руху (лазерні гіроскопи) або гіроскопи з корпускулярними носіями моменту кількості руху (так звані електронні, протонні, атомні гіроскопи).

На рисунку 17.14 показана одна з можливих конструкцій гіроскопічного тахеометра. Прилад складається з циліндричної оболонки 2, що відіграє роль рамки, в корпусі якої закріплена вісь з диском-ротором 3 гіроскопа. Циліндр разом з диском є одночасно елементами асинхронного електродвигуна, який розкручує ротор до необхідної кутової

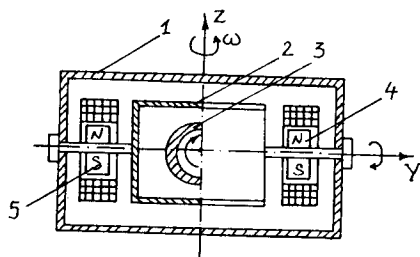


Рис.17.14. Гіротахеометр з електричним вихідним сигналом

швидкості Ω . Циліндр занурений в рідину. При цьому за рахунок архімедової сили розвантажуються опори його підвісу.

При вимушеному обертанні корпусу 1 довкола осі Z з кутовою швидкістю ω згідно з рівнянням $M = J\Omega \cdot \omega$ виникає гіроскопічний момент M , який спричиняє поворот циліндра в опорах корпусу на кут β довкола осі Y. Кут β фіксується електромагнітним давачем кута повороту 5, рухома частина якого змонтована на одній півосі підвісу циліндра. На протилежній півосі закріплена рухома частина електромагнітного пристрою 4, що формує протидіючий момент на осі циліндра (відіграє роль пружини). Перевагою описаної конструкції є електричний вихід та значне зменшення тертя ковзання осі підвісу гіротахеометра в опорах корпусу.

РОЗДІЛ 18

ВИМІРЮВАННЯ ВИТРАТ

18.1. Загальні відомості

Вимірювання параметрів рідких та газоподібних речовин широко застосовують у різних галузях народного господарства, зокрема, в нафтодобувній промисловості, в нафтопереробних та нафтогазотранспортних системах, харчовій промисловості.

Головними параметрами руху потоків рідин та газоподібних речовин є такі витрати, як кількість речовини, що протікає через переріз трубопроводу за одиницю часу, та загальна кількість перенесеної речовини (повні витрати).

Розрізняють такі види витрат: об'ємні витрати $Q_v=V/t$ (тут V – об'єм, t – час) та масові витрати $Q_m=M/t$, де M – маса речовини. Співвідношення між масовими та об'ємними витратами визначається залежністю $Q_m=\rho Q_v$, де ρ – густина речовини. Одиницями об'ємних витрат можуть бути $\text{м}^3/\text{с}$, $\text{м}^3/\text{год}$, $\text{л}/\text{с}$, а масовими – $\text{кг}/\text{с}$, $\text{кг}/\text{год}$ тощо. Вимірювання витрат становлять понад 15 % від усіх промислових вимірювань. Похибки вимірювань витрат в промислових умовах становлять 1...2 %, хоча в окремих галузях спостерігається тенденція її зменшення до рівня 0,2...0,5 %.

Діапазон вимірювань витрат рідин можна розділити на три піддіапазони: малі витрати – до $15 \cdot 10^{-4} \text{ м}^3/\text{с}$, середні витрати – $15 \cdot 10^{-4} \text{ м}^3/\text{с} \dots 0,5 \text{ м}^3$ та великі витрати – понад $0,5 \text{ м}^3/\text{с}$.

Прилади для вимірювань називаються витратомірами, а для вимірювання кількості речовини – лічильниками кількості або коротколічильниками.

Існує велике різномаяття методів вимірювань та конструктивних різновидів витратомірів і лічильників. Найпоширенішими є витратоміри змінного перепаду тисків з завуженими пристроями, сталого перепаду тиску з перетворенням витрат в силу або переміщення, тахометричні, теплові, індукційні витратоміри.

18.2. Вимірювання витрат за перепадом тиску

Метод вимірювання витрат за перепадом тиску оснований на використанні завужувального пристрою (діафрагма, сопло, труба Вентурі тощо), що створює перепад тиску на ділянці трубопроводу, де встановлений дросельний пристрій для завуження струменя рідини. Як вторинний прилад у даному випадку використовується диференціальний манометр, що вимірює перепад тиску.

На рис.18.1 показана ділянка трубопроводу з дросельним завужувальним пристроєм у вигляді діафрагми, а також характер розподілу тиску вздовж стінки трубопроводу (спільна лінія) та по осі трубопроводу (пунктирна лінія).

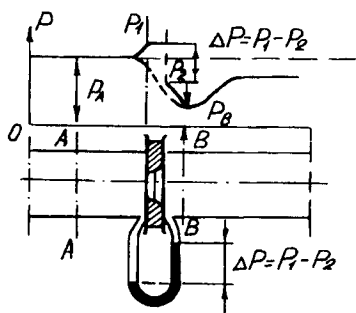


Рис.18.1. До принципу дії витратоміра з завужуючою діафрагмою

Починаючи з перерізу *A* струмінь досліджуваної рідини завужується, а середня швидкість потоку зростає. На деякій ділянці після діафрагми внаслідок інерції струмінь продовжує завужуватися і досягає найбільшого завуження в перерізі *B*. Внаслідок збільшення швидкості тиск потоку падає і в перерізі *B* досягає найменшого значення P_b . Після перерізу *B* струмінь починає розширюватися, швидкість потоку

зменшуватися, а тиск зростає до деякого значення P_c , що відрізняється від початкового P_a в перерізі *A* на величину ΔP .

Для визначення залежності між витратами та перепаду тиску використовують закон Бернуллі, згідно з яким в стаціонарних, вільних від тертя потоках сума кінетичної і потенціальної енергії буде величиною сталою, а

$$\frac{P_a}{\rho_a} + \frac{v_a^2}{2} = \frac{P_b}{\rho_b} + \frac{v_b^2}{2},$$

де P_a та P_b – тиск у перерізах відповідно *A* і *B* трубопроводу, ρ_a і ρ_b – густини досліджуваної речовини в перерізах *A* та *B*; v_a , v_b – швидкості в цих же перерізах.

Перепад тиску $\Delta P = P_a - P_b$ з врахуванням неперерваності струменя, коли $v_a S_a = v_b S_b$ (тут S_a та S_b – площі струменя в перерізах *A* і *B*) і

нестискуваності рідини (для цього випадку $S_a=S_b=\rho$), на підставі закону Бернуллі визначиться як

$$\Delta P = P_a - P_b = \frac{\rho}{2}(v_b^2 - v_a^2) = \frac{\rho}{2} \left[v_b^2 - v_b^2 \left(\frac{S_b}{S_a} \right)^2 \right] = \frac{\rho}{2} v_b^2 \left[1 - \left(\frac{S_b}{S_a} \right)^2 \right]$$

Отже, швидкість потоку в перерізі B дорівнюватиме

$$v_b = \frac{1}{\sqrt{1 - \left(\frac{S_b}{S_a} \right)^2}} \sqrt{\frac{2\Delta P}{\rho}},$$

об'ємні витрати

$$Q_V = v_b S_b = \frac{S_b}{\sqrt{1 - \left(\frac{S_b}{S_a} \right)^2}} \sqrt{\frac{2\Delta P}{\rho}} = A S_0 \sqrt{\frac{2\Delta P}{\rho}},$$

а масові витрати

$$Q_M = \rho Q_V = A S_0 \sqrt{2\rho\Delta P},$$

де S_0 – площа завуженого отвору, A – так званий коефіцієнт витрат, який характеризує співвідношення між перерізами S_0 , S_a , та S_b і визначається експериментально.

В реальних конструкціях витратомірів із завужувальною діафрагмою відбір тиску здійснюється звичайно не в перерізах A та B , а безпосередньо до та після завужувальної діафрагми. У даному випадку $\Delta P = P_1 - P_2$ дещо відрізняється від $\Delta P = P_a - P_b$. Ця відмінність і враховується при експериментальному визначенні коефіцієнта A .

Вимірювальна схема витратоміра даного типу наведена на рис.18.2. За допомогою завужувальної діафрагми 1 вимірювані витрати перетворюються в перепад тиску $\Delta P = P_1 - P_2$, а у диференціальному манометрі 2 перепад тиску перетворюється в силу F_x , пропорційну різниці цих тисків, а отже, пропорційну квадрату вимірюваних витрат: $F_x = kQ^2$.

Сила F_x , що діє на важіль осердя 3 диференціально-трансформаторного перетворювача, повертає його на деякий кут, внаслідок чого порушується баланс ЕРС у верхній та нижній вторинних обмотках диференціально-трансформаторного перетворювача, в результаті чого з'являється різниця напруг ΔU . Після підсилення ця напруга подається в коло обмотки зворотного феродинамічного перетворювача, в якому

створюється компенсувальна сила F_k , пропорційна квадрату електричного струму I , що протікає через обмотки зворотного перетворювача:

$$F_k = k_1 I^2.$$

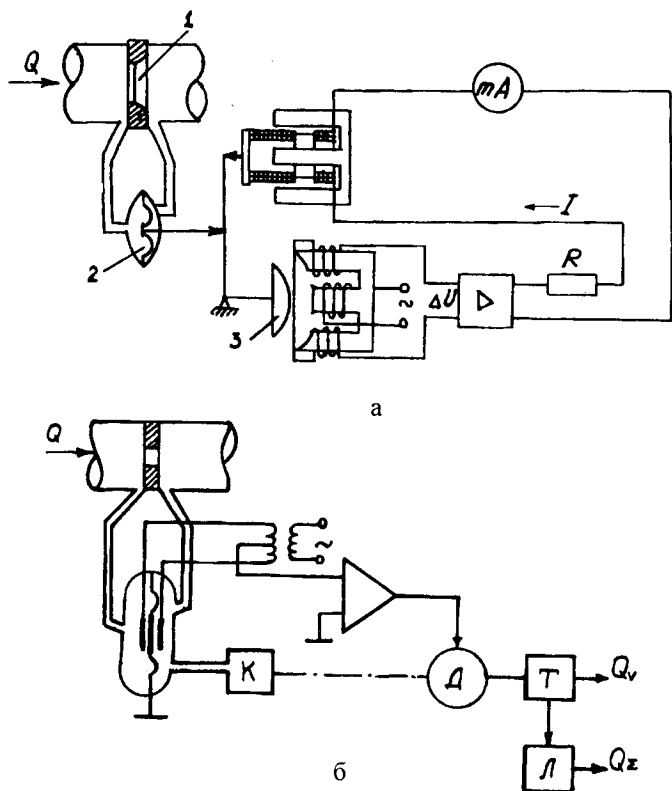


Рис.18.2. Принципові схеми витратомірів зрівноважувального перетворення

Якщо сили F_x і F_k рівні, значення вимірюваних витрат розраховується як

$$Q = I \sqrt{\frac{k_1}{k}} = KI,$$

тобто покази міліамперметра в даному випадку будуть пропорційними вимірюваним витратам.

Дещо вищу точність мають витратоміри, в котрих різниця тисків ΔP , яка створюється завузувальним пристроєм, урівноважується тис-

ком, що створюється компресором (рис.18.2). Оскільки тиск, що розвивається компресором K , пропорційний квадрату частоти обертання його ротора, то ця частота, що вимірюється тахометром T , пропорційна вимірюваним витратам, а загальна кількість обертів ротора, визначена лічильником L , вказує на кількість речовини, що пройшла через трубопровід.

Вимірювання витрат за перепадом тиску є найпоширенішим методом вимірювання витрат рідких та газоподібних речовин в умовах високого тиску (до 100 Па) та високих температур – до декількох сотень градусів за Цельсієм. Недоліком цього методу є порівняно невисока точність. Похибка витратомірів змінного тиску становить 1...2 %.

18.3. Витратоміри сталого перепаду тиску

Серед витратомірів сталого перепаду тиску для вимірювань малих витрат рідини (0,01...16 м³/г) та газів (0,01...40 м³/г) у вертикальних трубопроводах найпоширенішими є так звані ротаметри. Ротаметр (рис.18.3, а) – це вертикальна труба 1 конічного перерізу з розміщеним в ній поплавком 2. Поплавок звичайно має циліндричну форму з нижньою конічною частиною та верхнім бортиком з вирізаними в ньому скісними рівчачками. При протіканні через ці рівчачки досліджуваної рідини остання забезпечує обертання поплавка і його центрування по осі трубопроводу, що усуває її тертя до стінок труби. Під дією струменя досліджуваної рідини поплавок буде підніматися вгору. В міру підняття поплавок площа S_b кільцевого проміжку між ним і внутрішньою поверхнею труби збільшуватиметься до положення, при якому підйомна сила, що діє на поплавок, урівноважиться силою тяжіння поплавка.

Отже, певним витратам відповідатиме певна площа S_b кільцевого проміжку, тобто певна висота поплавка.

Рівняння, що зв'язує об'ємні витрати з площею S_b , звичайно записують у вигляді, аналогічному рівнянню витрат для витратоміра із завуженою діафрагмою:

$$Q_v = v_b S_b = \frac{S_b}{\sqrt{1 - \left(\frac{S_b}{S_a}\right)^2}} \sqrt{\frac{2\Delta P}{\rho_c}},$$

де S_a і S_b площі струменя рідини відповідно в перерізах $A-A$ та $B-B$; v_b – швидкість струменя в перерізі B (у завуженій частині); ρ_c – густина

досліджуваного середовища; ΔP – різниця тисків, що діють на поплавок знизу та зверху.

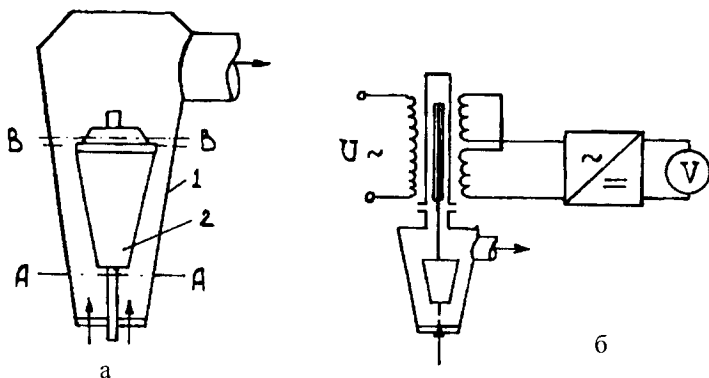


Рис.18.3. До принципу дії ротаметрів

У правій частині наведеного вище рівняння витрат всі величини є сталими, зокрема ΔP . Дійсно, сила тяжіння поплавка в досліджуваному середовищі

$$F_T = V_n q (\rho_n - \rho_c),$$

а підйомна сила, викликана дією досліджуваного потоку

$$F_n = S_n \Delta P,$$

де V_n та S_n – об'єм та максимальна (перпендикулярна напрямку потоку) площа перерізу поплавка.

У зрівноваженому стані, коли $F_T = F_n$, буде

$$V_n q (\rho_n - \rho_c) = S_n \Delta P,$$

а

$$\Delta P = V_n q (\rho_n - \rho_c) / S_n.$$

Оскільки всі величини в правій частині останнього виразу є сталими, то і ΔP є незмінним, незалежно від швидкості досліджуваного потоку, тобто від витрат.

Отже, витрати однозначно визначатимуться площею струменя досліджуваного середовища в перерізі B-B і, відповідно, висотою підняття поплавка.

Звичайно в ротаметрах використовуються скляні конічні трубки, на зовнішній поверхні яких нанесена шкала. Показником служить верх-

ня горизонтальна площина поплавка. Такі ротаметри застосовуються для вимірювання витрат газів та прозорих рідин, що знаходяться під тиском не більше ніж 0,6 МПа.

Для вимірювань витрат середовищ, що знаходяться під високим тиском, використовують ротаметри з металевою конічною трубкою. Такі ротаметри звичайно мають диференціально-трансформаторні або пневматичні вторинні перетворювачі. Їх класи точності 1,5 та 2,5.

18.4. Об'ємні методи вимірювання витрат

Об'ємні методи основані на принципі послідовного додавання порцій досліджуваного потоку рідини чи газу, що проходить через вимірювальні камери, або на обертанні чутливого елемента (пробірки) під дією струменя досліджуваного середовища. Останній різновид об'ємного методу ще називається тахометричним.

За першим принципом будують об'ємні лічильники першої дії, зокрема лічильники з овальними шестернями та ротаційні лічильники, за другим – турбінні (без вимірювальних камер).

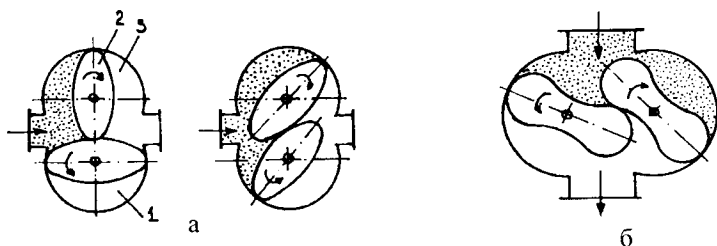


Рис.18.4. Об'ємні лічильники

Лічильник з овальними шестернями (рис.18.4, а) має вимірювальну камеру, в котрій знаходяться дві овальні шестерні, котрі обкочують одна одну в зустрічних напрямках, оскільки мають зубчасте зачеплення. Крутний момент, що діє на шестерні, виникає під дією різниці тисків до та після вимірювальної камери через овальну форму шестерні. З кожним обертотом шестерень переміщується певний об'єм досліджуваного середовища. Згадані лічильники – швидкодіючі. При певних конструктивних розмірах вони дають змогу вимірювати значні об'ємні витрати. А враховуючи специфіку роботи таких витратомірів, можна без особливих ускладнень формувати вихідні сигнали у вигляді імпульсів,

пропорційних до об'ємних витрат, струмових та частотних сигналів, що можуть бути використані як для дистанційної передачі вимірювальної інформації, так і в системах контролю та регулювання витрат у технологічних установках.

У зв'язку з високою точністю (основна похибка 0,5 %) у широкому діапазоні вимірювальних витрат, незалежністю показів від в'язкості досліджуваного середовища, малими витратами тиску, значним крутним моментом та довговічністю лічильники з овальними шестернями широко застосовуються як побутові витратоміри рідин та газів, а також як первинні перетворювачі в системах управління та регулювання параметрів технологічних процесів.

Недоліком таких лічильників є високий рівень акустичного шуму, чутливість до забруднення досліджуваної речовини, що зумовлює необхідність її фільтрації.

Основними елементами роторного лічильника є два гладкі ротори у формі вісімки, які обкочують один одного в камері з перерізом неповних кіл (рис. 18.4. б). Ротори з'єднані шестеренчастим редуктором, залитим оливою, з лічильником обертів. Оскільки проміжок між поверхнями роторів не перевищує 0,1 мм, то при обертанні, яке викликане досліджуваним потоком газу, ротори не торкаються.

Роторні лічильники використовують переважно для встановлення на магістральних газопроводах та для вимірювань витрат дорогих газів. Їх застосування доцільне при низькому тиску газу та вимогах порівняно високої точності. Похибка, що не перевищує 1 %, може бути досягнена при врахуванні реальних параметрів досліджуваного газу (температури, тиску, вологості) та безперервній корекції показів відповідно до значення названих параметрів.

У розглянутих вище об'ємних лічильниках кожному повороту чутливого елемента відповідає точно обмежений об'єм досліджуваного середовища. В лічильниках, які будуть розглянуті нижче, як чутливий елемент використовується турбінка з лопатками, яка обертається під дією досліджуваного потоку, а кількість її обертів пропорційна об'ємним витратам.

Турбінні витратоміри (лічильники) бувають двох типів: з аксіальною турбінкою, вісь якої збігається з напрямком досліджуваного потоку і з'єднана передачею з лічильником обертів, і з вертикальною турбінкою – вісь якої безпосередньо зв'язана з лічильником обертів (рис. 18.5).

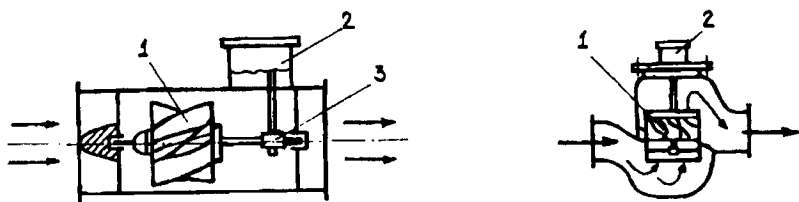


Рис.18.5. Турбінні лічильники

Принцип дії лічильників обидвох типів оснований на вимірюванні швидкості обертання турбінки під дією досліджуваного потоку. Для безперебійної їх роботи необхідна відсутність завихрень у потоці, що надходить на турбінку. Для цього використовують спеціальні випрямлячі струменя досліджуваної речовини, виконані у вигляді набору трубок або взаємоперпендикулярних схрещених пластин і вмонтованих по перерізу трубопроводу перед турбінкою та після неї.

Турбінні лічильники з механічним лічильним механізмом застосовують переважно для вимірювання витрат гарячої та холодної води і встановлюють на трубопроводах з приєднувальними розмірами понад 50 см.

При вимірюванні малих витрат турбінними лічильниками з механічною передачею вимірювальної інформації виникнуть значні похибки, викликані механічним тертям. Ці похибки значно менші в індуктивних лічильниках турбінного типу. Одним з різновидів таких лічильників є лічильник з корпусом із неферомагнітного матеріалу, а в одну з лопаток турбіни вмонтований постійний магніт. При обертанні турбінки магніт індукує у вимірювальній обмотці, розміщеній у зовнішній частині корпусу, імпульси напруги, частота яких пропорційна кількості обертів турбінки.

В іншому конструктивному варіанті пару чи декілька пар лопаток і маточину турбінки виготовляють із феромагнітного матеріалу, а на зовнішній частині корпусу розміщують один чи декілька сильних магнітів з індукційними котушками. При обертанні турбінки під дією досліджуваного потоку рідини змінюється повітряний проміжок магнітного контура, а отже, і магнітний потік. Зміна магнітного потоку наводить в обмотках змінну напругу, частота якої пропорційна кількості обертів турбінки, а також витратам.

ВИМІРЮВАННЯ ТЕМПЕРАТУРИ**19.1. Загальні відомості про вимірювання температури**

Температура є фізичною величиною, яка характеризує тепловий стан (ступінь нагрітості) тіла і є мірою його внутрішньої кінетичної енергії. Безпосередньому вимірюванню температура не піддається. Її значення можна знайти тільки за якими-небудь іншими фізичними параметрами досліджуваного тіла, які змінюються однозначно залежно від зміни температури. Такими параметрами можуть бути, наприклад, об'єм, довжина, електричний опір, енергетична яскравість випромінювання тощо.

Спочатку для створення термометрів використовували розширення речовини при зміні її температури. Так виникли скляні рідинні термометри розширення. Такий термометр має форму невеликої скляної колби з припаяним до неї замкнутим капіляром рівномірного поперечного перерізу, заповненим термометричною речовиною, якою може бути вода, винний спирт, ртуть. При розширенні термометричної речовини внаслідок підвищення температури змінюється висота стовпця термометричної речовини в капілярі.

Для градуювання шкали таких термометрів використовують дві сталі (реперні) температури, яким присвоюються певні числові значення і, допускаючи, що термометрична властивість рідини, яка використовується в термометрі, лінійно зв'язана з температурою, інтервал між реперними точками розділяють на рівновіддалені проміжки. Так виникла шкала, яка використовується і в наш час, шкала Цельсія, в якій за 0 градусів прийнята температура танення льоду, а за 100 градусів – температура кипіння води. Одиницею температури в стоградусній шкалі Цельсія є градус Цельсія (умовне позначення °C), який дорівнює 1/100 температури кипіння води.

Потрібно відзначити, що температурні шкали термометрів розширення, які побудовані на одних і тих же реперних точках, але які використовують різні термометричні речовини, збігаються лише в реперних точках. Проміжкові покази термометрів з різними термометричними речовинами можуть дещо відрізнитись один від одного тому, що температурні коефіцієнти розширення термометричних рідин змінюються по-

різному зі зміною температури. Внаслідок цього покази ртутного і спиртового термометрів при температурі 50 °С можуть відрізнятись на 1,8 град, якщо їх шкальні поділки розділяють капіляр на рівні об'ємні частини.

У зв'язку з цим виникла потреба створення температурної шкали, яка не залежить від термометричних властивостей робочої речовини. Така шкала, що була запропонована в 1848 р. Кельвіном і яка отримала назву термодинамічної шкали, ґрунтується на законах термодинаміки, зокрема, на властивості ідеальної теплової машини, яка працює за замкнутим циклом Карно. Як відомо, робота

$$W = Q_2 - Q_1$$

в циклі Карно представлена як різниця кількості тепла Q_2 , яка відповідає температурі T_2 і кількості тепла Q_1 , що відповідає температурі T_1 . Ця різниця пропорційна різниці відповідних температур, тобто

$$\frac{W}{Q_2} = \frac{Q_2 - Q_1}{Q_2} = \frac{T_2 - T_1}{T_2}$$

звідки

$$\frac{Q_1}{Q_2} = \frac{T_1}{T_2}, \text{ або } T_2 = \frac{Q_2}{Q_1} = T_1.$$

Потрібно відзначити, що термодинамічна шкала, яка основана на використанні властивостей ідеальної теплової машини, незручна для реалізації. Її реалізовано за допомогою газового термометра, в основу принципу дії якого покладено властивості ідеального газу, для якого справедливий закон Бойля-Маріотта

$$PV = RT,$$

де P – тиск газу при об'ємі V і температурі T ; R – газова стала.

Для незмінного об'єму V (газова стала $R = \text{const}$) між тиском газу і його температурою буде справедлива пряма пропорційна залежність

$$\frac{P_1}{P_2} = \frac{T_1}{T_2}.$$

Шкала газового термометра тотожна термодинамічній шкалі, яка була запропонована Кельвіном, лише для ідеального газу. Оскільки як термометричну речовину в газових термометрах використовують реальні гази (водень, гелій, азот), то для приведення його показів до термодинамічної шкали вводять відповідні поправки.

Одиницею температури в термодинамічній шкалі є кельвін (умовне позначення – K), який дорівнює $1/273,16$ температурного інтервалу між абсолютним нулем та температурою потрійної точки води, якій присвоєно значення $273,16 K$. Це на $0,01 K$ перевищує температуру танення льоду. Потрійна точка води є реперною точкою, на якій спостерігається рівноважний стан між трьома фазами води (твердою, рідкою та газоподібною). Як реперну точку тут прийнято температуру потрійної точки води з тих міркувань, що, на відміну від температури танення льоду, її значення є точнішим та стабільнішим, оскільки не залежить від тиску довкілля.

Оскільки реалізація термодинамічної температурної шкали за допомогою газового термометра трудомістка, а верхня границя газових термометрів становить $1\ 100\ ^\circ C$, то на основі міжнародних угод була прийнята чисто емпірична, легко відтворювана, так звана Міжнародна практична температурна шкала (МПТШ), яка наближається до термодинамічної шкали з точністю, що забезпечується сучасними засобами вимірювань. У наш час діє шкала МПТШ-68, редакції 1968 р, яка передбачає рівноправність використання одиниць $^\circ C$ та K , а для перерахунку залежності температури з однієї шкали в іншу використовується рівність

$$T = t^\circ + 273,15,$$

де T – температура за МПТШ; t° – температура за шкалою Цельсія.

МПТШ-68 охоплює діапазони температур від $13,81$ до $1337,58 K$ і ґрунтується на 11 реперних точках, значення температур яких зумовлені фазовими переходами відповідних чистих термометричних речовин при нормальному атмосферному тиску (табл.19.1).

Між реперними точками температуру визначають за допомогою еталонних засобів вимірювань за інтерполяційними формулами. Як еталонні засоби вимірювань в області температур від $13,81$ до $803,89 K$ застосовують платиновий терморезистивний перетворювач температури (термометр опору). Для температур від $803,89$ до $1337,58 K$ використовують як еталонний платино-платинородієвий термоелектричний перетворювач температури, для вищих температур – квазімонохроматичний пірометр.

Крім МПТШ-68, Державними стандартами встановлені практичні температурні шкали, які призначені для забезпечення єдності вимірювань температури від $0,01$ до $100\ 000 K$.

Реперні точки термометричних речовин

Реперні точки	Значення температури за термодинамічною шкалою	
	T, K	t, °C
Потрійна точка водню	13,81	-259,34
Точка кипіння рівноважного водню при тиску 33330,6 Н/м ² (25/76атм)	17,042	-256,108
Точка кипіння рівноважного водню при нормальному тиску (1атм)	20,28	-252,87
Точка кипіння неону	27,102	-246,048
Потрійна точка кисню	54,361	-218,789
Точка кипіння кисню	90,188	-182,962
Потрійна точка води	273,16	0,01
Точка кипіння води	373,15	100,00
Точка твердіння свинцю	692,73	419,58
Точка твердіння срібла	1235,08	961,93
Точка твердіння золота	1337,58	1064,43

Найчастіше доводиться вимірювати середні і високі температури в інтервалі від -80 до 3 000...3 500 °C. В наш час у зв'язку з бурхливим розвитком техніки низьких температур – криогеніки, що характеризується не тільки важливими науковими відкриттями, але і їх широким практичним використанням, важливого значення набувають вимірювання низьких температур від 1 до 273 K, а при виробництві плазми – вимірювання надвисоких температур (до 10¹⁰ K і вище). Такий широкий діапазон вимірюваних температур і різноманітність умов вимірювань зумовили велику кількість методів і засобів їх вимірювань. У сучасному промисловому виробництві переважно використовуються електричні засоби вимірювань температури, переваги яких загальновідомі.

Електричні методи вимірювань температури можна розділити на контактні та безконтактні. При контактних методах використовується первинний перетворювач, який в процесі вимірювання знаходиться в безпосередньому тепловому контакті з середовищем, температуру якого вимірюють. Тепло від досліджуваного об'єкта до чутливого елемента перетворювача передається теплопровідністю і конвекцією.

Безконтактний метод базується на властивості тіл випромінювати теплову енергію, за якою і визначають температуру досліджуваного об'єкта.

Вибір того чи іншого методу вимірювань визначається низкою чинників, а саме: значеннями вимірюваних температур, агресивністю досліджуваного середовища та динамічними його характеристиками, а також необхідною чутливістю і точністю вимірювання. Часто ці чинники протирічиві, що ускладнює вибір методу. Визначальним є, насамперед, діапазон вимірюваних температур і потрібна точність вимірювання.

При контактному методі вимірювань, коли первинний перетворювач поміщається безпосередньо в досліджуване середовище, завжди спостерігається деяке спотворення температурного поля середовища як наслідок неоднорідності теплофізичних властивостей середовища і перетворювача, а також неточність перетворення температури середовища в температуру перетворювача.

Ступінь спотворення температурного поля залежить, в основному, від теплоємностей досліджуваного середовища та перетворювача і є практично незначним. Що ж стосується неточності (похибки) відтворення термоперетворювачем температури досліджуваного середовища, то вона зумовлена тепловідведенням по елементах конструкції термоперетворювача, радіаційним теплообміном, тепловою інерцією, а також такими внутрішніми джерелами енергії, як нагрівання чутливого елемента термоперетворювача вимірювальним струмом, і може набувати досить великі значення. Зменшити ці похибки можна, правильно вибравши конструкцію перетворювача і встановивши його на досліджуваній об'єкт. Зокрема, для зменшення похибок від тепловідведення конструкційні елементи перетворювача виготовляють з матеріалів з малою теплопровідністю, а відношення довжини перетворювача до його діаметра вибирають порівняно великими. Повинен бути забезпечений тепловий контакт між чутливим елементом перетворювача і досліджуваним середовищем.

При безконтактних методах вимірювань чутливий елемент перетворювача знаходиться поза досліджуваним об'єктом, що виключає спотворення температурного поля об'єкта і дає можливість вимірювати температуру об'єктів малої теплоємності. Основне ж застосування безконтактних методів – це вимірювання високих температур. Основними джерелами похибок безконтактних вимірювачів є залежність випро-

мінювальної здатності від стану поверхні досліджуваного тіла та інших його властивостей, вплив на тракт перетворення (простір між джерелом випромінювання і приймачем) сторонніх випромінювань, теплопоглинальна здатність тракту перетворення тощо.

19.2. Термометрія за допомогою терморезистивних перетворювачів

Вимірювальні кола з терморезистивними перетворювачами температури. Найбільш розповсюджені для промислового вимірювання температури в діапазоні -260 до 100 °С платинові терморезистивні перетворювачі температури (так звані термометри опору ТО). Вони мають високі точність (див. табл.9.4) і часову стабільність. Недоліком платинових ТО є нелінійність функції перетворення, яка особливо відчутна в діапазоні низьких температур ($-260...0$ °С), в якому суттєво падає їх чутливість. При високих температурах (понад 1000 °С) на стабільність ТО впливає випаровування платини – збільшується шунтуючий вплив провідності ізолюючих елементів перетворювача. Ці чинники і обмежують застосування платинових ТО.

ТО з міді, нікелю та інших металів і сплавів мають значно меншу часову стабільність, що, зрештою, і визначає їх дещо нижчий клас точності. Мідні ТО мають ту перевагу, що їх функція перетворення є лінійною. Правда, діапазон перетворюваних температур для мідних термометрів становить лише $-200...+200$ °С.

При вимірюванні низьких і середніх температур використовують ТО з високим номінальним опором (100 або 500 Ом), а при вимірюванні високих температур – низькоомні ТО з номінальним опором 10 та 1 Ом, виготовлені з порівняно товстого дроту, що забезпечує кращу часову стабільність і зменшення впливу шунтуючого ефекту.

Під'єднання ТО у вимірювальне коло за допомогою з'єднувальних проводів з опором R_d може суттєво вплинути на точність вимірювання температури. Для зменшення цього впливу використовують різні способи і схеми під'єднання ТО. Опір з'єднувальних проводів повинен бути підігнаний з допомогою підганяльного опору до значення, при якому градується вторинний прилад. Значення цих (градувальних) опорів вказуються на шкалі приладу або в його паспорті.

Існують дво-, три- та чотирипровідні схеми підключення ТО до вимірювального приладу.

При двопровідній схемі опір ТО разом з опорами ліній вмикаються в одну з гілок вимірювального кола. Підганяння опору з'єднувальних провідників має особливо важливе значення. Потрібно, проте, відзначити, що підганяння не виключає зміни опору лінії, що викликана зміною температури довкілля.

Для зменшення похибок, що з'явилися через невідповідність опору з'єднувальних провідників їх градууювальному значенню, використовують термоперетворювачі з трьома і чотирма виводами і відповідне їх ввімкнення в мостове або компенсаційне коло.

Вимірюючи температуру із застосуванням терморезистивних перетворювачів, потрібно також враховувати можливість появи додаткових похибок, які виникають від нагрівання їх вимірювальним струмом. Щоб згадані похибки були нехтівно малими, значення вимірювального струму повинно бути таким, щоб викликана ними зміна опору R_0 не перевищувала 0,1 %.

Мостові кола. Для вимірювань температури за допомогою ТО використовують, здебільшого, зрівноважені мостові кола (рис.19.1). ТО

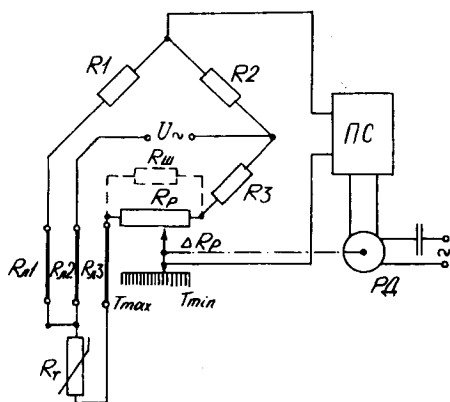


Рис.19.1. Схема автоматичного моста для вимірювань температури

вмикаються в плече моста, яке прилягає до реохорда. При такому ввімкненні рівняння рівноваги для початкового і деякого проміжного значення вимірюваної температури без врахування опорів ліній при відсутності шунтуючого опору R_{sh} , який служить для розширення гра-

ниць вимірювань, буде мати вигляд:

$$(R_{T0} + R_P)R_2 = R_1R_3;$$

$$[R_{T0} + \Delta R_T + (R_P - \Delta R_P)]R_2 = R_1(R_3 + \Delta R_P),$$

звідки

$$\Delta R_P + \Delta R_T \frac{R_2}{R_1 + R_2}.$$

Отже, зміна опору реохорда в такому вимірювальному колі буде пропорційна зміні опору перетворювача, що викликана зміною вимірюваної температури.

Для зменшення впливу опорів ліній в схемі використовується трипровідне ввімкнення ТО; опір окремих з'єднувальних проводів вмикається відповідно в сусідні плечі моста і діагональ живлення. При такому ввімкненні для деякого значення R_{TC} , при якому міст буде симетричним, вплив однакових опорів лінії $R_{Л1} = R_{Л3} = R_{Л}$ і їх зміни будуть повністю вилучені. Справді, для симетричного моста, коли $R_3 + \Delta R_P = R_2$ з умови рівності моста

$$[(R_{TC} + R_P - \Delta R_P) + R_{Л}]R_2 = (R_3 + \Delta R_P)(R_1 + R_{Л})$$

отримаємо

$$\frac{R_{TC} + R_P - \Delta R_P + R_{Л}}{R_1 + R_{Л}} = \frac{R_3 + \Delta R_P}{R_2} = 1,$$

тобто в чисельнику і знаменнику лівої частини останнього виразу опори $R_{Л}$ додаються опорами $R_{TC} + R_P - \Delta R_P = R_1$, що дорівнюють їм за значенням, що не порушує умови рівноваги. При значеннях R_{TC} , відмінних від R_{TC} , компенсація впливу $R_{Л}$ буде дещо неповною.

Незрівноважені мости застосовуються в пристроях вимірювання температури рідше ніж зрівноважені. До недоліків незрівноважених мостів належить нелінійність їх функції перетворення, залежність вихідної напруги від напруги джерела живлення. Проте через їх

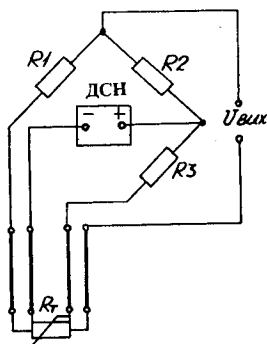


Рис.19.2. Схема незрівноваженого моста для вимірювань температури

виняткову простоту при наявності стабілізованих джерел напруги незрівноважені мости використовуються для вимірювання температури у вузькому температурному діапазоні, коли нелінійністю функції перетворення незрівноваженого моста можна знехтувати або зробити вихідний прилад з нелінійною шкалою.

Для мостового кола (рис.19.2) вихідна напруга

$$U_{\text{вих}} = \frac{U(R_{T0} + \Delta R_T)}{R_{T0} + \Delta R_T + R_3} - \frac{UR_1}{R_1 + R_2} = \frac{(R_{T0} + \Delta R_T)R_2 - R_1R_3}{(R_{T0} + \Delta R_T + R_3)(R_1 + R_2)}$$

Якщо міст зрівноважений при початковому значенні опору R_{T0} , тобто коли $R_{T0}R_2 = R_1R_3$, то для будь-якого іншого значення опору термоперетворювача в межах діапазону вимірювань буде

$$U_{\text{вих}} = U \frac{R_2 \Delta R_T}{(R_1 + R_2)(R_{T0} + \Delta R_T + R_3)}$$

Отже, при $\Delta R_T \ll R_{T0} + R_3$ вихідна напруга в першому наближенні буде пропорційна зміні опору R_T , а нелінійність функції перетворення моста досягне значення

$$\delta_{\text{нел}} = \frac{\Delta R_T}{R_{T0} + R_3} \cdot 100\%$$

Зокрема, для мідного термометра опору ($\alpha_T = 0,0043 \text{ 1/}^\circ\text{C}$) при $R_3 = R_{T0}$ нелінійність в діапазоні $(\pm 5)^\circ\text{C}$ дорівнюватиме приблизно 1 %.

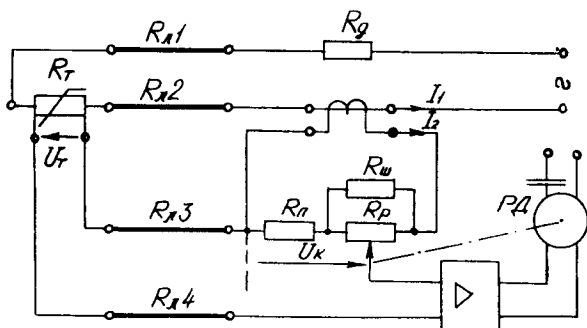


Рис.19.3. Схема автоматичного компенсатора для вимірювань температури

При точних вимірюваннях високих температур з використанням низькоомних терморезистивних перетворювачів, а також при вимірю-

ванні низьких температур в криогенній техніці, коли опір термоперетворювача співмірний з опором з'єднувальних провідників, зменшення впливу опору з'єднувальних провідників набуває особливого значення. Для таких вимірювань здебільшого застосовують компенсатор змінного струму (рис.19.3). Термоперетворювач R_T живиться від джерела змінної напруги, яке створює в колі термоперетворювача струм I_1 . Компенсаційне коло живиться від вторинної обмотки вимірювального трансформатора струму, первинна обмотка якого увімкнена в коло послідовно з термопередавачем. Значення компенсуючої напруги

$$U_k = I_2 \left(R_{II} + \Delta R_P \frac{R_{III}}{R_{III} + R_P} \right) = \frac{I_1}{K_I} \left(R_{II} + \Delta R_P \frac{R_{III}}{R_{III} + R_P} \right),$$

де K_I – коефіцієнт трансформації вимірювального трансформатора струму.

Вибравши для встановлення початку шкали опір R_{II} так, щоб для початкового значення опору $R_{T\text{ поч}}$ було:

$$I_1 R_{T\text{ поч}} = I_2 R_{II} = \frac{I_1}{K_I} R_{II},$$

для інших значень R_T в заданому діапазоні вимірювань отримаємо

$$I_1 (R_{T\text{ поч}} + \Delta R_T) = \frac{I_1}{K_I} \left(R_{II} + \Delta R_P \frac{R_{III}}{R_{III} + R_P} \right),$$

звідки

$$\Delta R_P = \Delta R_T \frac{K_I (R_{III} + R_P)}{R_{III}},$$

тобто зміна опору реохорда є лінійною функцією зміни опору термоперетворювача.

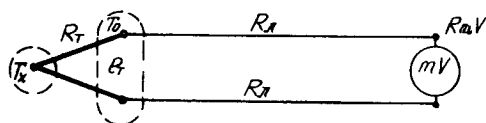
Оскільки вимірювана $U_T = I_1 (R_{T\text{ поч}} + \Delta R_T)$ і компенсувальна

$$U_K = \frac{I_1}{K_I} \left(R_{II} + \Delta R_P \frac{R_{III}}{R_{III} + R_P} \right)$$

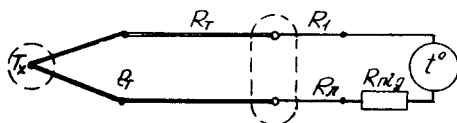
напруги створюються від одного джерела, то зміна напруги живлення (і струму I_1) практично не впливає на результат вимірювання. Усуваєть-ся також вплив опору лінії: два проводи знаходяться в колі джерела живлення, а по двох інших, які розміщені в компенсаційному колі, в момент компенсації (коли $\Delta U=0$) струм не проходить і на них не створюється додатковий спад напруги.

19.3. Термометрія за допомогою термоелектричних перетворювачів

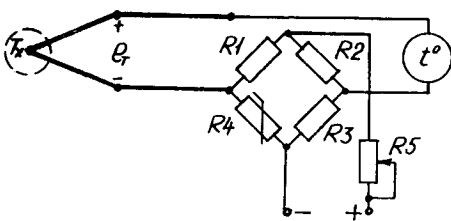
Найпростішим вимірювальним колом термометра з термоелектричним перетворювачем є коло (рис.19.4, а). За умови, що температура T_0 вільних кінців термопари буде незмінною і опір всього вимірювального кола також незмінним, покази мілівольметра будуть визначатись значенням вимірюваної температури T_x .



а



б



в

Рис.19.4. Вимірювальні кола термоелектричних термометрів

Для зменшення залежності показів приладу від опору вимірювального кола намагаються дотримати умову

$$R_{mv} \gg R_T + 2R_{Л}.$$

Дійсно

$$U_{mv} = I_{mv} R_{mv} = \frac{e_T}{R_{mv} + 2R_{Л} + R_T} R_{mv}$$

а похибка, яка вноситься зовнішнім (щодо вольтметра) опором вимірювального кола, буде:

$$\delta_M = \frac{R_T + 2R_{II}}{R_{mv}} 100\%.$$

Наприклад, якщо опір мілівольметра становить 300 Ом, то для отримання похибки $\delta_M < 1\%$ опір $R_T + 2R_{II}$ не повинен перевищувати 3 Ом.

Потрібно також відзначити, що, оскільки функція перетворення термоелектричного перетворювача загалом нелінійна, то для переведення показів мілівольметра в значення вимірюваної температури необхідно користуватись градуювальною таблицею термоелектричного перетворювача.

Якщо мілівольметр є складовою частиною термометра і його шкала проградуїрована в одиницях вимірюваної температури, то нелінійність функції перетворення термоперетворювача буде врахована в характері шкали приладу, яка відповідно, також буде нелінійною. Для такого приладу вже немає необхідності, щоб

$$R_{mv} \gg R_T + 2R_{II}.$$

Обов'язковою умовою, якої необхідно дотримуватись при вимірюванні такими приладами, є забезпечення опору $R_{сум}$ всього вимірювального кола приладу його градуювальному значенню, тобто такому значенню $R_{град}$, при якому градуювався прилад. Для підганяння опору кола використовується підганяльна котушка R_{mo} (рис.19.4, б).

У цьому випадку опір зовнішнього кола не буде причиною похибки. Виникнення похибок буде зумовлюватись лише відхиленням сумарного опору від градуювального значення і спричиняться, наприклад, зміною опору лінії внаслідок зміни температури довкілля. При цьому

$$\delta_M = \frac{R_{сум} - R_{град}}{R_{град}} 100\%.$$

Причиною похибок вимірювання температури може бути також невідповідність температури вільних кінців термоперетворювача градуювальному значенню. Градуювальні характеристики термоелектричних перетворювачів складені для температури вільних кінців $^{\circ}\text{C}$. Якщо температура вільних кінців не дорівнює $^{\circ}\text{C}$, то необхідно вводити поправку на зміну термо-ЕРС відносно градуювального значення.

Одним з способів усунення похибки від зміни температури вільних кінців є їх термостатування. Оскільки термостатувати головку термоелектричного перетворювача, де закінчуються термоелектроди (їх вільні кінці), практично не є можливим, то необхідно продовжити електроди термоелектричного перетворювача, не спотворюючи його термо-ЕРС з тим, щоб відвести вільні кінці в таке місце, де буде зручно їх термостатувати. Здовжуючі термоелектродні дроти можуть бути не обов'язково з тих же дорогих металів, що і основні термоелектроди. Проте вони повинні бути термоелектрично ідентичними з відповідними електродами основної термопари, щоб усунути виникнення паразитних термо-ЕРС.

У промислових умовах для введення корекції від зміни температури вільних кінців на покази приладу звичайно використовують пристрої автоматичного введення поправок. Таким пристроєм може бути мостове коло (рис.19.4, в), яке складається з температурнезалежних манганінових опорів R_1 , R_2 і R_3 і опору R_4 з міді чи нікелю, який змінює свій опір залежно від температури. Якщо температура термозалежного резистора, як і температура вільних кінців термопари, буде дорівнювати $^{\circ}\text{C}$, то міст повинен знаходитись у рівновазі. При відхиленні цієї температури від $^{\circ}\text{C}$, викликана цією зміною температури зміна термо-ЕРС термопари буде компенсуватись напругою розбалансування моста, викликаною зміною опору R_4 . Для початкового коректування вихідного сигналу розбалансу моста служить резистор R_5 .

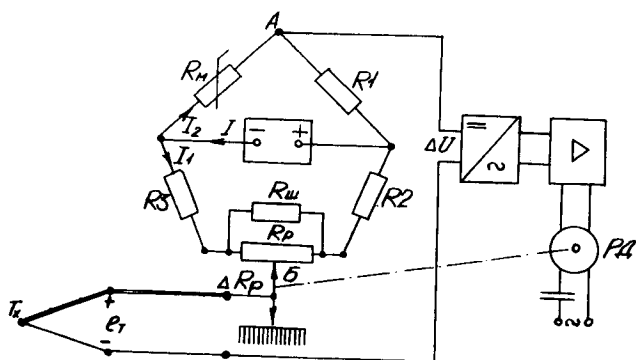


Рис19.5. Схема автоматичного потенціометра для вимірювань температури

На рис.19.5 наведено схему автоматичного потенціометра, який призначений для вимірювань температури за допомогою термоелектричного перетворювача.

Прилад працює так. Термо-ЕРС e_T термоелектричного перетворювача зрівноважується вихідною напругою U_{AB} потенціометра, виконаного за мостовою схемою. Якщо $U_{AB} = e_T$, то напруга недокомпенсації ΔU після попереднього перетворення і підсилення подається на вхід реверсивного двигуна, який переміщає повзунок реохорда до моменту повної компенсації напруг. Разом з переміщенням повзунка переміщується стрілка приладу, який проградуєований в одиницях вимірюваної температури. Для стабілізації робочого струму потенціометра використовується стабілізоване джерело живлення, яке забезпечує постійність робочого струму з похибкою не більше ніж 0,02 %.

Для автоматичного введення поправок на температуру вільних кінців термоперетворювача в одне з плеч моста ввімкнений термо-залежний опір із міді (всі інші опори – термoneзалежні манганінові). Термоперетворювач підключається до потенціометра за допомогою здовжуючих термоелектродних проводів. Забезпечується приблизна рівність температури вільних кінців термоперетворювача і температури резистора R_M . Значення опору R_M вибрано так, щоб зміна спаду напруги ΔU на ньому при зміні температури на Δt град відповідала зміні термо-ЕРС термоперетворювача при такій же зміні температури його вільних кінців, тобто виконувалась рівність

$$I_2 R_{MO} \alpha_T \Delta t = \Delta e_T,$$

де I_2 – струм верхньої гілки мостового кола потенціометра; α_T – температурний коефіцієнт опору міді; R_{MO} – опір мідного резистора при 0 °С; Δe_T – зміна термо-ЕРС термоперетворювача, яка викликана відхиленням температури вільних кінців на Δt град від 0 °С.

Потрібно, проте, зауважити, що, оскільки Δe_T навіть в обмеженому температурному діапазоні не є лінійною функцією від Δt , то при лінійній залежності $\Delta U_k = I_2 R_{MO} (1 + \alpha \Delta t)$ повна корекція впливу температури вільних кінців можлива лише для одного значення Δt . При інших значеннях буде спостерігатись деяка незначна недокомпенсація, причому в нормальній області зміни температури довкілля похибкою від недокомпенсації можна знехтувати.

19.4. Термометрія за випромінюванням тіла

Вимірювання температури за випромінюванням тіла базується на використанні основних законів випромінювання, які встановлюють зв'язок між температурою випромінювача (досліджуваного об'єкта) і його спектральною світністю, тобто кількістю енергії, яка випромінюється за одиницю часу з одиниці поверхні досліджуваного об'єкта і яка міститься у певному діапазоні довжин хвиль. Залежно від спектральної чутливості пристрої вимірювання температури за випромінюванням поділяють на радіаційні, квазімонохроматичні та спектрального випромінювання.

Теоретичною основою радіаційної пірометрії є закон Стефана-Больцмана, який встановлює зв'язок між інтегральним значенням спектральної світності, тобто енергетичною світністю R , і абсолютною температурою випромінювача (п.9.1). Пристрої, які базуються на цьому принципі, називаються пірометрами повного (або сумарного) випромінювання.

Радіаційні пірометри є найпростішими за будовою. Щоправда, вони найменш точні серед приладів, що вимірюють температуру за випромінюванням. Радіаційний пірометр складається з оптичної системи (телескопа), первинного перетворювача потоку випромінювання в електричний сигнал і вторинного вимірювального приладу. Як первинний перетворювач найчастіше використовують зачорнені термоелектричні перетворювачі або болометри, які чутливі до всіх довжин хвиль потоку випромінювання, що ними сприймається.

Існують два різновиди оптичних систем радіаційних пірометрів: рефракторна (з заломлювальною лінзою) і рефлекторна (з відбивальним внутрішнім дзеркалом) системи. В рефракторному пірометрі (рис.19.6, а) випромінювання від досліджуваного об'єкта 1 надходить на об'єктив (лінзу) 2 і через діафрагму 3 фокусується на гарячому спаї термоперетворювача. Термо-ЕРС, що виникає, вимірюється мілівольтметром, який градується в одиницях вимірюваної температури. Для компенсації похибки від зміни температури вільних кінців термоперетворювачів використовують пристрій 5 автоматичної корекції похибки у формі, наприклад, мостової схеми. Для візування телескопа на об'єкт вимірювання служить окуляр 6 і діафрагма 7.

У рефлекторному телескопі (рис.19.6, б) випромінювання від досліджуваного об'єкта 1 через діафрагму 2 надходить на рефлектор 3,

відбивається і фокусується на гарячих спаях термоперетворювача. Коло вимірювання термо-ЕРС складається, як і в рефракторних системах пірометрів, з вимірювального приладу і пристрою 5 автоматичної корекції похибок від зміни температури вільних кінців термоперетворювача.

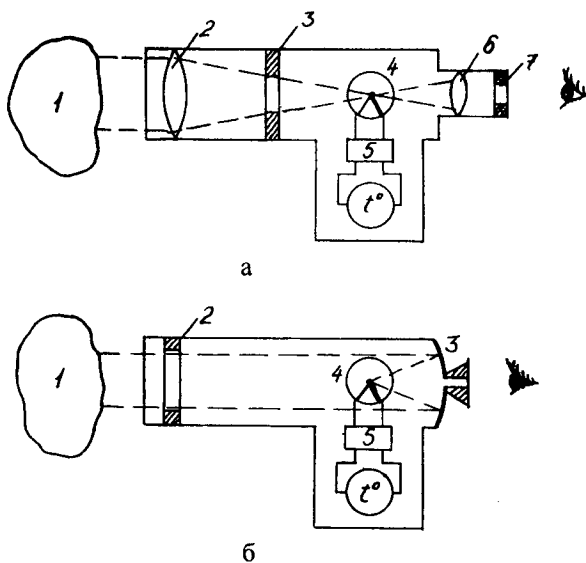


Рис.19.6. Будова пірометрів повного випромінювання

Радіаційні пірометри градууються, звичайно, за чорним випромінювачем. Тому при вимірюванні температури реальних нечорних тіл через їх меншу випромінювальну здатність радіаційні пірометри показують не дійсну температуру T_X досліджуваного об'єкта, а нижчу, так звану радіаційну температуру T_P . І справді, за законами Стефана-Больцмана енергетична світність (абсолютно чорного тіла)

$$R^* = \sigma T_P^4,$$

звідки радіаційна температура

$$T_P = \sqrt[4]{R^*/\sigma},$$

де $\sigma = 5,6697 \cdot 10^{-2} \text{ Джс}/(\text{м}^2 \cdot \text{с} \cdot \text{К}^4)$

Для реального тіла (досліджуваного об'єкта) енергетична світність R і дійсне значення температури вимірювача зв'язані залежністю

$$R = \epsilon_0 \sigma T_X^4, \text{ а } T_X = T_P \sqrt[4]{1/\epsilon_0 \sigma},$$

ϵ_0 – коефіцієнт сумарного випромінювання, який дорівнює відношенню енергетичної світності досліджуваного об'єкта до енергетичної світності чорного тіла при цій же температурі.

Отже, радіаційна температура, виміряна пірометром повного випромінювання, зв'язана з дійсною температурою досліджуваного об'єкта залежністю

$$T_P = T_X \sqrt[4]{\epsilon_0}, \quad \text{а} \quad T_X = T_P \sqrt[4]{1/\epsilon_0}.$$

Поправка, яку необхідно додати до вимірної пірометром повного випромінювання радіаційної температури для отримання дійсної температури досліджуваного об'єкта, визначається як

$$\Delta T = T_X - T_P = T_X - (1 - \sqrt[4]{\epsilon_0}) = T_P (\sqrt[4]{1/\epsilon_0} - 1),$$

а відносна похибка, яка викликана неврахуванням коефіцієнта сумарного випромінювання досліджуваного об'єкта

$$\delta T_{\epsilon_0} = (\Delta T / T_X) \cdot 100\% = (\sqrt[4]{1/\epsilon_0} - 1) \cdot 100\%,$$

становить для $\epsilon_0 = 0,9$ наближено 3 %, для $\epsilon_0 = 0,8$ – близько 6 %, а для $\epsilon_0 = 0,3$ досягає 35 %.

Для реальних фізичних об'єктів ϵ_0 визначається властивостями об'єкта, станом його поверхні та іншими чинниками і може перебувати в межах від 0,9...0,95 до 0,1 і навіть нижче. Тому радіаційні вимірювання температури супроводжуються здебільшого попередньою оцінкою ϵ_0 для внесення надалі поправок, зокрема регулюванням чутливості. Цього можна досягнути попереднім градуванням радіаційного пірометра, суть якого полягає в одночасному вимірюванні температури даного об'єкта за допомогою радіаційного пірометра та іншого засобу, що вимірює не радіаційну, а дійсну температуру, наприклад, за допомогою термоелектричного термометра або пірометра спектрального відношення. Порівнюючи ці покази, визначають ϵ_0 і для всіх наступних вимірювань температури даного об'єкта за допомогою радіаційного пірометра може бути введена поправка на коефіцієнт сумарного випромінювання.

Пірометри повного випромінювання агрегатного комплексу пірометричних перетворювачів і пірометрів випромінювання типу АПІР-С призначені для вимірювання температури в діапазоні 30...3 000 °С з основною похибкою 1,5...2 %.

На практиці зробити приймач випромінювання, який би поглинав випромінювання всіх довжин хвиль від 0 до ∞ , дуже важко. Тому дуже часто задовольняються приймачами, які сприймають випромінювання в обмеженому діапазоні довжин хвиль від λ_1 до λ_2 . Пірометрами, принцип дії яких базується на залежності від температури енергетичної світності випромінювача в обмеженому інтервалі довжин хвиль, називають пірометрами часткового випромінювання.

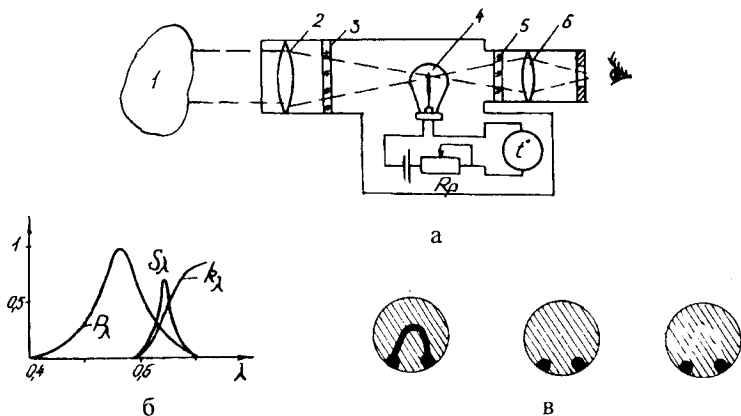


Рис.19.7. До принципу дії оптичного пірометра

Пірометри, принцип дії яких базується на використанні залежності від температури спектральної світності або пропорційної до неї спектральної яскравості (тобто спектральної світності, віднесеної до одиниці просторового кута), називають квазімонохроматичними або яскравісними. Найбільш розповсюджені серед яскравісних пірометрів візуальні пірометри із ниткою, що зникає (рис.19.7, а), які називаються також оптичними пірометрами. При вимірюванні такими пірометрами випромінювання від досліджуваного об'єкта 1 через об'єktiv 2 фокусується на нитку розжарення пірометричної 1 лампи 4. Між об'єktivом та пірометричною лампою при вимірюванні температури понад 1 500 °С (допустима температура нитки розжарювання) ставиться поглинальне скло 3. Зображення об'єкта дослідження і нитки пірометричної лампи при вимірюванні температури спостерігається пірометристом через окуляр 6. Між окуляром і пірометричною лампою знаходиться червоний світлофільтр 5.

Змінюють розжарення нитки пірометричної лампи, регулюючи струм розжарення за допомогою регульовного реостата R_p . Значення

цього струму вимірюється приладом, проградуйованим в одиницях вимірюваної температури.

Описаний вище оптичний пірометр чутливий до енергетичної світності (яскравості) дуже вузького діапазону довжин хвиль в області так званої ефективної довжини хвиль $\lambda_{\text{еф}} = 0,65$ мкм. Насправді, спектральна чутливість ока людини характеризується чутливістю $R_{\lambda} = f(\lambda)$, (рис.19.7, б), а червоний світлофільтр – спектральним коефіцієнтом пропускання $k_{\lambda} = \varphi(\lambda)$.

Отже, ефективна чутливість такої системи $S_{\lambda} = F(\lambda)$ має максимум при $\lambda_{\text{еф}} \approx 0,65$ мкм і різко падає до нуля при довжинах хвиль, які відрізняються від $\lambda_{\text{еф}}$ навіть на $\pm 0,05$ мкм.

Як і пірометри повного випромінювання, яскравісні пірометри градууються за чорним випромінювачем. Тому виміряна нами так звана яскравісна температура $T_{\text{я}}$ реального нечорного тіла з монохроматичним коефіцієнтом теплового випромінювання $a_{\lambda} < 1$ буде відрізнитись від дійсної $T_{\text{х}}$. Поправку $\Delta T_{\text{я}}$, яку треба додати до виміряної оптичним пірометром яскравісної температури для отримання дійсного значення вимірюваної температури, можна визначити на основі таких міркувань. Згідно із законом Віна спектральна світність абсолютно чорного тіла

$$R_{\lambda}^* = C_1 \lambda^{-5} e^{-C_2/\lambda T_{\text{я}}},$$

а

$$T_{\text{я}} = \frac{C_2}{\lambda} \ln \frac{R_{\lambda}^*}{C_1 \lambda^{-5}}.$$

Для досліджуваного нечорного тіла спектральна світність і дійсна температура з врахуванням закону Кірхгофа зв'язані залежністю:

$$R_{\lambda} = a_{\lambda} C_1 \lambda^{-5} e^{-C_2/\lambda T_{\text{х}}}.$$

Для $R_{\lambda}^* = R_{\lambda}$ матимемо

$$e^{-C_2/\lambda T_{\text{я}}} = a_{\lambda} e^{-C_2/\lambda T_{\text{х}}}, \text{ або } e^{C_2/\lambda T_{\text{я}}} = \frac{1}{a_{\lambda}} e^{C_2/\lambda T_{\text{х}}}.$$

Логарифмуючи, отримаємо

$$\frac{C_2}{\lambda T_{\text{я}}} = \ln \frac{1}{a_{\lambda}} + \frac{C_2}{\lambda T_{\text{х}}},$$

звідки

$$\frac{1}{T_{\text{я}}} - \frac{1}{T_{\text{х}}} = \frac{\lambda}{C_2} \ln \frac{1}{a_{\lambda}} = A_{\lambda},$$

де $A_\lambda = \frac{\lambda}{C_2} \ln \frac{1}{a_\lambda}$ – монохроматичний коефіцієнт, який характеризує

ступінь відхилення дійсної температури від яскравісної.

З останнього виразу можна визначити поправку

$$\Delta T_\lambda = T_\lambda - T_\lambda = \frac{A_\lambda T_\lambda^2}{1 - A_\lambda T_\lambda}$$

і відносно похибку від нехтування коефіцієнтом a_λ

$$\delta T_\lambda = \frac{A_\lambda T_\lambda}{1 - A_\lambda T_\lambda} 100\%,$$

значення якої для хвиль довжиною $\lambda = 0,65$ мкм залежно від a_λ при вимірюванні температури коло 1000 К становить для $a_\lambda = 0,9$ близько 0,5 %, для $a_\lambda = 0,8$ близько 1 %, а для $a_\lambda = 0,3$ досягає 6 %. За інших однакових умов для $T_\lambda = 2000$ К ці похибки збільшуються відповідно до 2,4 і 25 %.

У візуальному монохроматичному пірметрі із ниткою, що зникає, і регульованим нажарюванням під час вимірювання температури змінюють нажарювання нитки пірметричної лампи. Існують конструкції, в яких нажарювання лампи при вимірюванні підтримується сталим, а змінюється уявна світність об'єкта за допомогою поглинального клина, який розміщений між лампою та об'єктом дослідження. Поглинальний клин має плавноміний коефіцієнт пропускання, що залежить від положення клина. Клин виконується переважно у вигляді кільця, яке повертають під час вимірювання температури навколо осі, змінюючи коефіцієнт пропускання. З клином пов'язана шкала, яка проградуєвана в одиницях яскравісної температури. Пірметри з поглинальним клином відрізняються нижчою точністю порівняно з пірметрами з регульованим нажарюванням пірметричної лампи.

Монохроматичні візуальні пірметри із ниткою, що зникає, типу "Промінь" призначені для вимірювань температур в діапазоні від 800 до 5 000 °С. Їх основна похибка в діапазоні 800...1 400 °С становить 14 °С, в діапазоні 1 200...2 000 °С – 20 °С і в діапазоні 1 800...5 000 °С – 150 °С.

Візуальні пірметри, невід'ємним елементом вимірювального кола яких є око людини, непридатні для роботи в системах автоматичного вимірювання і регулювання температури. Тому сьогодні поширені

квазімонохроматичні фотоелектричні пірометри (як і фотоелектричні пірометри часткового випромінювання). У фотоелектричних монохроматичних пірометрах фотоелемент в поєднанні з червоним світлофільтром підібрані так, щоб ефективна довжина хвилі такої системи, як і в оптичних пірометрах, дорівнювала $\lambda_{\text{еф}} = 0,65$ мкм. Це забезпечує порівняльність результатів фотоелектричних і оптичних пірометрів.

Фотострум, що створюється фотоелементом, може безпосередньо служити мірою вимірюваної температури. Такі пірометри конструктивно нескладні, але відрізняються низькою точністю. Досконалішими є пристрої, в яких фотоелемент використовується як пристрій в колі порівняння спектральних світностей двох джерел випромінювання: досліджуваного об'єкта і регульованого джерела світла.

Із залежності спектральної світності від температури випромінювача випливає, що у міру збільшення температури тіла максимум його спектральної світності зміщується в бік коротших хвиль, що в зоні видимого спектру означає зміну кольорів променів максимальної інтенсивності. Це наштовхнуло на думку визначати температуру за кольором променів максимальної інтенсивності (світності). Виміряна за цим методом температура отримала назву колірної. Колірну температуру T_K визначають щодо світностей променів двох різних довжин хвиль в межах видимого спектру за допомогою так званих пірометрів відношення. Відношення енергетичних світностей при λ_1 і λ_2 абсолютно чорного тіла

$$\frac{R_{\lambda_1}^*}{R_{\lambda_2}^*} = \frac{C_1 \lambda_1^{-5} e^{-C_2/\lambda_1 T_K}}{C_1 \lambda_2^{-5} e^{-C_2/\lambda_2 T_K}},$$

а колірна температура

$$T_K = \frac{C_2 (1/\lambda_1 - 1/\lambda_2)}{\ln(R_{\lambda_1}^*/R_{\lambda_2}^*) (\lambda_2^5/\lambda_1^5)}.$$

Оскільки для нечорного тіла монохроматичні коефіцієнти чорноти якого відповідно дорівнюють ε_1 і ε_2 , матимемо

$$\frac{R_{\lambda_1}^*}{R_{\lambda_2}^*} = \frac{\varepsilon_1 C_1 \lambda_1^{-5} e^{-C_2/\lambda_1 T_x}}{\varepsilon_2 C_1 \lambda_2^{-5} e^{-C_2/\lambda_2 T_x}}.$$

Порівнюючи відношення спектральних світностей чорного і реального тіл і логарифмуючи цей вираз, після відповідних перетворень от-

римаємо

$$\frac{1}{T_K} - \frac{1}{T_X} = \frac{\lambda_1 \lambda_2}{C_2(\lambda_1 - \lambda_2)} \ln \frac{\varepsilon_1}{\varepsilon_2}.$$

З останнього виразу випливає, що при колірних вимірюваннях температури на ділянці видимого спектру, коли монохроматичні коефіцієнти чорноти мало відрізняються один від одного, різниця між дійсною і колірною температурами буде незначною.

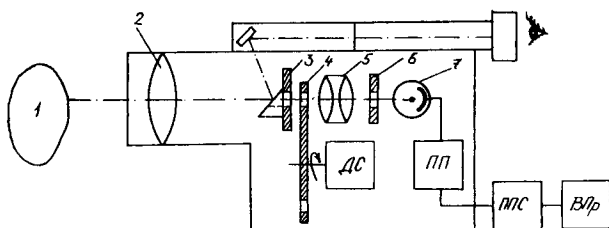


Рис.19.8. Схема пірометра спектрального випромінювання

Реалізація пірометрів спектрального відношення значно складніша, ніж пірометрів часткового монохроматичного випромінювання. Спрощена схема такого пірометра показана на рис.19.8. Випромінювання від досліджуваного об'єкта 1 фокусується об'єктивом 2 в площині діафрагми 3 і через біхроматичний модулятор 4, оптичну систему 5 і діафрагму 6 потрапляє на приймач випромінювань 7, яким може бути піроелектричний перетворювач, фотодіод чи фоторезистор. Діафрагма 3 – це калібрований отвір в круглій пластині із дзеркальною поверхнею. Зображення об'єкта в площині діафрагми 3 спостерігається візирним пристроєм, який складається з дзеркала та стандартного мікроскопа. З біхроматичного модулятора на приймач випромінювань по чергово потрапляють потоки випромінювання досліджуваного об'єкта в двох різних ділянках спектра, для чого використовуються два світлофільтри, які закріплені в диску біхроматичного модулятора, що обертається, за допомогою двигуна ДС. Отже, сигнал з приймача випромінювань – це послідовність імпульсів, що чергуються, і пропорційних енергетичній світності досліджуваного об'єкта в двох спектральних інтервалах. Ці імпульси, підсилені попереднім підсилювачем ПП, надходять на електронний блок проміжкового перетворювача сигналів ППС, який реалізує функцію перетворення пірометра спектрального відношення і

виробляє вихідний сигнал $U_{вих}$, зв'язаний з вимірюваною колірною температурою лінійною залежністю. Вихідним сигналом ППС є напруга постійного струму 0...1 В, яка може вимірюватись вихідним приладом ВПР, проградуйованим у одиницях вимірюваної температури. Є також вихід 0...100 мВ для підключення автоматичного потенціометра.

Пірометри спектрального відношення т."Веселка" відрізняються високими чутливістю і точністю. Діапазон вимірювань різних модифікацій цих пірометрів від 750 до 2 900 °С, основна похибка 0,6 %.

ВІМІРЮВАННЯ ХЕМІЧНОГО СКЛАДУ ТА ВЛАСТИВОСТЕЙ РЕЧОВИН

20.1. Загальні відомості

Вимірювання хемічного складу і концентрації речовин широко використовуються для контролю технологічних процесів, у хемічних, біологічних, геологічних дослідженнях, медицині, сільському господарстві та інших галузях. Діапазон вимірюваних концентрацій дуже широкий. Наприклад, щоб уникнути дії деяких газів на здоров'я людини, необхідно контролювати об'ємну концентрацію в межах 10^{-5} ... 10^{-6} %, а при виробництві хемічно чистих металів і напівпровідників необхідно визначати домішки концентрацією до 10^{-10} %. Останнім часом у зв'язку з розвитком екології особливого значення набувають прилади для контролю чистоти біологічного середовища землі, води, повітря. Разом з тим для вимірювань вологості та концентрації ряду чистих речовин необхідні пристрої з верхньою межею вимірювання 100 %.

Різноманітність досліджуваних речовин, широкий діапазон вимірюваних концентрацій, складність і велика різноманітність умов вимірювання зумовили створення великої кількості найрізноманітніших методів і приладів для аналітичних вимірювань (аналізу хемічного складу і концентрації). Це електрохемічні, іонізаційні, теплові та термомагнітні, спектрометричні, а також комбіновані методи.

Треба відзначити, що для аналітичних досліджень характерна сильна залежність результатів вимірювань від загального складу речовини, її агрегатного стану, зовнішніх умов. Ці чинники особливо впливають на точність результату вимірювань тих методів, які базуються на використанні інтегральних властивостей речовин, як, наприклад, електропровідність, теплопровідність, магнітна проникність.

Сьогодні найширше розповсюджені селективні, комбіновані та багатопараметричні методи, які дають змогу аналізувати багатокомпонентні речовини. Селективні методи, на відміну від інтегральних, дають можливість перейти від вимірювання властивостей речовин загалом до визначення окремих їх компонентів. Особливо перспективними є деякі із спектрометричних методів, зокрема методи, основані на використанні внутріатомних і ядерних явищ, що не залежать від дії зовнішніх чинників.

Для дослідження багатокомпонентних речовин найчастіше використовуються комбіновані методи, зокрема мас-спектрометричні, хроматографічні.

Розглянемо деякі найпоширеніші електричні методи аналізу речовин і відповідні засоби вимірювання хемічного складу і концентрації.

20.2. Вимірювання хемічного складу і концентрації рідини

Широко застосовуються електрохімічні методи, до яких належать кондуктометричні, потенціометричні, кулонометричні та полярографічні методи.

Кондуктометричний метод базується на використанні резистивних електролітичних перетворювачів і широко застосовується для вимірювання концентрації солей, лугів чи кислот у водних чи інших рідких електропровідних розчинах (концентратоміри, солеміри), для вимірювання концентрації газів за зміною електропровідності розчину при поглинанні ним проби аналізованого газу (газоаналізатори), а також для вимірювання вологості в твердих, рідких і газоподібних середовищах (воломіри).

У лабораторній практиці часто для вимірювання концентрації електролітів використовують зрівноважені мости, в одне з плеч якого вмикають вимірювальну комірку (перетворювач), що являє собою скляну посудину з двома плоско-паралельними електродами, між якими знаходиться досліджуваний розчин (рис.20.1). Переважно значення опорів резисторів R_1 і R_2 в цій схемі вибирають однаковими, а схему урівноважують за допомогою магазину опорів R_M . Тоді для зрівноваженого моста вимірюваний опір R_x перетворювача буде дорівнювати R_M .

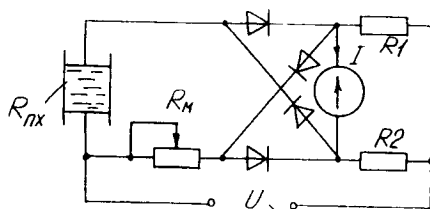


Рис.20.1. Лабораторний кондуктометричний концентратомір

Для знаходження невідомої питомої провідності досліджуваного розчину додатково вимірюють опір R_0 зразкового (градуювального) розчину з відомою провідністю. Стала k перетворювача визначається як

$$k = \gamma_0 R_0,$$

а провідність γ_0 досліджуваної речовини буде дорівнювати

$$\gamma_x = \frac{k}{R_x}.$$

Для компенсації фазової похибки, що виникає за рахунок комплексного характеру опору перетворювача на змінному струмі, використовують кільцеву фазочутливу схему випрямлення.

На рис.20.2 зображена схема промислового кондуктометричного концентратоміра для вимірювань концентрації проточної рідини, що складається з резистивного електрохімічного перетворювача, виконаного у вигляді двох плоско-паралельних пластин, поміщених у досліджуваній розчин. Перетворювач увімкнений в одне з плеч автоматичного моста змінного струму. Резистори R_4 , R_0 , R_1 , R_2 , що утворюють інші три плеча моста, виготовлені з манганінового дроту. Для зменшення температурної похибки паралельно до плеча R_4 вмикають терморезистор R_k , поміщений в досліджуваній розчин.

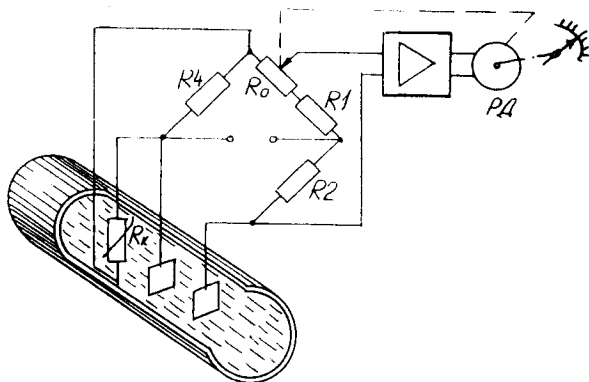


Рис.20.2. Схема промислового кондуктометричного концентратоміра

Під час аналізу агресивних розчинів використовують безелектродні (безконтактні) кондуктометричні концентратоміри, перевагою яких є відсутність електродів, які могли б поляризуватись чи забруднюватись. Це підвищує надійність і точність безконтактних концентратомірів.

На рис.20.3 показана схема промислового безконтактного кондуктометричного концентратоміра, в якому первинний трансформаторний безелектродний перетворювач складається з силового T_1 та вимірювального T_2 трансформаторів, первинні w_1 та вимірювальні w_2 витки яких індуктивно зв'язані між собою короткозамкненим витком у вигляді скляної трубки, через яку протікає досліджувана рідина. Трубка з рідиною є одночасно вторинною обмоткою трансформатора T_1 і первинною трансформатора T_2 . Під дією змінного магнітного потоку, що створюється струмом в обмотці w_1 , в рідині індукується ЕРС, внаслідок якої протікає струм I_x . Значення струму пропорційне до γ_x – питомої електропровідності досліджуваного розчину, а, отже, і невідомої концентрації C_x . Струм I_x створює магнітний потік в осерді трансформатора T_2 , індукуючи в обмотці w_2 ЕРС e_2 , значення якої також пропорційне до вимірюваної концентрації.

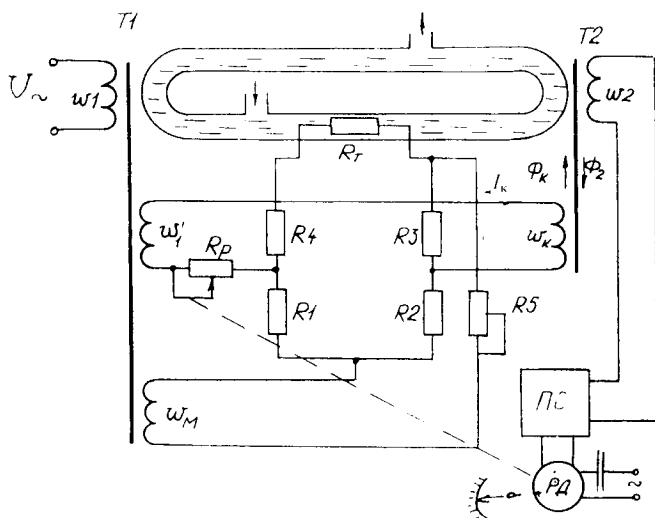


Рис.20.3. Схема безконтактного промислового кондуктометричного концентратоміра

ЕРС e_2 підсилюється підсилювачем і приводить в рух вал реверсивного двигуна РД, який переміщує повзунку реохорда R_p , змінюючи струм I_x в колі обмотки w_2 . В осерді трансформатора T_2 створюється магнітний потік Φ_x , протилежний до магнітного потоку Φ_2 , що створюється струмом I_x . У момент рівності цих потоків ЕРС e_2 зменшується до

порогу чутливості підсилювача і обертання вала РД припиняється, а показчик шкали займе положення, що відповідає вимірюваній концентрації.

Коло компенсаційного струму I_k , що живиться від обмотки w_1^* , як і коло вимірювального струму I_x , мають спільну первинну обмотку w_1 , що дає змогу значно зменшити вплив коливань напруги та частоти джерела живлення U .

Для автоматичної корекції впливу зміни температури досліджуваної рідини на покази приладу служить чотириплечий міст, що живиться від обмотки w_m і увімкнений вихідною діагоналлю в коло обмоток w_1^* та w_k і реохорда R_p . Міст утворюють три температурно незалежні (манганінові) резистори R_1, R_2, R_3 та термозалежний опір R_T , розміщений у досліджуваній рідині.

Кулонометричний метод оснований на вимірюванні кількості електрики чи струму під час електролізу досліджуваної речовини. Фізико-хімічною основою кулонометрії є закон Фарадея:

$$m = \frac{MIt}{96500n},$$

де m – маса виділеної речовини в процесі її електролізу, г; M – мольна маса даної речовини; I – сила струму, А; t – час електролізу, с; n – кількість електронів, які беруть участь в окисненні чи відновленні одного моля речовини.

Звідси випливає, що концентрація досліджуваної речовини визначається або за значенням усталеного струму електролізу при заданому сталому потенціалі, або при сталому заданому струмові часом виділення речовини.

Кулонометричний метод застосовують для вимірювань концентрації певного компонента (водню, кисню, двоокису вуглецю, вуглеводнів, хлору, фтору тощо) в рідкому і газовому середовищі, а також для вимірювань вологості газів.

Полярграфічний метод оснований на знятті полярограми вольтамперної характеристики електролізу розчину в спеціальному полярграфічному перетворювачі. При якісному аналізі, порівнюючи значення напруги U_x (так званий потенціал "півхвилі", що відповідає середині ділянки різкого зростання струму), зі значеннями потенціалів виділення

іонів, наведених у спеціальних таблицях, визначають тип іона, що знаходиться в розчині.

При максимальному значенні струму I_{\max} через перетворювач визначають концентрацію іонів у розчині при кількісному аналізі. Полярографічний метод найчутливіший з електрохімічних методів і дає змогу аналізувати багатокомпонентний (5-6 компонентів) склад розчину без їх попереднього розділення. Полярограма має вигляд ступінчастої кривої, кожний ступінь якої характеризує наявність іонів певного типу.

Вимірювальні кола полярографів переважно містять пристрій для автоматичної зміни іонізуючої напруги, компенсуюче коло вимірювання струму, реєструючий пристрій для запису і спостереження полярограм.

Полярографи з ртутно-крапельним перетворювачем (класична полярографія) мають чутливість $10^{-5} \dots 10^{-6}$ моль/л, а полярографи, в яких поляризуюча постійна напруга модулюється змінною напругою (осцилографічна полярографія) – $5 \cdot 10^{-7} \dots 10^{-9}$ моль/л.

Велику і різноманітну групу методів об'єднують спектрометричні вимірювання складу і концентрації речовин, основані на вибірковій властивості речовин поглинати, випромінювати, розсіювати, заломлювати різного роду випромінювання в широкому спектрі довжин хвиль від звукового діапазону до рентгенівських і гамма-випромінювань. Найцікавішими є радіоспектрометричні методи, основані на використанні таких фізичних ефектів, як ядерний магнітний резонанс, електронний парамагнітний резонанс. Ці методи широко застосовуються для досліджень властивостей ядер, молекул різних фізичних речовин, а також, завдяки притаманним цим методам високим метрологічним характеристикам, для інших фізико-хімічних досліджень, зокрема для аналізу речовини.

20.3. Вимірювання концентрації водневих іонів, *pH*-метри

В аналізі розчинів важливими є потенціометричні методи, що базуються на законі Нернста, який встановлює зв'язок між електродним потенціалом та активною концентрацією іонів у розчині. Ці методи призначені для вибіркового вимірювання активної концентрації певних іонів. Найширше розповсюджені потенціометричні методи для вимірювань активної концентрації іонів водню. Оскільки активну концентра-

цію іонів водню прийнято виражати водневим показником pH , який чисельно характеризується від'ємним логарифмом активності іонів водню $pH = -\lg a_{+}$, то вимірювачі активної концентрації іонів водню одержали назву pH -метрів.

Первинні перетворювачі pH -метрів можуть бути побудовані з двох водневих напівелементів (п. 10.3), один з яких поміщають в досліджуваний розчин, а інший (електрод порівняння) – в електроліт з нормальною активністю водневих іонів, з'єднуючи обидва напівелементи за допомогою електролітичного ключа. ЕРС такого перетворювача при температурі $18^{\circ}C$

$$E = e_{pH} pH = -58 pH \text{ [мВ]},$$

де $e_{pH} = -58 \text{ мВ/рН}$ – питома ЕРС водневого перетворювача.

Використовуючи такий гальванічний перетворювач, можна вимірювати pH в усьому діапазоні значень від 0 до 14. Однак внаслідок незручностей застосування, пов'язаних з необхідністю безперервно подавати до електродів газоподібний водень, водневий електрод може використовуватись хіба що в лабораторних умовах і переважно як зразковий.

Як вимірювальний електрод у гальванічних перетворювачах pH -метрів звичайно використовують скляний електрод, який має властивості водневого електрода. Це пояснюється їх суттєвими конструктивними та експлуатаційними перевагами перед іншими електродами. На скляні електроди не впливає присутність у розчинах окислювальних чи відновлювальних речовин, наявність яких не допускається для інших електродів. Скляні електроди малоінерційні, мають стабільні характеристики.

Як допоміжні використовують хлорсрібні, бромсрібні, рідше каломельні напівелементи. Гальванічний перетворювач, що складається з водневого чи еквівалентного йому скляного напівелемента та допоміжного каломельного, при температурі $18^{\circ}C$ розвиває ЕРС

$$E_{кл} = (E_0 + e_{pH} pH) = -(285 + 58 pH) \text{ [мВ]}.$$

Для перетворювача т. Н.02 (скляний вимірювальний та хлорсрібний допоміжний електрод)

$$E_{хс} = 20 - 54 pH \text{ [мВ]}.$$

Вибір системи електродів для первинного перетворювача pH -метра, їх конструктивне оформлення та технічні характеристики визнача-

ються умовами експлуатації, діапазоном вимірювання, необхідною точністю. Для промислових *pH*-метрів електродна система забезпечується додатковою захисною арматурою для захисту від механічних впливів та для кріплення до досліджуваного об'єкта.

Основними складовими похибки первинних перетворювачів *pH*-метрів є лужна, дифузійна та температурна похибки. Лужна похибка виникає у лужних середовищах у зв'язку з процесами іонного обміну лужних елементів, тобто переходу лужних іонів (натрію чи літію) із мембранного скла скляного електрода в досліджуваний розчин. Лужна похибка знижує значення вимірюваного *pH* і функціонально залежить як від значення *pH*, так і від концентрації лужних іонів натрію (чи літію). Одним з основних способів зменшення лужної похибки є розроблення спеціального мембранного скла. Треба також відзначити, що лужна похибка різко зменшується з підвищенням температури.

При вимірюванні *pH* проточних розчинів у результаті утворення дифузійного потенціалу, що формується на діафрагмі електрода порівняння, виникає так звана дифузійна похибка. Використання в електроді порівняння концентрованих розчинів електролітів з приблизно однаковою рухливістю аніонів і катіонів при дослідженні досить розведених розчинів (з концентрацією менше ніж 0,1 моль/л) дифузійний потенціал не перевищує $\pm(0,2 \dots 0,3)$ мВ. Для сильноконцентрованих розчинів дифузійний потенціал може досягати до 10 мВ при корисній ЕРС в сотні мілівольт. Для зменшення дифузійних потенціалів допоміжний електрод з'єднують з досліджуваним розчином за допомогою електролітичного ключа, заповненого насиченим розчином КСl, на границях з яким дифузійні потенціали не перевищують 1...2 мВ.

Але найбільшою складовою похибки електродної системи *pH*-метра є температурна похибка, зумовлена залежністю електродних потенціалів вимірювального електрода при незмінному значенні *pH* від температури. Від температури залежить як складова $e_x = e_{pH}$ *pH*, так і складова e_0 (і в результаті і E_0), а результівну ЕРС E_t гальванічного перетворювача при температурі t можна записати у вигляді :

$$E_t = E_0 (1 + \alpha_e \Delta t) + e_{pH} (1 + \alpha_{pH} \Delta t) pH,$$

де α_e та α_{pH} – температурні коефіцієнти відповідних електродних потенціалів, Δt – відхилення температури від номінального значення.

При дослідженнях розчинів з високим pH температурна похибка може досягати до 10 %, тому в засобах вимірювань pH необхідно передбачити компенсацію цієї похибки. Але перш ніж перейти до вимірвальних кіл pH -метрів, відзначимо одну особливість температурної залежності ЕРС, а саме, що при певному значенні pH_i для заданого перетворювача температурна похибка відсутня, тобто

$$E_t = E_0 (1 + \alpha_e \Delta t) + e_{pH} (1 + \alpha_{pH} \Delta t) pH_i = E_0 + e_{pH} pH_i,$$

звідки

$$pH_i = -\frac{E_0 \alpha_e}{e_{pH} \alpha_{pH}}.$$

На рис.20.4 наведені графіки залежності ЕРС гальванічного перетворювача т. Н.02 від pH при різних значеннях температури у вигляді сім'ї прямих (ізотерм), що перетинаються в одній, так званій ізопотенціальній точці A . Координати ізопотенціальної точки (pH_i, E_i) залежать від характеру електродів і звичайно визначаються експериментально. Для гальванічного перетворювача т.Н.02 $E_i = -203$ мВ, $pH_i = 4.13$ од.

При створенні pH -метрів необхідно враховувати температурну залежність електродних потенціалів (при незмінному pH) і передбачити температурну компенсацію. Як видно з останнього виразу для $E_t = f(pH)$, така компенсація (корекція) можлива за допомогою двох термозалежних опорів.

Якщо ж врахувати вигляд залежностей $E_t = f(pH)$ при різних значеннях температури (рис.20.4) і прийняти за початок координат точку (E_i, pH_i) перетину ізотерм, то функція перетворення електродної

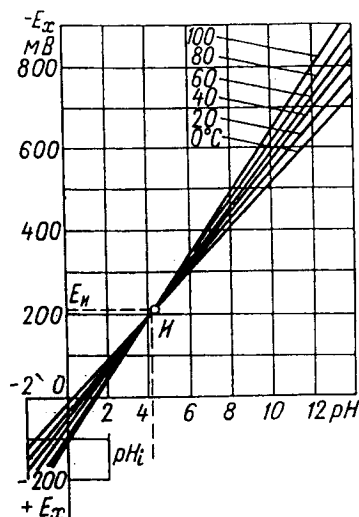


Рис.20.4. Залежність ЕРС гальванічного перетворювача т.Н.02 від pH та температури

системи набере вигляд:

$$E_x = E_i - e_{pH} (pH - pH_i),$$

а з врахуванням температурної залежності:

$$E_{xt} = E_i - e_{pH} (pH - pH_i) (1 + \alpha_t \Delta t).$$

Як випливає з останнього виразу, температурну компенсацію можна в невеликому інтервалі зміни температур здійснити за допомогою одного термозалежного опору.

Принципова схема *pH*-метра зрівноважувального перетворення з автоматичною корекцією температурної залежності та ручним введенням поправок, що відповідають значенням координат ізопотенціальної точки, наведена на рис.20.5.

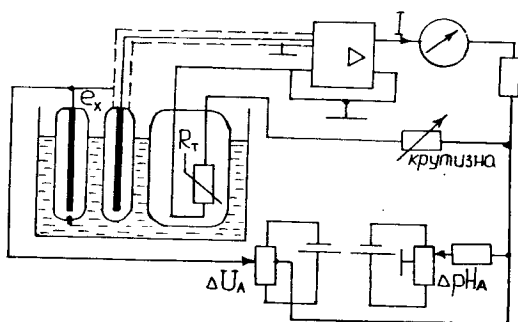


Рис.20.5. Принципова схема *pH*-метра з корекцією

ЕРС гальванічного перетворення надходить на вхід підсилювача, охопленого глибоким від'ємним зворотним зв'язком, і порівнюється з компенсальною напругою, значення якої визначається струмом I та параметрами коректувальних елементів кола зворотного зв'язку. При достатньо великому коефіцієнті підсилення електронного підсилювача значення вихідного струму I буде пропорційним ЕРС E_x , а отже, буде мірою вимірюваного *pH*.

20.4. Аналіз складу газів

Засоби вимірювань, призначені для аналізу складу газів, називають газоаналізаторами. Для вимірювань концентрації одного з компонентів газового середовища використовується та чи інша фізико-хімічна властивість досліджуваного газу, яка відрізняється від властивостей

інших складових досліджуваного газового середовища. Існують газоаналізатори, призначені для аналізу різних складових багатоконпонентних газових сумішей. Залежно від принципу дії газоаналізатори поділяють на іонізаційні, теплові, магнітні, оптичні, хроматографічні, мас-спектрометричні.

Іонізаційні методи основані на іонізації аналізованої речовини і вимірювання іонізуючого струму, пропорційного концентрації досліджуваного компонента. Іонізація речовини може бути результатом дії на нього електричних і магнітних полів чи потоків радіоактивного або рентгенівського випромінювання. Використовується також термічна іонізація молекул газу в полум'ї водню. Іонізаційні методи широко використовуються у вакуумметрах, мас-спектрометрах, іонізаційно-полум'яних аналізаторах.

В іонізаційних газоаналізаторах застосовуються α - і β -радіоактивне випромінювання. γ – випромінювання не використовується через малу іонізуючу і велику проникну властивості, що зумовлює значне збільшення розмірів іонізуючої камери і необхідність створення ефективного захисту від випромінювання.

Найпростіша схема іонізаційного газоаналізатора з β -випромінюванням показана на рис.20.6. В камері газова суміш іонізується джерелом β -випромінювання. Під дією прикладеної напруги U створені іони надходять на колектор (внутрішній електрод), внаслідок чого в колі колектора виникає струм, який вимірюється вимірювальним приладом ВПР після підсилення підсилювачем з великим входним опором.

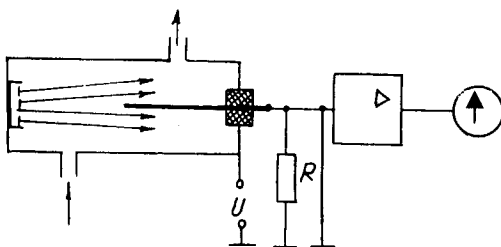


Рис.20.6. Спрощена схема іонізаційного газоаналізатора

Практично лінійну характеристику, малу інерційність і високу чутливість мають диференціальні іонізаційні газоаналізатори, що складаються з двох ідентичних іонізуючих камер, через одну з яких про-

пускається чистий газ-носіє (гелій або водень), а через другу – газ-носіє з компонентом газу, що аналізується. Камери мають спільний колектор іонів та ідентичні джерела β -випромінювання. Різницевий струм іонізуючих камер створює спад напруги на високоомному резисторі, який підсилюється електрометричним підсилювачем і реєструється самописцем.

Високу чутливість мають іонізаційно-полум'яні газоаналізатори, основані на вимірюванні іонного струму, що виникає внаслідок іонізації молекул досліджуваної речовини у водневому полум'ї. Прилади, що базуються на цьому методі, широко використовуються для вимірювань як дуже малих концентрацій вуглеводнів в атмосфері, так і порівняно великих концентрацій при аналізі незгорілих вуглеводнів у вихлопних газах автомобілів.

Полум'я чистого водню майже не створює іонів і тому має дуже високий опір ($10^{12} \dots 10^{14}$ Ом). Додавання газу, який містить вуглеводні, дуже збільшує електропровідність полум'я. Потік іонів при цьому змінюється приблизно пропорційно до кількості атомів вуглецю в молекулах, які потрапляють в полум'я за одиницю часу.

На рис.20.7 зображена схема вимірювання іонного струму полум'я в електричному полі, яке створюється прикладеною напругою U джерела живлення. В камеру надходять водень, повітря і газ, що аналізується, які запалюються за допомогою електричної іскри.

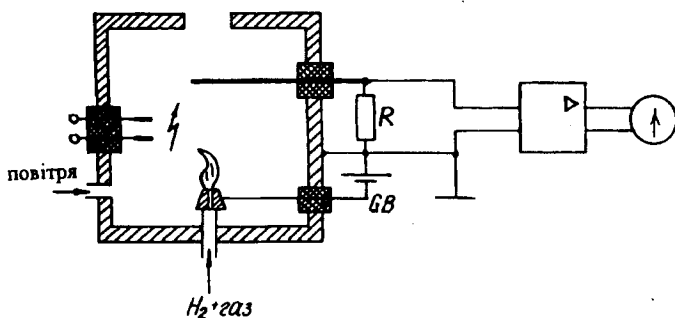


Рис.20.7. Схема іонізаційно-полум'яного газоаналізатора

Над полум'ям встановлений ізолюваний вихідний електрод (колектор) для відведення іонного струму. Між пальником та колектором прикладена напруга U (звичайно понад 100 В); значення іонного струму становить від 10^{-14} до 10^{-8} А. Іонний струм створює спад напруги на

резисторі R , він підсилюється високоомним підсилювачем постійного струму і надходить на вимірювальний прилад.

Іонізаційно-полум'яний метод дає змогу досліджувати мікроконцентрації органічних сполук, які надходять на перетворювач зі швидкістю $10^{-14} \dots 10^{-12}$ г/с.

Теплові методи аналізу ґрунтовані на залежності теплових властивостей речовини від її хемічного складу або на визначенні температурних змін при різних фізико-хемічних і фазових перетвореннях речовини. Вони застосовуються для аналізу складу газів та вологості газів.

Якщо як інформативний параметр використовують теплопровідність газової суміші, яка залежить від концентрації досліджуваного компонента, то газоаналізатори, ґрунтовані на цьому принципі, називають термокондуктометричними. Такі прилади застосовують для вимірювань концентрації водню, двоокису вуглецю, аміаку, гелію, хлору та інших газів, теплопровідність яких значно відрізняється від теплопровідності інших компонентів суміші, а також для вимірювань вакууму, тобто абсолютної концентрації газів безвідносно до їх складу.

Теплопровідність газових сумішей підпорядковується закону адитивності, тому термокондуктометричні газоаналізатори використовуються в основному для аналізу бінарних газових сумішей. Аналіз багатокомпонентних сумішей можливий лише за умови, що всі компоненти, крім досліджуваного, мають однакову теплопровідність.

У термокондуктометричних газоаналізаторах звичайно теплопровідність аналізованого газу безперервно порівнюється з теплопровідністю повітря чи іншого порівняльного газу. Треба врахувати, що значення теплопровідності залежить від температури і, оскільки температурні коефіцієнти теплопровідності газів неоднакові, при деяких температурах теплопровідності різних газів стають однаковими або дорівнюють теплопровідності повітря (наприклад, для двоокису вуглецю і кисню – при 490°C , для аміаку і повітря – при 70°C , для двоокису вуглецю і повітря – при 600°C). Для аналізу газів при порівнянні з теплопровідністю повітря найсприятливіший температурний режим забезпечується при $80 \dots 100^\circ\text{C}$.

Як чутливі елементи в термокондуктометричних газоаналізаторах та вакууметрах звичайно використовують платинові чи напівпровідникові терморезистори, які нагріваються електричним струмом. Зміна

концентрації досліджуваного компонента газової суміші, що пропускається через камеру, в якій знаходиться терморезистор, приводить до зміни тепловіддачі і відповідно температури терморезистора, що, своєю чергою, викликає зміну його електричного опору

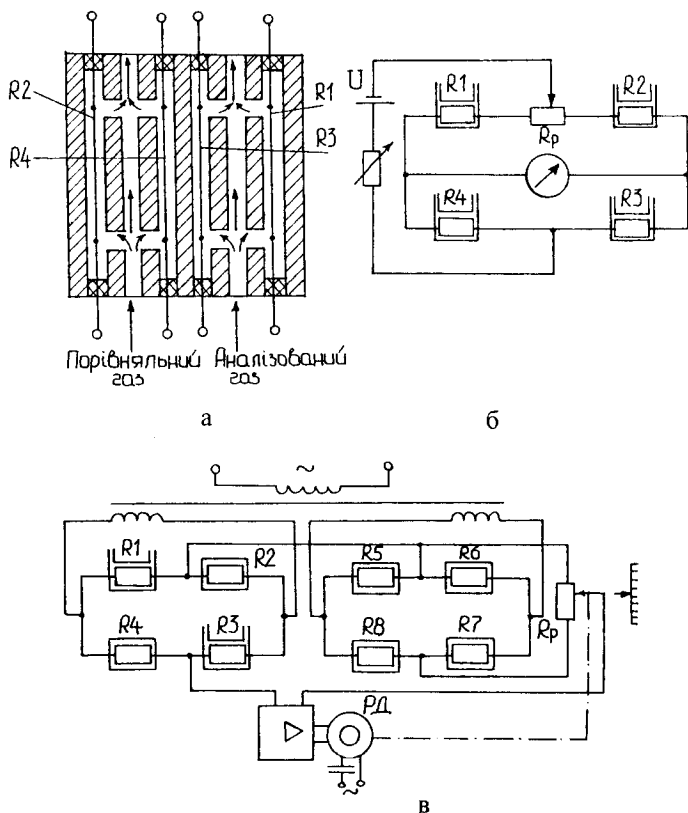


Рис.20.8. Давач термокондуктометричного газоаналізатора та його вимірювальні кола

Вимірювальні комірки термокондуктометричних газоаналізаторів переважно мають вигляд металевого блока, в якому просвердлені два наскрізні отвори для проходження відповідно аналізованого та порівняльного газів, сполучених з робочими камерами (рис.20.8). По осі кожної з чотирьох камер встановлені тонькі платинові дротини, ізолювані від корпусу за допомогою ізоляційних втулок. Подача і обмін газів в камерах проходять відповідно до схеми, зображеної на рисунку.

Платинові дротини є чутливими елементами давача газоаналізатора і виготовляються однакових розмірів з однаковими значеннями електричного опору.

Найпростішою вимірювальною схемою термокондуктометричного газоаналізатора є незрівноважений міст постійного струму (рис.20.8, б). Плечами моста є платинові дротини, через які протікає постійний струм однакового значення і нагріває їх. Доки тепловідведення від нагрітих чутливих елементів у вимірювальних та порівняльних камерах буде однаковим, міст знаходитиметься в стані рівноваги. При подачі у вимірювальні камери газу з іншою, ніж у порівняльних камерах теплопровідністю, ця рівновага порушується внаслідок зміни температури і відповідно опорів вимірювальних терморезисторів. Значення струму у вимірювальній діагоналі моста пропорційне до концентрації досліджуваного газу. Для багатьох сумішей характерна нелінійна залежність теплопровідності від концентрації газу. Тому необхідно зняти градуовальну криву, за якою повинна бути побудована шкала вимірювального приладу.

Мостова схема постійного струму має високу чутливість, але на покази вимірювального приладу впливає нестабільність джерела живлення, температура довкілля. Промислові термокондуктометричні газоаналізатори виконують на компенсаційно-мостових схемах змінного струму (автоматичний компаратор напруги), які використовуються для вимірювань об'ємних концентрацій CO_2 або H_2 в межах 0...100 % для багатокомпонентних сумішей газів. Основна похибка газоаналізатора $\pm 2,5$ %, інерційність 1-2 хв.

На рис.20.8, в наведена електрична схема двомостового автоматичного термокондуктометричного газоаналізатора. Для зменшення похибок від коливань напруги джерела живлення та температури довкілля давач газоаналізатора складається з восьми терморезисторів. Чотири з них $R_1...R_4$ утворюють вимірювальний міст, а $R_5...R_8$ – міст порівняння. Мости виконані конструктивно в одному корпусі і живляться від двох вторинних обмоток одного і того ж трансформатора. Терморезистори, що утворюють плечі моста R_2, R_4, R_6 , та R_8 , запаяні в ампули з газовою сумішшю, котра за концентрацією відповідає початку шкали вимірювального приладу, R_5 та R_7 – зі сумішшю, що за концентрацією відповідає кінцеві шкали. R_1 та R_3 – плечі моста, в котрих терморезис-

тори омиваються аналізованою газовою сумішшю. Напряга на вихідній діагоналі вимірювального моста пропорційна концентрації досліджуваного газу, компенсується напругою на верхній ділянці реохорда R_p , котрий живиться від вихідної діагоналі порівняльного моста.

Оскільки зовнішні чинники однаково впливають на обидва мости, то використання такої схеми значно зменшує вплив напруги джерела живлення та температури довкілля. Газоаналізатори за такою схемою застосовуються для вимірювань концентрації двоокису вуглицю та концентрації водню в межах від 0 до 100 %. Основна похибка не перевищує $\pm 2,5\%$, стала часу – 60-120 с.

Термомагнітні методи газового аналізу основані на температурній залежності магнітної сприйнятливості парамагнітних газів, тобто газів, що притягуються магнітним полем. Переважно термомагнітні газоаналізатори використовуються для вимірювань концентрації кисню в газових сумішах, оскільки зі всіх газів кисень має найбільшу магнітну сприйнятливість.

На рис.20.9 показана схема термомагнітного киснеміра з кільцевою вимірювальною камерою, виконаною у вигляді металевої трубки, з'єднаної по горизонтальному діаметру тонкостінною скляною трубкою. На скляну трубку намотана двосекційна нагрівальна платинова обмотка, яка створює одночасно два резистивні чутливі елементи R_1 і R_2 . Чутливий елемент R_1 розміщений між полюсами постійного магніту. Чутливі елементи R_1 і R_2 разом з резисторами R_3 і R_4 утворюють міст постійного струму, який живиться від стабілізованого джерела живлення.

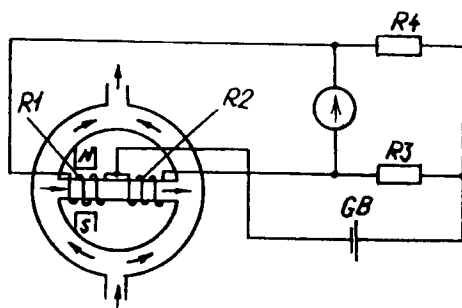


Рис.20.9. Схема термомагнітного киснеміра

Якщо аналізований газ містить кисень, то такий газ (парамагнітний) всмоктується з лівого боку в горизонтальну скляну трубку і в ній

підігривається. Оскільки під час нагрівання газу його магнітна сприйнятливність падає, то холодний газ, втягуючись у магнітне поле, буде виштовхувати нагрітий газ. У результаті в горизонтальній трубці газ буде рухатись зліва направо зі швидкістю, пропорційною концентрації кисню в досліджуваній газовій суміші.

Оскільки терморезистор R_1 знаходиться в зоні холодного газу, а терморезистор R_2 – в зоні нагрітого, то опір першого буде дещо меншим, а другого – більшим, що призводить до порушення рівноваги моста. Виміряна за допомогою вимірювального засобу ВЗ напруга пропорційна до вмісту кисню в газовій суміші.

Треба відзначити, що покази ВЗ дуже залежать від нахилу скляної трубки, і для газоаналізаторів з початковим значенням діапазону вимірювання, що дорівнює 0, вона повинна бути встановлена строго горизонтально. Змінюючи кут нахилу трубки, можна отримати технічно цікаві діапазони вимірювання з безнульовою шкалою, наприклад, 20...25 % чи 95...100 %.

Для зменшення впливу на похибку вимірювання нестабільності температури довкілля і напруги живлення, в термомагнітних газоаналізаторах використовуються компенсаційно-мостові вимірювальні кола.

Для аналізу складних сумішей широко застосовують хроматографічний метод, оснований на попередньому хроматографічному розділенні досліджуваної газової суміші на складові з використанням явища сорбції та наступним визначенням концентрації окремих складових досліджуваної суміші за допомогою розглянутих вище методів аналізу. В цьому методі певна кількість досліджуваної газової суміші переноситься газом-носієм, наприклад, гелієм, аргоном, воднем чи іншим інертним газом через хроматографічну колонку, заповнену нерухомою сорбувальною речовиною. Внаслідок селективної затримки сорбентом окремих компонентів досліджуваної суміші першими виносяться з хроматографічної колонки компоненти, що найменше поглинаються, а останніми – що найбільш поглинаються. Після розподілу кожен компонент з газом-носієм створює бінарну суміш, аналізувати яку можна будь-яким із розглянутих вище методів.

Принципова схема газового хроматографа зображена на рис.20.10. Газ-носіє з балона 1 через регулятор швидкості 2 надходить до хроматографічної колонки 4, захоплюючи певну дозу досліджуваної суміші, яка періодично вводиться дозатором 3. В хроматографічній колонці

суміш розподіляється на складові, які рухаються через колонку і по черзі виносяться газом-носієм у детектори 5, а з виходів детекторів – до вимірювально-обчислювальної системи 6 для обробки результатів і хроматографічного аналізу. Результати вимірювань реєструються самописцем.

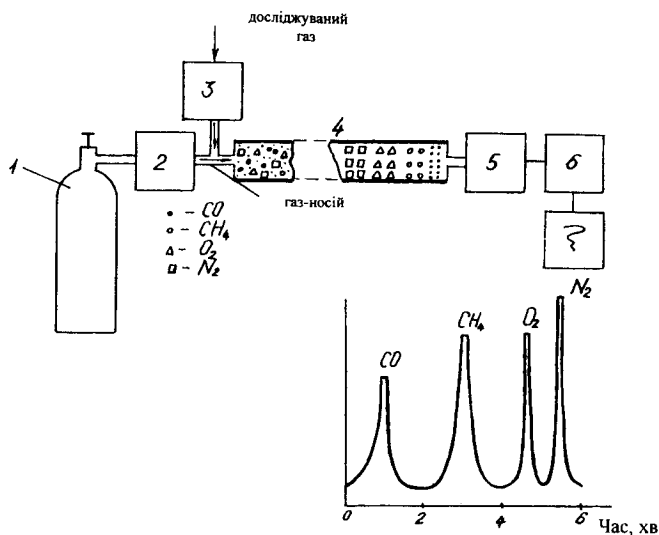


Рис.20.10. Принципова схема газового хроматографа і зразок хроматограми

Хроматограма складається з окремих піків, кожен з яких відповідає певному компонентові досліджуваної суміші. Компоненти ідентифікуються за часом виходу з колонки, а їх об'ємна концентрація визначається відношенням площі відповідних піків до загальної площі всієї хроматограми.

20.5. Вимірювання вологості

Вологість газів, твердих і сипучих матеріалів є одним з найважливіших показників цілого ряду технологічних процесів у хемічній, текстильній, металургійній та інших галузях промисловості.

Вологість газів вимірюється в абсолютних або відносних одиницях. *Абсолютна вологість* – це маса водяної пари, яка міститься в одиниці об'єму вологого газу (г/м^3). *Відносна вологість* – відношення

кількості водяної пари, що міститься в одному кубічному метрі газової суміші, до максимально можливої кількості пари, що може міститись у цьому ж об'ємі суміші при тій же температурі (%).

Вологість газів характеризують також *вологемісткістю* – масою водяної пари, віднесеної до маси сухого тіла, г/кг, а також *температурою точки роси* – температурою, при якій газ стає насиченим водяною парою, що міститься в ньому, °С.

Вологість твердих і сипучих тіл може характеризуватися *вологемісткістю* – відношенням маси вологи до маси абсолютно сухого тіла, або *вологістю*, під якою розуміють відношення маси вологи до маси вологого тіла. Ці величини переважно виражаються у відсотках.

Для вимірювань абсолютної вологості газів використовується кулонометричний метод. Принцип дії кулонометричних гігрометрів оснований на вимірюванні струму електролізу вологи, яка неперервно поглинається з аналізованого вологого газу гігроскопічною речовиною.

На рис.20.11 показана схема кулонометричного гігрометра для вимірювання вологості газів. Давач гігрометра виконаний у вигляді ізоляційної трубки 1, всередині якої розташовані платинові електроди 2 і 3, виконані у вигляді двох паралельних спіралей, які підключені до джерела постійного струму 5.

Електроди утворюють спіральний проміжок, який покритий тонкою плівкою з фосфорного ангідриду, який є високо-ефективним сорбентом і не розкладається під час електролізу. Плівка поглинає вологу із газу, який пропускається через давач зі сталою швидкістю. При цьому безперервно проходять два процеси: утворення фосфорної кислоти і електроліз із регенерацією фосфорного ангідриду:

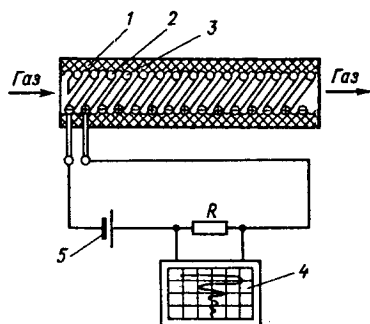
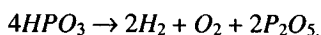
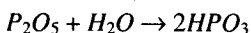


Рис.20.11. Схема кулонометричного гігрометра

Струм електролізу, який вимірюється за спадом напруги на резисторі R за допомогою автоматичного компенсатора 4, пропорційний абсолютній вологості газу:

$$I = \frac{Fz}{m} Q_v a_v.$$

де F – стала Фарадея; z – основність; m – молекулярна маса води; Q_v – об'ємні витрати газу $\text{м}^3/\text{с}$; a_v – абсолютна вологість, $\text{г}/\text{м}^3$.

Існує ряд модифікацій кулонометричних гігрометрів, які дають змогу вимірювати вологість в діапазоні від $2 \cdot 10^{-6}$ до 10 % (об'ємних) з основною зведеною похибкою $\pm(1,5 \dots 5)\%$ при температурі аналізованого газу від -10 до $+60$ °С і тиску $10^4 \dots 6 \cdot 10^6$ Па.

Вимірювання абсолютної вологості газів методом точки роси полягає у визначенні температури, до якої необхідно охолодити при сталому тискові ненасичений газ, для того, щоб він став насиченим. Якщо додатково виміряти температуру газу, то можна визначити і відносну вологість.

У сучасних дзеркальних гігрометрах точки роси (рис.20.12) в потоці аналізованого газу розташовують металеве дзеркальце 1, яке охолоджується за допомогою напівпровідникового елемента Пельтьє

(термопари 2). На дзеркальце від джерела світла через лінзу спрямовується промінь світла, який, відбившись від нього, через другу лінзу потрапляє на фотоелемент. Викликаний у фотоелементі струм підсилюється і через регулятор струму (РС) живить елемент Пельтьє. Якщо на дзеркалі відсутня волога, то промінь світла від дзеркала практично повністю відбивається і потрапляє на фотоелемент, викликаючи струм зворотного зв'язку і, відповідно, охолодження дзеркала.

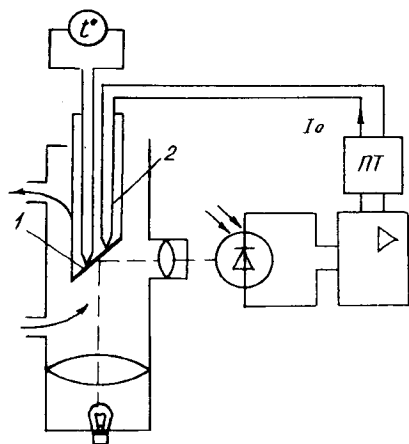


Рис.20.12. Схема автоматичного вологоміра точки роси

ла. Температура дзеркала буде зменшуватися доти, доки на дзеркалі не

випаде роса. В цьому випадку на фотоелемент буде потрапляти ослаблений потік світла, струм через елемент Пельтьє буде зменшуватися, а температура дзеркала почне зростати внаслідок нагрівання досліджуванним газом. Це призведе до випаровування роси, збільшення світлового потоку, струму зворотного зв'язку і до охолодження дзеркала. Отже, температура дзеркала буде підтримуватися близькою до температури точки роси, яка вимірюється контактним термоелектричним термометром.

Час встановлення показів такого гігрометра становить декілька секунд. Автоматичні дзеркальні гігрометри точки роси є порівняно дорогими, але їх можна використовувати і при дослідженні вологості агресивних газів. Похибка вимірювання при температурах точки роси вище від $0\text{ }^{\circ}\text{C}$ знаходиться в межах $\pm 0,5$ град, а при від'ємних точках роси може досягати декількох градусів.

До недоліків методу точки роси належить складність фіксації моменту випадання роси, залежність температури точки роси від стану поверхні дзеркала тощо.

Для вимірювання відносної вологості газів при додатних температурах ($0\text{...}100\text{ }^{\circ}\text{C}$) широко використовується психрометричний метод, оснований на вимірюванні різниці температур t_c та t_w двох термоперетворювачів: сухого, розташованого в досліджуваному газовому середовищі, та мокрого, який змочений водою і знаходиться в термодинамічній рівновазі з навколишнім газовим середовищем. У цьому випадку, чим нижча вологість досліджуваного газу, тим інтенсивніше випаровування з поверхні чутливого елемента мокрого термоперетворювача і тим нижча його температура.

Відносна вологість φ визначається деякою складною функцією різниці чи відношення температур t_c і t_w здебільшого за допомогою психрометричних таблиць.

В автоматичних психрометрах (рис.20.13) різниця температур вимірюється за допомогою терморезистивних перетворювачів, увімкнених у двомостову компенсаційну вимірювальну схему. Напряга розбалансу кожного з мостів буде пропорційною відповідно температурі t_w та t_c , а різниця цих напруг буде мірою вимірюваної вологості. А оскільки напряга розбалансу двомостового кола автоматично врівноважується спадом напруги на реохорді, то переміщення повзунка реохорда і

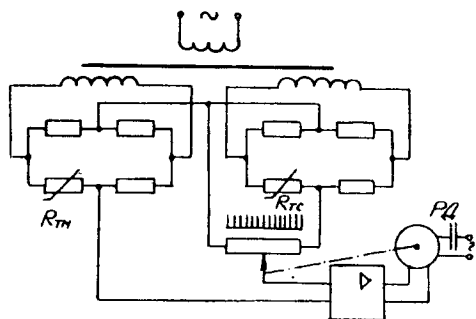


Рис.20.13. Принципова схема двомстового компенсаційного психрометра

чутливість при температурах вище від 0°C , до недоліків – зменшення точності і чутливості при низьких температурах, нестабільність функції перетворення (психрометричної сталої), викликана впливом зовнішніх чинників.

Вимірювати вологість твердих і сипучих тіл можна кондуктометричним або діелькометричним (ємнісним) методами.

Кондуктометричний метод оснований на залежності питомої провідності (активного опору), виміряної на постійному струмі, від вмісту вологи. Вимірявши провідність чи опір за допомогою відповідних графіків залежності опору від вологості, визначених попередньо експериментально для різних матеріалів, оцінюють ступінь вологості даного матеріалу. Перевагою методу є висока чутливість, що визначається ступеневу залежністю опору від вологості. Однак зміна опору зумовлена великою кількістю чинників, таких, як температура, структура матеріалу, наявність електролітів. Тому кондуктометричний метод використовують лише в лабораторних умовах.

Діелькометричний або ємнісний метод оснований на залежності діелектричних властивостей матеріалу від вологості. Оскільки для сухих речовин діелектрична проникність $\epsilon = 2,0 \dots 5,0$, а для води $\epsilon_w = 81,0$, то невелика зміна вологості матеріалу призводить до значної зміни результативної діелектричної проникності. Як вимірювальні кола в ємнісних вологомірах найчастіше використовуються трансформаторні мости з тісним індуктивним зв'язком плеч, а також резонансні вимірювальні кола.

відповідно покажчика відлікового пристрою будуть також мірою вимірювальної вологості, а шкала може бути проградуїрована в одиницях вимірюваної величини. До переваг психрометричного методу вимірювання вологості належить його порівняно висока точність, висока

ВИМІРЮВАННЯ ПАРАМЕТРІВ РАДІАЦІЇ

21.1. Загальні відомості

Іонізуюча радіація – електромагнітне або ядерне (α , β , γ) випромінювання, енергія якого є достатньою для іонізації матеріалу, яким вони поглинаються. Розрізняють випромінювання, котрі іонізують безпосередньо та опосередковано.

До перших належать всі корпускулярні випромінювання електрично заряджених частинок, тобто швидкі електрони (бета-проміння), альфа-проміння, швидкі протони і потоки іонів.

Опосередковано іонізуючим називають таке випромінювання, дія якого зумовлена частинками, що звільнились під час поглинання, наприклад, швидкі нейтрони, котрі викликають іонізацію під дією виваних протонів.

Іонізуюче випромінювання характеризується рядом параметрів (величин). Серед них велику групу утворюють енергетичні величини. Одиниці величин у галузі іонізуючих випромінювань нормуються міжнародними та державними стандартами. Разом з цим поряд із Міжнародною системою одиниць використовуються позасистемні одиниці активності і дозові характеристики полів іонізуючих випромінювань.

Поле випромінювання, тобто частина простору, пронизана іонізаційним випромінюванням, може бути описане такими величинами: видом частинок (фотони, електрони, іони тощо), а також кількістю частинок в 1 см^2 , їх напрямом та енергією; величиною їх взаємодії з певною речовиною, що опромінюється; силою (активністю, часом розпаду) джерела випромінювання, різновидом частинок, енергією і геометрією пучка променів.

Потоком іонізуючого випромінювання називають відношення кількості іонізуючих частинок dN , що проходять через дану поверхню за інтервал часу dt , до цього інтервалу:

$$F = dN/dt.$$

Потік випромінювання має розмірність с^{-1} .

Густина потоку іонізуючих частинок – відношення потоку іонізуючих частинок dF , що проникають у елементарну сферу до площі по-

перечного перерізу dS цієї сфери:

$$\phi = \frac{dF}{dS} = \frac{d^2N}{dSdt},$$

вона має розмірність $\text{с}^{-1} \cdot \text{м}^{-2}$.

Під час радіоактивного розпаду не всі ядра радіонуклідів розпадаються одночасно. В кожен момент розпадається деяка частина загальної кількості атомних ядер даного радіоактивного елемента. Кількість радіоактивних атомів зменшується з плином часу за експоненційним законом $N(t) = N_0 e^{-\lambda t}$, де λ – стала розпаду, яка характеризує його швидкість, с^{-1} .

Для характеристики швидкості радіоактивного розпаду користуються поняттям *періоду напіврозпаду* $T_{0,5}$, тобто часу, за який розпадається половина початкової кількості ядер даного радіонукліда. За вищезгаданим експоненційним законом радіоактивного розпаду можна встановити, що $\lambda = 0.693 \cdot T_{0,5}^{-1}$.

Однією з основних характеристик радіоактивних речовин є *активність* нукліда в радіоактивному джерелі. Вона відображає відношення кількості спонтанних переходів dN з певного ядерно-енергетичного стану радіонукліда, котрі відбуваються за інтервал часу dt до цього інтервалу часу $A = dN/dt$. Активність радіонукліда має розмірність T^{-1} і її одиницею є беккерель (*Бк*). Беккерель відповідає активності радіонукліда у джерелі, в якому за 1 с відбувається один спонтанний перехід нукліда із одного ядерно-енергетичного стану в інший. Розрізняють об'ємну і питому активності джерел.

Об'ємна активність (концентрація) джерела відповідає відношенню активності A радіонукліда в джерелі до його об'єму V : $A_v = A/V$. Одиницями об'ємної активності є $\text{Бк}/\text{м}^3$.

Питома активність дорівнює активності A радіонукліда у джерелі до маси m джерела – $A_m = A/m$. Питома активність вимірюється у $\text{Бк}/\text{кг}$.

Сьогодні широко застосовуються іонізуючі випромінювання в радіології та медицині, тож необхідно вирішувати завдання захисту від випромінювань. Об'єктивні фізичні характеристики випромінювання не можуть повністю відобразити фізіологічний вплив випромінювання на організм людини. Поряд із цими величинами, що досить повно опису-

ють поле випромінювання, додатково використовують спеціальні фізичні величини, що характеризують біологічну дію іонізуючого випромінювання. Такими є дозиметричні величини.

Отримана (поглинута, абсорбована) радіаційна доза – це енергія, одержана речовиною від іонізаційного випромінювання, віднесена до одиниці маси опроміненої речовини. Одиницею отриманої дози є грей (1 Гр відповідає 1 джоулю на кг) і рад (аббревіатура від Radiation Absorbed Dose-rad): $1 \text{ рад} = 100 \text{ ерг/г} = 10^{-2} \text{ Дж/кг} = 10^{-2} \text{ Гр}$, $1 \text{ Гр} = 100 \text{ рад}$.

Поглинута доза є фундаментальним показником, оскільки біологічна дія випромінювання може бути пов'язана з енергією випромінювання, яку витримує жива тканина. Дози, котрі в практиці захисту живих організмів від випромінювання вважаються допустимими, становлять $10^{-7} \dots 10^{-8}$ Гр. Тому практично застосовується інша, зручніша одиниця поглиненої дози, а саме експозиційна (іонізаційна) доза, як міра іонізації у повітрі рентгенівським (x) чи *гамма*-випромінюванням. Вона є сумою електричних зарядів усіх іонів одного знака, визначеною у елементі об'єму повітря, поділеною на масу повітря у цьому об'ємі. Одиницею експозиційної дози є *рентген*: $1 \text{ Р} = 2.58 \cdot 10^{-4} \text{ Кл/кг}$. Стосовно біологічної експозиції, то розрізняють гостру експозицію, що отримана за короткий інтервал часу, і хронічну, отриману за довгий час. Із 1985 року було введено єдину одиницю вимірювання іонізаційної дози у системі СІ – "кулон на кілограм", котра із рентгеном пов'язана співвідношенням $1 \text{ Кл/кг} = 3.78 \cdot 10^4 \text{ Р}$.

Значення іонізаційної дози як практично вимірюваної величини визначається тим, що поглинута доза в повітрі зв'язана з іонізаційною дозою при використанні середньої затрати енергії 33,7 електрон-вольт на утворення однієї пари іонів.

Інтенсивність дози відображає дозу радіації за одиницю часу. У радіаційному захисті використовують спеціальний термін, що має назву *еквівалентної дози*. Вона відрізняється від отриманої дози тим, що є суто розрахунковою величиною і характеризує міру небезпеки радіоактивних частинок. Еквівалентна доза подає всі види радіації у зручній шкалі (вимірі) для визначення ефективної абсорбованої дози. Вона визначається як добуток поглиненої дози D і коефіцієнта якості q (коефіцієнта передавання енергії) ($H = D \cdot q$).

Одиницею еквівалентної дози є зіверт, а її розмірність така сама, як і отриманої дози. Зіверт дорівнює еквівалентній дозі, для котрої добуток одержаної дози у біологічній тканині стандартного складу на середній коефіцієнт якості дорівнює 1 Дж/кг. Раніше застосовувалась одиниця еквівалентної дози рем (roentgen equivalent for man – rem), або бер – “біологічний еквівалент рентгена”: 100 бер=1 Зв.

21.2. Детектори радіації та їх застосування

Людські органи чуття не здатні сприймати іонізаційне випромінювання, тому існує необхідність в спеціальних пристроях для детекції і вимірювання радіації. Оскільки міра небезпеки враження людини радіацією залежить від типу радіації, її енергетичного спектру і кількості, радіаційні детектори повинні бути спроможними виконувати як кількісні, так і якісні вимірювання.

Серед існуючих пристроїв вимірювання випромінювання можна виділити дві великі групи. Перша – приймачі, у яких використовується явище іонізації газів, котре виникає при дії радіаційного випромінювання, а у другій групі застосовується явище іонізації у твердих речовинах і деяких розчинах.

Пристрої, що використовують явище іонізації газів (утворення іонів), прості у виготовленні, мають високу чутливість і надійність. Більшість з них побудовано на основі іонізаційної камери.

Іонізаційні камери. Іонізаційними камерами вимірюють дозу та інтенсивність дози γ і x -радіації.

Іонізаційна камера – пристрій, розроблений для вимірювання кількості іонізаційного випромінювання, густини потоку чи потужності

дозы. Він являє собою металеву посудину, по осі котрої всередині розташовано металевий стержень – електрод, ізолюваний від посудини (рис.21.1).

Зовнішнім електродом є стінки посудини. Камера заповнюється газом – найчастіше повітрям, тиск котрого дорівнює атмосферному. До стержня і до стінок посудини під'єднано джерело напруги, яке створює між електродами

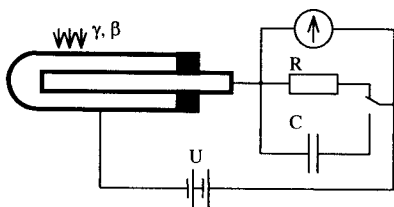


Рис.21.1. Іонізаційна камера

певну різницю потенціалів. У електричне коло між джерелом напруги і електродами послідовно ввімкнено вимірювальний резистор або конденсатор, паралельно до котрого під'єднують пристрій індикації.

Густину потоку випромінювання визначають, вимірюючи іонізаційний струм. Іонізаційний струм вимірюють за спадом напруги на високоомному вимірювальному резисторі. Коли необхідно визначити дозу випромінювання, котра пропорційна до інтеграла струму в часі, вимірюють напругу, до якої зарядиться конденсатор.

Фізичні основи роботи іонізаційних камер такі. Оскільки у звичайному стані газу є ізоляторами, то при певній різниці потенціалів між електродами струм у колі не протікає. Якщо під впливом радіаційного випромінювання у газі утворюються заряджені частинки – іони, то виникає іонізаційний струм, що залежний від значення прикладеної до електродів напруги. При малій напрузі швидкість дрейфу іонів є незначною й існує можливість рекомбінації позитивних і негативних іонів у вимірювальному об'ємі. У цьому випадку деякі іони можуть рекомбінувати, не дійшовши до електродів. Із збільшенням напруги між електродами при певній напруженості електричного поля майже усі іони встигатимуть до рекомбінації дійти до електродів. У цьому випадку іонізаційний струм майже не залежатиме від напруги на камері і буде пропорційним до густини потоку частинок чи потужності дози. Такий стан є звичайним режимом роботи іонізаційних камер.

При наступному підвищенні напруги кінетична енергія утворених іонів є достатньою для того, щоб вони при зіткненнях самі утворювали пари іонів, внаслідок чого забезпечується ефект підсилення. Отже, утворений імпульс пропорційний до кількості іонів, сформованих у газі первинними іонізуючими частинками. У такому діапазоні напруг працюють *пропорційні лічильники*.

Пропорційні лічильники використовуються для детектування одного типу радіації у присутності інших типів радіації або для отримання вихідного сигналу, більшого, ніж у іонізаційної камери. Також пропорційні лічильники можуть бути використаними для вимірювання абсорбованої (отриманої) енергії (доз). Найширше пропорційні лічильники застосовуються для детектування альфа-частинок, нейтронів і фотонів.

Лічильник Гейгера-Мюллера. Ще збільшуючи напругу між електродами, доходять до ділянки із самостійним розрядом. Кожна первинна

іонізація спричиняє виникнення у камері розрядних імпульсів, утворених у результаті лавинної іонізації. В такому режимі працює лічильник *Гейгера-Мюллера*, котрий має високу чутливість.

Лічильник Гейгера-Мюллера використовується для детекції одного випадку іонізації. Звичайно він обладнаний аудіо-пристроєм, котрий видає звукові сигнали у формі “кляцання”. Такий лічильник детектує гамма-фотони чи бета-частинки. Лічильники Гейгера-Мюллера звичайно обладнані розділювальним екраном. Коли камера закрита екраном, до неї надходить тільки гамма-радіація, у відкритому стані надходять бета- і гамма-частинки.

Використання впливу радіаційного випромінювання на тверді тіла. При поглинанні речовиною іонізуючої енергії деяка частина цієї енергії витрачається на зміну фізичного стану речовини. Для того, щоб використати це явище для вимірювання радіації, необхідно певне еталонне середовище, зміну стану котрого можна точно виміряти. Такими явищами є зміна кольору і люмінесценція.

Напівпровідникові детектори. Кремнієві чи германієві діоди використовують аналогічно до газонаповнених іонізаційних камер для вимірювання спектрального розподілу квантів випромінювання. Радіаційне випромінювання спричиняє утворення у напівпровіднику пар електрон-дірка. При прикладанні електричного поля до p-n-переходу виникає відповідний струм. Перевагою напівпровідникових детекторів є те, що їх іонізаційний струм у десятки разів більший, ніж у газів. Завдяки більшій густині у напівпровіднику поглинається значно більша кількість енергії, ніж у газах. Проте германієві і кремнієві детектори необхідно охолоджувати до температури близько $-200\text{ }^{\circ}\text{C}$ і також використовувати електронні схеми перетворення імпульсів із малими власними шумами.

Для дозиметричних вимірювань використовують кристали сульфиду кадмію CdS, електрична провідність котрих змінюється залежно від отриманого випромінювання. Такі зонди мають малі габарити. Проте їх характеристики сильно залежать від температури і енергії випромінювання.

Сцинтилятивний лічильник. Робота сцинтилятивного лічильника базується на явищі виникнення у деяких речовинах (фосфорах) під дією ядерного випромінювання світлових спалахів (сцинтиляцій).

Сцинтилятивний лічильник складається з чутливого до випромінювання сцинтилятивного детектора, у котрому міститься кристалічний (або рідкий чи газоподібний) фосфор (можливо використовувати іонід натрію NaI), фотоелектронного помножувача і схем для підрахунку променевої емісії опроміненого фосфору.

Під дією радіоактивних променів на детектор виникають короткі світлові спалахи. Світло сцинтиляцій потрапляє на світлочутливий фотокатод, вибиваючи із нього фотоелектрони, що утворюють фотострум. За значенням фотоструму, підсиленого у фотоелектронному помножувачі, визначається інтенсивність проміння, що потрапило на фосфор.

Сцинтилятивні лічильники можуть детектувати альфа- і бета-частинки, гамма-промені, нейтрони, фотони і електрони. Найчастіше використовуються альфа-лічильники або гамма-детектори. Хоча ці пристрої мають велику залежність чутливості від енергії випромінювання, сцинтилятивні лічильники ефективніші при детектуванні фонового гамма-випромінювання, ніж лічильники Гейгера-Мюллера.

Хемічні дозиметри. Хемічні дозиметри є системами, у яких вимірюються хемічні зміни у високополімеризованих речовинах, спричинені іонізуючим випромінюванням. Зміна кольору полімерних плівок (полістирольних, поліамідних, полівінілхлоридних) також може використовуватись у індикаторах поглиненої дози.

Найчастіше застосовуються хемічні дозиметри, побудовані на використанні утворення вільних радикалів у деяких органічних речовинах, наприклад, амінокислотах. Ці радикали можна виявити за видимою зміною кольору або точніше з використанням електронно-спінового резонансу чи за показами *pH*-метра. Більшість хемічних систем практичних розмірів придатна для вимірювання великих доз гамма-випромінювання від сотень до мільйонів кГр.

Фотоемульсійні детектори. Фотоемульсія часто використовується як детектор радіації. Проте існує тенденція її заміни термolumінесцентними дозиметрами.

Пакет фотоплівки, навитий у світлонепроникній упаковці, використовується для вимірювання кумулятивної (накопиченої) радіаційної експозиції для персонального спостереження (моніторингу). Пакет може містити декілька плівок і металевих фільтрів (алюмінієві, мідні та кадмієво-вольфрамові) для екранованих від звичайних видів радіоактив-

ності частин плівки. Після проявлення порівнюють оптичну густину (щільність) із калібраційною кривою і визначають накопичену дозу. Щонайменше дві плівки різних типів використовуються для вимірювання у широкому діапазоні експозиції: низькоекспозиційна плівка від 0,02 до 2 кГр і високоекспозиційна від 1 до 1000 кГр.

Фільтри з важких металів підсилюють взаємодію з гамма-радіацією. Бета-радіація визначається спостереженням зміни щільності частини плівки, котра не була покрита фільтром.

Плівкові пакети широко використовуються як дешеві і точні засоби для реєстрації радіації. Їх недоліками є те, що тепло, вологість і старіння спричиняють природні зміни у оптичній щільності плівки.

Термолюмінесцентні детектори. У певного класу неорганічних кристалів електрони, які внаслідок опромінення були підняті на вищі енергетичні рівні, можуть зберігати радіаційну енергію. Збережена енергія пізніше може бути вивільнена у вигляді термолюмінесцентного світла внаслідок нагрівання; кількість світла пропорційна до первинної абсорбованої радіації.

Радіофотолюмінесцентне скло є дозиметричним матеріалом, котрий після попереднього радіаційного опромінення має люмінесценцію, спричинену збуджуючим ультрафіолетовим промінням. Найчастіше використовується активоване сріблом радіофотолюмінесцентне скло для дозиметрії x і гамма-радіації. Ними можна вимірювати радіацію у межах від 0,01 кГр до декількох мільйонів кГр.

Дозиметри цього типу показують загальну накопичену дозу. Для високоенергетичної нейтронної дозиметрії використовуються силіконові діоди. Нейтрони, реагуючи у діодах, спричиняють зміщення атомів силіконового кристала, результатом чого є порівняно стабільна і придатна для вимірювання зміна електричного опору.

Такі дозиметри майже завжди нечутливі до x - та гамма-радіації і мають діапазон від 1 до 1000 кГр залежно від конкретного типу. Найчастіше використовуються у персональних дозиметрах.

21.3. Приклади реалізації детекторів радіації

На практиці важко реалізувати пристрій, котрий був би чутливим до багатьох видів радіації, вимірював еквівалентну дозу та інтенсивність дози. Ідеальний для практичного застосування прилад мав би мати

такі характеристики: можливість вимірювати дозу чи її інтенсивність у одиницях, зручних для прямого використання; бути чутливим до якогось окремого виду радіації; мати необхідну чутливість і точність, незалежну від радіаційної енергії; мати можливість ідентифікувати тип радіаційного випромінювання; бути нечутливим до зовнішніх впливів температури, гравітаційної сили, вологості, хімічних випарів, електричних і магнітних полів, ударів тощо.

Жоден з існуючих приладів не може забезпечити усіх цих характеристик. Відповідно різні типи пристроїв необхідно використовувати залежно від природи радіаційної небезпеки.

Для практичного застосування розроблено велику кількість іонізаційних камер. Необхідно враховувати такі їх особливості: існує залежність чутливості від енергії вимірюваного випромінювання; залежність чутливості від напрямку польоту частинок (променів), що зумовлена конструкцією камери та інше.

Типовою іонізаційною камерою, що вимірює тотальну дозу, є кишеньковий дозиметр (рис.21.2). Він має розміри великої чорнильної ручки. Дозиметр має звичайну іонізаційну камеру 9, до якої підключений конденсатор 6. Зовнішнім електродом системи камера-конденсатор є дюралевий циліндричний корпус 3 дозиметра. Внутрішній електрод 5 виготовлений з алюмінієвого дроту, до якого закріплена рухома платинова нитка 4.

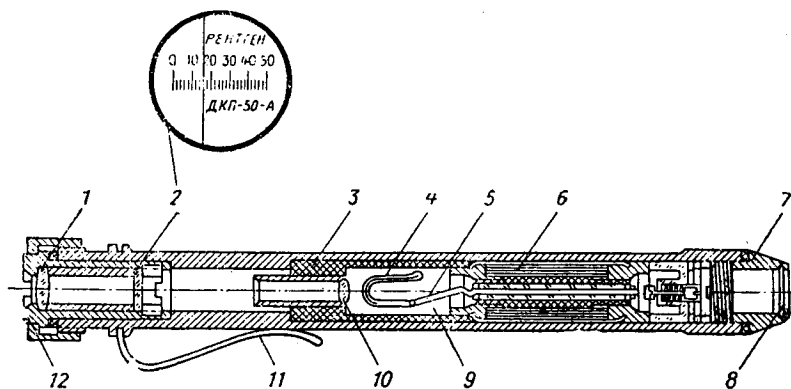


Рис.21.2. Дозиметр кишеньковий

Відліковий пристрій – це мікроскоп з 90-кратним збільшенням. Мікроскоп складається з окуляра 1, об'єктива 10 та шкали 2. Шкала має

25 поділок, ціна поділки відповідає двом рентгенам. У верхній кінець дозиметра закручується вічко 12 з отвором для окуляра, на нижній – вічко 7 зі склом 8. Для кріплення дозиметра передбачена пружна дужка 11.

Принцип дії такого дозиметра подібний до дії звичайного електроскопа. Коли дозиметр заряджається, то між центральним електродом з платиновою ниткою та корпусом камери виникає електрична напруга. Оскільки нитка та центральний електрод з'єднані між собою електрично, то вони мають однаковий заряд, а нитка під дією сил електричної взаємодії відхиляється від центрального електрода. Регулюючи зарядну напругу, нитку можна встановити на нульову позначку. При дії радіоактивного випромінювання в камері утворюється іонізаційний струм, внаслідок чого заряд дозиметра зменшується пропорційно до дози опромінення і нитка переміщується вздовж шкали.

Для зняття відліку отриманої дози опромінення дозиметр тримають проти світла і спостерігають за положенням нитки.

Дозиметр забезпечує вимірювання індивідуальних доз гамма-випромінювання в діапазоні від 2 до 50 Р при потужності дози від 0,5 до 200 Р/год у діапазоні енергій від 200 кеВ до 2 МеВ.

ДОДАТКИ

Додаток 1

Деякі одиниці фізичних величин в СІ

Величина	Одиниця			Вираз через основні та додаткові одиниці
	Назва	Позначення		
		міжнародне	українське	
1	2	3	4	5
Основні одиниці				
Довжина	метр	m	м	
Маса	кілограм	kg	кг	
Час	секунда	s	с	
Сила електричного струму	ампер	A	А	
Термодинамічна температура	кельвін	K	К	
Кількість речовини	моль	mol	моль	
Сила світла	кандела	cd	кд	
Додаткові одиниці				
Плоский кут	радіан	rad	рад	
Тілесний кут	стерадіан	sr	ср	
Похідні одиниці простору та часу				
Швидкість	метр за секунду	m/s	м/с	$\text{м}\cdot\text{с}^{-1}$

1	2	3	4	5
Прискорення	метр за секунду в квадраті	m/s^2	m/c^2	$m \cdot c^{-2}$
Кутова швидкість	радіан за секунду	rad/s	рад/с	c^{-1}
Кутове прискорення	радіан за секунду в квадраті	rad/s^2	рад/с ²	c^{-2}
Похідні одиниці періодичних явищ				
Період	секунда	s	с	с
Частота періодичного процесу	герц	Hz	Гц	c^{-1}
Частота обертання	секунда в мінус першому степені	s^{-1}	c^{-1}	c^{-1}
Похідні одиниці механічних величин				
Густина	кілограм на кубічний метр	kg/m^3	кг/м ³	$m^{-3} \cdot кг$
Сила Сила тяжіння	ньютон	N	Н	$m \cdot кг \cdot c^{-2}$
Момент інерції	кілограм-метр в квадраті	$kg \cdot m^2$	кг·м ²	$m^2 \cdot кг$
Момент сили	ньютон-метр	$N \cdot m$	Н·м	$m^2 \cdot кг \cdot c^{-2}$
Імпульс сили	ньютон-секунда	$N \cdot c$	Н·с	$m \cdot кг \cdot c^{-1}$
Тиск Напруження	паскаль	Pa	Па	$m^{-1} \cdot кг \cdot c^{-2}$
Робота Енергія	джоуль	J	Дж	$m^2 \cdot кг \cdot c^{-2}$
Потужність	ват	W	Вт	$m^2 \cdot кг \cdot c^{-3}$

1	2	3	4	5
Похідні одиниці теплових величин				
Температура Цельсія	градус Цельсія	°C	°C	$t^{\circ}\text{C}=\text{K}-273,15$
Кількість теплоти	джоуль	J	Дж	$\text{м}^2\cdot\text{кг}\cdot\text{с}^{-2}$
Тепловий потік	ват	W	Вт	$\text{м}^2\cdot\text{кг}\cdot\text{с}^{-3}$
Теплопровідність	ват на метр- кельвін	W/(m·K)	Вт/(м·К)	$\text{м}\cdot\text{кг}\cdot\text{с}^{-3}\cdot\text{K}^{-1}$
Теплоємність Ентропія	джоуль на кельвін	J/K	Дж/К	$\text{м}^2\cdot\text{кг}\cdot\text{с}^{-2}\cdot\text{K}^{-1}$
Похідні одиниці електричних та магнітних величин				
Кількість електрики Електричний заряд	кулон	C	Кл	A·с
Електрична напруга, ЕРС	вольт	V	В	$\text{м}^2\cdot\text{кг}\cdot\text{с}^{-3}\cdot\text{A}^{-1}$
Електрична ємність	фарад	F	Ф	$\text{м}^2\cdot\text{кг}^{-1}\cdot\text{с}^4\cdot\text{A}^2$
Електричний опір	ом	Ω	Ом	$\text{м}^2\cdot\text{кг}\cdot\text{с}^{-3}\cdot\text{A}^{-2}$
Напруженість магнітного поля	ампер на метр	A/m	А/м	$\text{A}\cdot\text{м}^{-1}$
Магніторушійна сила	ампер	A	А	A
Магнітна індукція	тесла	T	Тл	$\text{кг}\cdot\text{с}^{-2}\cdot\text{A}^{-1}$
Магнітний потік	вебер	Wb	Вб	$\text{м}^2\cdot\text{кг}\cdot\text{с}^{-2}\cdot\text{A}^{-1}$
Індуктивність Взаємна індуктивність	генрі	H	Гн	$\text{м}^2\cdot\text{кг}\cdot\text{с}^{-2}\cdot\text{A}^{-2}$

1	2	3	4	5
Магнітний опір	генрі в мінус першому степені	H ⁻¹	Гн ⁻¹	м ² ·кг ⁻¹ ·с ³ ·А ²
Магнітний опір	сіменс	S	См	м ² ·кг ⁻¹ ·с ³ ·А ²
Електрична провідність	сіменс	S	См	м ² ·кг ⁻¹ ·с ³ ·А ²
Похідні одиниці світлових величин				
Енергія випромінювання	джоуль	J	Дж	м ² ·кг·с ⁻²
Потужність (потік) випромінювання	ват	W	Вт	м ² ·кг·с ⁻³
Енергетична сила світла	ват на стерадіан	W/sr	Вт/ср	м ² ·кг·с ⁻³
Енергетична яскравість	ват на стерадіан-квадратний метр	W/(sr·m ²)	Вт/(ср·м ²)	кг·с ⁻³
Світловий потік	люмен	lm	лм	кд·ср
Освітленість	люкс	lx	лк	м ⁻² ·кд·ср
Яскравість	кандела на квадратний метр	Cd/m ²	кд/м ²	м ⁻² ·кд
Світність	люмен на квадратний метр	lm/m ²	лм/м ²	м ⁻² ·кд·ср
Похідні одиниці акустичних величин				
Частота звукових коливань	герц	Hz	Гц	с ⁻¹
Звуковий тиск	паскаль	Pa	Па	м ⁻¹ ·кг·с ⁻²
Швидкість звуку	метр за секунду	m/s	м/с	м·с ⁻¹

1	2	3	4	5
Інтенсивність звуку	ват на квадратний метр	W/m^2	$Вт/м^2$	$кг \cdot с^{-3}$
Похідні одиниці фізичної хімії				
Молярна маса	кілограм на моль	kg/mol	кг/моль	$кг \cdot моль^{-1}$
Хімічний потенціал	джоуль на моль	J/mol	Дж/моль	$м^2 \cdot кг \cdot с^{-2} \cdot моль^{-1}$
Масова концентрація	кілограм на кубічний метр	kg/m^3	кг/м ³	$кг \cdot м^{-3}$
Молярна концентрація	моль на кубічний метр	mol/m^3	моль/м ³	$м^{-3} \cdot моль$
Осмотичний тиск	паскаль	Pa	Па	$м^{-1} \cdot кг \cdot с^{-2}$
Похідні одиниці параметрів іонізаційного випромінювання				
Енергія іонізаційного випромінювання	джоуль	J	Дж	$м^2 \cdot кг \cdot с^{-2}$
Поглинена доза випромінювання	грей	Gy	Гр	$м^2 \cdot с^{-2}$
Експозиційна доза рентгенівського та гамма-випромінювання	кулон на кілограм	C/kg	Кл/кг	$м^{-1} \cdot с \cdot А$
Еквівалентна доза випромінювання	зіверт	Sv	Зв	$м^2 \cdot с^{-2}$
Активність нукліда в радіоактивному джерелі	беккерель	Bq	Бк	$с^{-1}$

Найважливіші фізичні константи

Назва	Позначення	Значення констант в одиницях СІ
Абсолютний нуль температури	K	$K = 273,16 \text{ } ^\circ\text{C}$
Точка кипіння води	T_{10}	$(273,160 \pm 0,0001) \text{ K}$ $(0,0100 \pm 0,0001) \text{ } ^\circ\text{C}$
Прискорення вільного падіння	g	$9,80665 \text{ м с}^{-2}$
Стала Больцмана	k	$1,38 \cdot 10^{-23} \text{ Дж К}^{-1}$
Заряд електрона	e	$1,6 \cdot 10^{-19} \text{ Кл}$
Електрична стала	ϵ_0	$8,854188 \cdot 10^{-12} \text{ Ф м}^{-1}$
Магнітна стала	μ_0	$1,256637 \cdot 10^{-6} \text{ Гн м}^{-1}$
Швидкість світла у вакуумі	c	$(2,997925 \pm 0,000005) \cdot 10^8 \text{ м с}^{-1}$
Стала Планка	h	$(6,62618 \pm 0,00023) \cdot 10^{-34} \text{ Дж с}$
Універсальна газова стала	R	$8,31441 \text{ Дж (моль}\cdot\text{К)}$

Деякі узаконені позасистемні одиниці

Величина	Одиниця			Співвідношення з одиницями СІ
	Назва	Позначення		
		міжнародне	українське	
Енергія	електрон-вольт	eV	eB	$1 \text{ eB} = 1,6022 \cdot 10^{-19} \text{ Кл}\cdot\text{В}$, (Дж)
Плоский кут	градус	°	°	$1^\circ = (\pi/180) \text{ рад}$
Об'єм	літр	l	л	$1 \text{ л} = 1 \text{ дм}^3$
Тиск	бар	bar	бар	$1 \text{ бар} = 10^5 \text{ Па}$
Маса дорожніх каменів	карат	kt	кар	$1 \text{ кар} = 0,2 \text{ г}$

Співвідношення деяких позасистемних одиниць з одиницями СІ

Назва величини	Позасистемні одиниці	Співвідношення з одиницею СІ
Довжина	Морська миля міжнародна	1852 м
	Миля	1609,344 м
	Ярд = 3 футам = 36 дюймам	0,9144 м
	Фут = 12 дюймам	0,30480 м
Об'єм місткість	Барель нафтовий (США)	159,0 л
	Галон рідинний (США) =	
	= 4 квартам = 8 пінтам	3,785 л
	Кварта рідинна (США)	0,946 л
	Барель сухий, для сипучих (США)	115,6 л
Галон сухий (США)	4,4 л	
	Галон (Англій) = 4 квартам =	
	= 8 пінтам	4,546 л
Маса	Фунт торговий = 16 унцій =	
	= 256 драхм	253,59 г
	Трійська унція = аптекарській унції	31,1035 г
Швидкість	Морська миля за годину (вузол)	1,852 км/год
	Миля за годину	1,6093 км/год

Співвідношення деяких старослов'янських одиниць з одиницями СІ

Назва величини	Старослов'янська одиниця	Співвідношення з одиницею СІ
Довжина	верста	1,06680 км
	сажень	2,11360 м
	аршин	0,711200 м
	фут	0,30480 м
	дюйм	2,5400 см
Маса	пуд	16,3805 кг
	фунт	0,40951 кг
	золотник	4,265542 г
Площа	десятина	10925,4 м ²

ЗМІСТ

Передмова	3
Вступ	4
Частина перша. Вимірювальні перетворювачі	
Розділ 1. Загальні відомості та класифікація перетворювачів	6
1.1. Основні поняття та визначення	6
1.2. Класифікація вимірювальних перетворювачів	7
Розділ 2. Основи загальної теорії	12
2.1. Рівняння Лагранжа як основа загальної теорії перетворювачів	12
2.2. Вимірювальний перетворювач як чотириполосник	15
2.3. Узагальнений генераторний перетворювач	18
2.4. Узагальнений параметричний перетворювач	22
Розділ 3. Статичні та динамічні характеристики	25
3.1. Основні статичні характеристики вимірювальних перетворювачів	25
3.2. Характеристики перетворювачів у динамічному режимі	29
3.3. Динамічні похибки	38
Розділ 4. Механічні пружні перетворювачі	45
4.1. Перетворювачі механічних зусиль	45
4.2. Перетворювачі параметрів руху	52
4.3. Механічні пружні перетворювачі з частотним виходом	55
Розділ 5. Резистивні перетворювачі механічних величин	62
5.1. Реостатні перетворювачі	62
5.2. Тензорезистивні перетворювальні елементи	68
5.3. Тензорезистивні перетворювачі механічних величин	75

Розділ 6. П'єзоелектричні перетворювачі	86
6.1. Основні властивості п'єзоелектричних матеріалів	86
6.2. П'єзоелектричні перетворювачі механічних величин	92
6.3. П'єзорезонансні перетворювачі	100
Розділ 7. Ємнісні перетворювачі	104
7.1. Загальні властивості та основні різновиди	104
7.2. Ємнісні перетворювачі тиску	107
7.3. Ємнісні перетворювачі рівнемірів	111
7.4. Вимірювальні кола ємнісних перетворювачів	115
Розділ 8. Електромагнітні перетворювачі	118
8.1. Індуктивні перетворювачі	118
8.2. Взаємоіндуктивні перетворювачі	124
8.3. Магнітопружні та магнітоанізотропні перетворювачі	128
✓ 8.4. Індукційні перетворювачі	134
Розділ 9. Теплові перетворювачі	137
9.1. Фізичні основи	137
9.2. Термоелектричні та терморезистивні перетворювальні елементи	144
9.3. Термоелектричні та терморезистивні перетворювачі температури	150
Розділ 10. Електрохімічні перетворювачі	160
10.1. Фізико-хімічні властивості	160
10.2. Електрохімічні резистивні перетворювачі	167
10.3. Гальванічні перетворювачі рН-метрів	168
10.4. Електрокінетичні перетворювачі	172
Розділ 11. Гальваномагнітні перетворювачі	175
11.1. Основні гальваномагнітні ефекти	175
11.2. Перетворювачі Холла	179
11.3. Магніторезистивні перетворювачі	184

Розділ 12. Перетворювачі оптичного випромінювання	189
12.1. Основні властивості оптичного випромінювання	189
12.2. Джерела оптичного випромінювання	192
12.3. Приймачі оптичного випромінювання	195
Розділ 13. Стан та перспективи розвитку первинних перетворювачів	198
13.1. Первинні перетворювачі з уніфікованим вихідним сигналом	198
13.2. Перспективи розвитку сенсорної техніки	203
Частина друга. Методи вимірювань	
Розділ 14. Загальні відомості про засоби та методи вимірювань неелектричних величин	206
14.1. Особливості електричних методів вимірювань неелектричних величин	206
14.2. Спряження первинних перетворювачів з електричними вимірювальними пристроями	210
14.3. Основні вимірювальні кола приладів для вимірювання неелектричних величин	218
Розділ 15. Вимірювання геометричних розмірів	230
15.1. Вимірювання лінійних та кутових розмірів	230
15.2. Вимірювання товщини шару покриття	235
15.3. Вимірювання рівнів	239
15.4. Вимірювання відстаней між об'єктами	245
Розділ 16. Вимірювання механічних зусиль	249
16.1. Загальні відомості	249
16.2. Вимірювання механічних напружень	250
16.3. Вимірювання механічних сил та тиску	255
16.4. Вимірювання крутних моментів	259
Розділ 17. Вимірювання параметрів руху твердих тіл	263
17.1. Загальні відомості	263
17.2. Вимірювання параметрів лінійного руху	265

Кунз. ⇒ 17.3. Вимірювання параметрів вібрацій	269
17.4. Вимірювання параметрів обертового руху	276
17.5. Прилади з гіроскопічними перетворювачами	281
Розділ 18. Вимірювання витрат	285
18.1. Загальні відомості	285
18.2. Вимірювання витрат за перепадом тиску	286
18.3. Витратоміри сталого перепаду тиску	289
18.4. Об'ємні методи вимірювання витрат	291
Розділ 19. Вимірювання температури	294
19.1. Загальні відомості про вимірювання температури	294
19.2. Термометрія за допомогою терморезистивних перетворювачів	299
19.3. Термометрія за допомогою термоелектричних перетворювачів	304
19.4. Термометрія за випромінюванням тіла	308
Розділ 20. Вимірювання хемічного складу та властивостей речовин	317
20.1. Загальні відомості	317
20.2. Вимірювання хемічного складу і концентрації рідин	318
20.3. Вимірювання концентрації водневих іонів, рН-метри	322
20.4. Аналіз складу газів	326
20.5. Вимірювання вологості	334
Розділ 21. Вимірювання параметрів радіації	339
21.1. Загальні відомості	339
21.2. Детектори радіації та їх застосування	342
21.3. Приклади реалізації детекторів радіації	346
Додатки	349

Навчальне видання

Поліщук Євген Степанович

МЕТОДИ ТА ЗАСОБИ ВИМІРЮВАНЬ НЕЕЛЕКТРИЧНИХ ВЕЛИЧИН

Редактор **Чернигевич О.Б.**

Комп'ютерне складання **Сукмановської Г.З.**

Художник-дизайнер **Стешко А.П.**

Здано у видавництво 5.11.1999.

Підписано до друку 28.04.2000.

Формат 60×90 1/16. Папір офсетний. Друк офсетний.

Умовн. друк. арк. 21,2. Умовн. фарбо-відб. 21,0. Обл.-вид. арк. 21,0.

Наклад 500 прим. Зам. 499.

Видавництво Державного університету “Львівська політехніка”

Поліграфічний центр Видавництва
Державного університету “Львівська політехніка”

вул. Ф. Колесси, 2, 79000, Львів