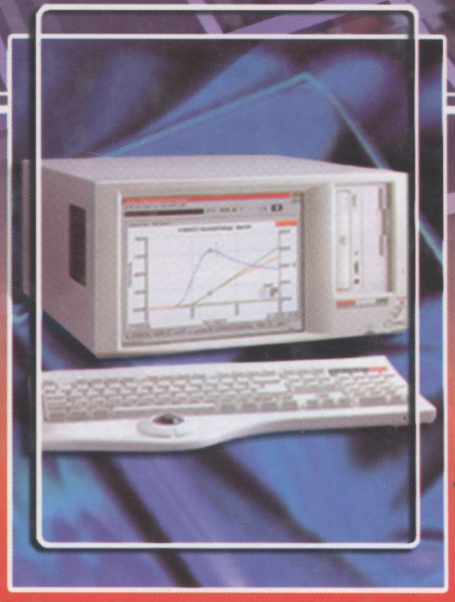
За редакцією
проф. Є.Поліщука



# МЕТРОЛОГІЯ ТА ВИМІРЮВАЛЬНА ТЕХНІКА



МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
НАЦІОНАЛЬНИЙ УНІВЕРСИТЕТ "ЛЬВІВСЬКА ПОЛІТЕХНІКА"

# *МЕТРОЛОГІЯ ТА ВИМІРЮВАЛЬНА ТЕХНІКА*

*За редакцією проф. Є. Поліщука*

Допущено
Міністерством освіти і науки
України
як підручник для студентів
електротехнічних спеціальностей
вищих навчальних закладів

Львів
Видавництво "Бескид Біт"
2003

УДК 621.317
ББК 30.10; 34.9
М 546

*Допущено Міністерством освіти і науки України як підручник для студентів електротехнічних спеціальностей вищих навчальних закладів (протокол №1/11-503 від 11.02.2003 р.)*

**Рецензенти: А.С. Зенкін** – д-р техн. наук, проф. каф. "Метрологія, стандартизація та сертифікація" Київського державного університету технології та дизайну";

**І.С. Кисіль** – д-р техн. наук, проф., зав. каф. "Методи та прилади контролю якості і сертифікації продукції" Івано-Франківського державного технічного університету нафти і газу.

Поліщук Є.С., Дорожовець М.М., Яцук В.О. та ін. **Метрологія та вимірювальна техніка:** Підручник / Є.С. Поліщук, М.М. Дорожовець, В.О. Яцук, В.М. Ванько, Т.Г. Бойко; За ред. проф. Є.С. Поліщука. – Львів: Видавництво "Бескид Біт ", 2003. – 544 с.
**ISBN 966-96071-8-3**

У підручнику викладено основи метрології як науки про вимірювання, принципи побудови засобів вимірювальної техніки та їх раціонального використання для вимірювань електричних та неелектричних величин.

Може бути посібником з дисциплін "Вимірювання електричних і магнітних величин", "Опрацювання похибок результатів вимірювань" та "Методи і засоби вимірювань неелектричних величин" для студентів спеціальності "Метрологія і вимірювальна техніка". Може бути корисним для інженерно-технічних працівників у галузі вимірювальної техніки.

**УДК 621.317**

**ISBN 966-96071-8-3**

© Поліщук Є.С., 2003
© Видавництво "Бескид Біт", 2003

# ПЕРЕДМОВА

Вимірювання фізичних величин все ширше застосовується не тільки в технічних науках і в промисловості, але й біології, медицині, сільському господарстві, в охороні довкілля. Вимірювання є гарантом забезпечення ефективності технологічних процесів та високої якості продукції. Без вимірювань немислимі всі дослідження науки і техніки.

Не буде перебільшенням сказати, що загальний рівень розвитку науки та техніки, технічний прогрес у всіх галузях народного господарства завжди визначався і визначатиметься рівнем розвитку вимірювальної техніки. Це твердження випливає з ролі вимірювань як джерела найоб'єктивнішої інформації про навколишній матеріальний світ.

Особливо важлива роль електричних вимірювань, які завдяки ряду переваг над неелектричними вимірюваннями стали основними. А перевага електричних вимірювань полягає в універсальності, тобто в можливості вимірювань не тільки електричних величин, але й неелектричних, попередньо перетворених на електричні; дистанційності, що визначається можливістю передавання вимірювальної інформації у вигляді електричних сигналів на практично довільні відстані від досліджуваного об'єкта; можливості вимірювань швидкозмінних величин за допомогою малоінерційних електричних засобів вимірювальної техніки; можливості забезпечення високої чутливості та потрібної точності, можливості комп'ютеризації вимірювань.

Основний акцент в цьому підручнику робиться на принцип побудови засобів вимірювальної техніки та їх раціонального використання для вимірювань фізичних величин.

Підручник складається із п'яти частин.

В першій частині викладені загальні питання теорії: основні поняття та їх означення, загальні відомості про метрологію як наукову основу сучасної вимірювальної техніки, похибки вимірювань та опрацювання результатів вимірювань, планування та організація вимірювального експерименту. Друга частина містить принципи побудови засобів електровимірювальної техніки, їх основні технічні та метрологічні характеристики. В інших трьох частинах викладені, відповідно, методи вимірювань електричних (струму, напруги, потужності, параметрів електричних кіл постійного та змінного струму), магнітних (основних параметрів магнітного поля, а також характеристик феромагнетиків) та неелектричних величин (геометричних розмірів, механічних зусиль, па-

раметрів руху, температури, хемічного складу та властивостей речовин, параметрів радіації).

При написанні підручника використаний багаторічний досвід викладання лекцій в НУ "Львівська політехніка" з урахуванням найновіших досягнень в галузі вимірювальної техніки як в Україні, так і за її межами.

Автори вважають своїм обов'язком відзначити, що написанню цього підручника вони завдячують своїм учителям В.О. Кочану, С.С. Обозовському та Є.І. Шморгуну, котрі раніше працювали над курсом електричних вимірювань і є авторами навчального посібника "Електричні вимірювання електричних та неелектричних величин" (ред. Є.С.Поліщук, 1978р.) для студентів електротехнічних спеціальностей вищих навчальних закладів та у співпраці з іншими працівниками кафедри "Інформаційно-вимірювальної техніка" підручника "Электрические измерения электрических и неэликтрических величин" (ред. Є.С.Поліщук, 1984р.).

Автори вдячні інженерам А. Овчинніковій, В. Резніку, М. Юськіву за значну допомогу в підготовці рукопису підручника.

# *Частина І*
# ТЕОРЕТИЧНІ ОСНОВИ

## Розділ 1
## МЕТРОЛОГІЯ – НАУКА ПРО ВИМІРЮВАННЯ

### 1.1. Загальні відомості про метрологію

Державний стандарт України ДСТУ 2681–94 "Метрологія. Терміни та визначення" лаконічно визначає метрологію як науку про вимірювання. Деталізуючи це визначення, можна сказати, що метрологія – це наука про вимірювання, методи і засоби забезпечення єдності вимірювань та способи досягнення потрібної точності. Під єдністю вимірювань розуміють такий їх стан, при якому результати вимірювань виражаються в узаконених одиницях, а їх похибки відомі з заданою ймовірністю.

Вимірювання забезпечують зв'язок з об'єктом досліджень чи керування в тій чи іншій галузі техніки. На першому етапі розвитку вимірювань діяли, головним чином, тенденції диференціації: кожна галузь вимірювань розвивалась відокремлено. Виникли окремі галузі вимірювальної техніки – техніка вимірювань механічних величин, електричних величин і т.д. Метрологія об'єднує єдиною теорією, єдністю понять, методів і засобів різні галузі вимірювальної техніки. Сьогодні, коли створюються складні вимірювальні інформаційні системи, для оптимального розв'язання непростих вимірювальних задач необхідне широке узагальнення результатів, отриманих у різних галузях вимірювань. Ці обставини і сприяють посиленню інтеграції в сучасній метрології та вимірювальній техніці.

Метрологія розвивається як єдина наука, що охоплює філософські питання вимірювань і вирішує такі основні завдання: створення еталонів та мір, вимірювальних приладів і вимірювальних інформаційних систем, розроблення методів вимірювальних перетворень, методів оцінювання точності результатів вимірювань тощо. Такий розвиток метрології об'єднує набутий досвід всіх метрологів, працівників приладобудівних вимірювальних служб і відображає тенденції до інтеграції.

Предмет, методи та засоби метрології можна сформулювати так. Предметом метрології є отримання кількісної та якісної інформації про властивість фізичних об'єктів

та процесів, встановлення та застосування наукових і організаційних основ, правил та норм, необхідних для досягнення єдності та необхідної точності.

Методи метрології – сукупність фізичних та математичних методів, що використовуються для одержання вимірювальної інформації із заданими точністю та достовірністю (методів вимірювальних перетворень, методів вимірювань та опрацювання результатів спостережень, планування вимірювального експерименту).

Засоби метрології – це сукупність засобів вимірювальної техніки та засобів контролю, які вдосконалюються і розвиваються на основі об'єктивних законів.

Для забезпечення високого рівня вимірювань не досить мати теоретичну базу та засоби вимірювальної техніки, необхідно також вміти правильно користуватись ними. Тому метрологія виступає в двох аспектах – науково-технічному та законодавчому. В науково-технічному аспекті змістом метрології є вирішення наукових і технічних задач, які забезпечують створення сучасних еталонів, засобів та методів вимірювань, методів оцінювання точності вимірювань тощо, а в законодавчому – створення регламентованих державою загальних правил, вимог та норм, які забезпечували б високий рівень вимірювальної справи і мали би наукову основу.

Необхідно відзначити взаємний зв'язок метрології та стандартизації. Стандартизація – це діяльність, що полягає у розробленні та встановленні вимог, правил, норм, чи то характеристик з метою досягнення оптимальної узгодженості в певній галузі, результатом чого є підвищення ступеня відповідності продукції її функціональному призначенню. Стандарти встановлюють відповідні вимоги до матеріалів, виробів, технічної та технологічної документації, методів досліджень тощо.

Взаємозв'язок метрології та стандартизації проявляється в тому, що вимірювання, з одного боку, пронизані різними стандартами (на засоби вимірювальної техніки, методики і ін.), а, з іншого боку, стандарти забезпечуються методами та засобами контролю їх виконання. Тому метрологія і стандартизація в Україні об'єднані в єдину державну службу, якою є Державний комітет України зі стандартизації, метрології та сертифікації (Держстандарт України).

В Україні діють Державні стандарти України (ДСТУ), Міждержавні (більшості країн СРСР, які підписали угоду про взаємопогоджену політику в галузі стандартизації) стандарти (ГОСТ – ДСТУ), а також чинними до моменту прийняття ДСТУ є деякі стандарти (ГОСТ) Радянського Союзу.

Стандартизація і метрологія, особливо останніми роками у зв'язку з успішним розвитком міжнародного співробітництва, набувають міжнародного характеру. Україна є активним членом багатьох міжнародних організацій: Міжнародної організації зі стан-

дартизації, Міжнародної організації законодавчої метрології, Міжнародного комітету мір та ваг, Міжнародної електротехнічної комісії.

Сучасна інформаційно-вимірювальна техніка дає можливість вимірювати найрізноманітніші величини: електричні, магнітні, механічні, теплові, світлові, акустичні та ін. І у переважній більшості неелектричні величини вимірюються електричними вимірювальними приладами після попереднього перетворення неелектричної величини в електричну як найзручнішу для передачі, підсилення, порівняння, точного вимірювання. Тому предметом цього підручника буде вивчення саме методів та засобів електричних вимірювань електричних та неелектричних величин.

## 1.2. Метрологія, її розділи та функції

Як наука про вимірювання метрологія є частиною, розділом технічної фізики і покликана вирішувати науково-теоретичні проблеми вимірювальної техніки. Її основні завдання полягають у розробленні теоретичних основ єдиної системи одиниць, що об'єднують всі вимірювані фізичні величини, у створенні методів їх відтворення на рівні еталонів та передаванні значень цих одиниць з найвищою для сьогодення точністю. Дослідження в галузі теорії похибок, передавання інформації, надійності засобів вимірювальної техніки, теорії вимірювальних перетворень – все це сфера науково-теоретичної метрології.

Основні завдання та зміст *науково-теоретичної метрології* визначені такими напрямками:

1. Розроблення та удосконалення теоретичних основ метрології, в тому числі загальної теорії вимірювань, теорії похибок, теорії надійності засобів вимірювальної техніки, теорії вимірювальних перетворень та теорії передавання вимірювальної інформації.
2. Розроблення нових принципів та методів вимірювань, в тому числі фізичні дослідження з метою використання найновіших досягнень науки для створення нових методів вимірювань та засобів вимірювальної техніки, підвищення точності вимірювань.
3. Створення та удосконалення наукових основ єдності мір та вимірювань, в тому числі удосконалення еталонів, удосконалення мір фізичних величин та засобів вимірювань, створення наукових основ державних випробувань вимірювальних засобів, розроблення та удосконалення нормативної документації в галузі вимірювальної техніки (стандарти, технічні умови, інструкції та методичні вказівки).

4. Створення та удосконалення наукових основ державної служби стандартних довідкових даних та стандартних зразків, в тому числі розроблення методик експериментального визначення найбільш достовірних значень фізичних констант, розроблення і удосконалення системи збору, апробації, зберігання та розповсюдження стандартних довідкових даних.
5. Створення та удосконалення наукових основ державної служби атестації якості продукції, в тому числі критеріїв оцінки якості продукції.

Всі розроблені засоби вимірювальної техніки, відокремлені від метрологічної бази, перетворилися б у беззмістовний набір механізмів, які не мали би практичної цінності. Тому метрологія не може обмежуватись лише науковими дослідженнями – принципово важливі результати цих досліджень повинні бути доведені до практичного втілення і стати обов'язковими для всіх. Звідси випливають законодавчі функції в діяльності метрологічних організацій.

*Законодавча метрологія* – це частина метрології, що містить законодавчі акти, правила, вимоги та норми, які регламентуються та контролюються державою для забезпечення єдності та потрібної точності вимірювань. Завдання та зміст законодавчої метрології полягають у створенні та удосконаленні законодавчих основ вимірювальної техніки, зокрема:

- узаконенні (стандартизації) термінів та їх означень, систем чи сукупності одиниць, системи еталонів, мір фізичних величин та засобів вимірювань;
- узаконенні класів точності засобів вимірювальної техніки та методик оцінювання їх точності;
- узаконенні стандартних довідкових даних, методик повірки та контролю вимірювальних засобів, методик контролю та атестації якості продукції (атестація – офіційне підтвердження визнаним компетентним органом відповідності певних характеристик продукції встановленим кваліфікаційним ознакам).

Практичною стороною метрології, що тісно пов'язана з її законодавчими правилами, є повірочна діяльність, що забезпечує передавання правильних значень одиниць від еталонів до робочих мір та вимірювальних приладів. Висока точність відтворення одиниць та методів вимірювань різних фізичних величин, досягнених у метрологічних закладах, набувають величезного практичного значення тільки в цьому випадку, коли створені умови, що забезпечують передавання правильних значень цих величин вимірювальним засобам, які використовуються в різних галузях народного господарства. Це досягається періодичною повіркою робочих засобів вимірювальної техніки (ЗВТ).

Передавання значень фізичних величин від еталонів до робочих засобів вимірювань здебільшого багатоступінчаста, та в кожному конкретному випадку підпорядкована чітким повірочним схемам.

Завданням та змістом *прикладної метрології* є такі питання:

- організація державної служби єдності мір та вимірювань, включно з організацією та здійсненням періодичної повірки засобів вимірювальної техніки, які знаходяться в експлуатації, організація та здійснення державних випробувань нових засобів вимірювальної техніки, контроль за станом вимірювального господарства підприємств;
- організація державної служби стандартних довідкових даних та стандартних зразків, в тому числі видання офіційних довідників зі значеннями констант та властивостей речовин і матеріалів, виготовлення та випуск стандартних зразків та організація служби їх атестації;
- організація та здійснення служби контролю за дотриманням стандартів та технічних умов під час виробництва, державних випробувань та атестації якості продукції.

Функції всіх трьох розділів метрології науково-теоретичної, законодавчої та прикладної взаємопов'язані і націлені на вирішення завжди актуальних проблем забезпечення єдності та потрібної точності вимірювань.

Отже, метрологія є науковою основою сучасної вимірювальної техніки, причому функції прикладної і законодавчої метрологій підпорядковані положенням теоретичної метрології. Своєю чергою, положення теоретичної метрології знаходять практичну перевірку під час реалізації функцій прикладної та законодавчої метрологій.

# Розділ 2
# ФІЗИЧНІ ВЕЛИЧИНИ ТА ВИМІРЮВАННЯ

## 2.1. Вихідні поняття та означення

***Фізична величина та види величин.*** Об'єкти довкілля – фізичні тіла, їх системи, процеси, що в них відбуваються, мають різноманітні властивості. Якісно однакові властивості можуть розрізнятися між собою кількісним вмістом. Отже, фізична величина, чи величина – це кожна означена якісно властивість фізичних об'єктів, яка може мати певний розмір. Згідно з ДСТУ 2681–94 фізична величина – це властивість, спільна у якісному відношенні багатьом матеріальним об'єктам та індивідуальна у кількісному відношенні для кожного з них. Приклади фізичних величин: довжина, швидкість, сила електричного струму, температура і т.ін.

Розмір фізичної величини – це кількісний вміст фізичної величини в даному об'єкті і, як її атрибут, існує об'єктивно, незалежно від того, що ми про нього знаємо. Не слід використовувати термін "величина" як кількісну характеристику цієї властивості, тобто вживати, наприклад "величина напруги", "величина тиску". В таких випадках слід використовувати терміни "розмір" або "значення" як оцінка розміру величини. Отже, правильно буде "розмір напруги" чи "значення напруги", "розмір тиску" або "значення тиску".

За характером прояву розмірів під час виконання дослідів фізичні величини поділяються на *активні* (енергетичні), які здатні самі проявляти свої розміри (температура, струм) та *пасивні* (параметричні), наприклад, електричний опір, ємність, індуктивність. Розміри цих величин проявляються при дії на об'єкт відповідної активної величини.

Розрізняють скалярні та векторні величини. Скалярні величини можуть бути неполярними, тобто мати лише розмір (маса, об'єм), або полярними, тобто мати, крім розміру, ще й знак (електричний заряд). Векторні величини (сила, швидкість, прискорення) поряд з розміром мають напрям.

Розміри фізичних величин можуть змінюватись неперервно або стрибкоподібно (дискретно). Величина, можливі розміри якої в скінченному проміжку часу, змінюючись, утворюють незліченну множину, називаються неперервними (аналоговими), а якщо ця множина зліченна, то дискретними.

Фізичні величини існують в часі і просторі. Тому їх розміри, а у векторних величин ще і напрямки, є функціями часу та координат простору. Якщо розміри скалярних або розміри та напрямки векторних величин не змінюються, то вони називаються сталими (незмінними), якщо ж змінюються, то – змінними величинами. Сталість чи змінність може розглядатися як функція часу або як функція простору. Залежність фізичної величини як функції часу – це процес, а функції координат – поле.

***Вимірювання і вимірювальна інформація.*** Згідно з ДСТУ 2681–94 *вимірювання* є відображенням вимірюваних величин їх значеннями шляхом експерименту та обчислень за допомогою спеціальних технічних засобів. Під значенням $x$ фізичної величини $X$ розуміють оцінку її розміру у вигляді

$$x = N \times 1x,$$

де $N$ – абсолютне число, яке називають числовим значенням величини при прийнятому розмірі її одиниці 1x, наприклад $x = 5A$.

Тут під терміном "значення" розуміють дійсне значення (ще умовно істинне значення) величини, тобто таке знайдене експериментальним шляхом значення фізичної величини, яке настільки наближене до істинного значення (значення, яке ідеально відображало би певну властивість об'єкта), що його можна використати замість істинного.

*Вимірювальною інформацією* називають інформацію про значення вимірюваних фізичних величин.

***Вимірювальний сигнал і перетворення вимірювальної інформації.*** Матеріальними носіями вимірювальної інформації завжди є сигнали, що є енергетичним процесом. Вимірювальний сигнал як енергетичний процес може характеризуватися декількома параметрами. Наприклад, сигнал у вигляді синусоїдної напруги має такі параметри: амплітуду, ефективне або середнє значення, частоту (період), фазу. Один з параметрів вимірювального сигналу, який містить вимірювальну інформацію, називають інформативним параметром.

Для вимірювального сигналу, що подається на вхід вимірювального приладу, термін "інформативний параметр" тотожний терміну "вимірювана величина". Не слід однак ототожнювати термін "вимірювальний сигнал" як енергетичний процес з терміном "вимірювана величина" як один із параметрів цього процесу. Наприклад, на вхід частотоміра подається сигнал у вигляді синусоїдної напруги певної частоти, де вимірюваною величиною є частота.

Отже, активна вимірювана величина сама є параметром енергетичного процесу, який несе вимірювальну інформацію про її розмір, тобто є вимірювальним сигналом. Під час вимірювання пасивної фізичної величини вимірювальний сигнал потрібно створити. Для цього використовують деякий енергетичний носій (процес), один із параметрів якого змінюється (модулюється) залежно від розміру цієї пасивної величини за певним законом, що називається кодом.

Для добування вимірюваної інформації вимірювальні сигнали піддаються відповідним перетворенням, що засновані на модуляції та кодуванні. Модулюються певні параметри переносника інформації, а кодується вимірювальна інформація. Переносниками інформації можуть бути і пасивні величини, розміри яких модулюються активними величинами. Прикладом може бути модуляція опору терморезистивного перетворювача під дією температури. Модульований пасивний переносник стає носієм вимірювальної інформації, але не є сигналом.

Модуляція та кодування органічно зв'язані між собою і лежать в основі всіх перетворень вимірювальних сигналів вимірювальної інформації, яка в них міститься. Вид модуляції визначається видом переносника, характером модульованого параметра та видом кодування. Переносником вимірювальної інформації може бути величина із сталою інтенсивністю, гармонічне коливання або періодична послідовність імпульсів. Відповідно розрізняють пряму модуляцію, модуляцію гармонічних коливань та імпульсну модуляцію, присвоюючи їм назву за видом модульованого параметра (амплітудна, частотна, амплітудно-імпульсна і т. ін.).

Кодування, що здійснюється, зокрема, для полегшення опрацювання вимірювальної інформації і забезпечення кращої завадостійкості під час передавання вимірювальної інформації, може бути аналоговим або цифровим. Аналогове кодування полягає у відтворенні розмірів однієї фізичної величини розмірами іншої величини. Відображення інформації умовними знаками (символами), зокрема цифровими, називається цифровим кодуванням. Відповідно до цього розрізняють аналогові та цифрові вимірювальні сигнали та аналогову і цифрову форми вимірювальної інформації. Аналоговий сигнал може бути неперервним, дискретизованим в часі, квантованим за рівнем, а також дискретизованим і квантованим.

Види аналогових сигналів – неперервний $x(t)$, дискретизований в часі $x(t_k)$, квантований за рівнем $x_q = [x(t) + q/2]$ з кроком квантування $q$ (квадратні дужки означають цілу частину числа), а також дискретизований та квантований $x_k = [x(t_k)+q/2]$ показані на рис. 2.1.

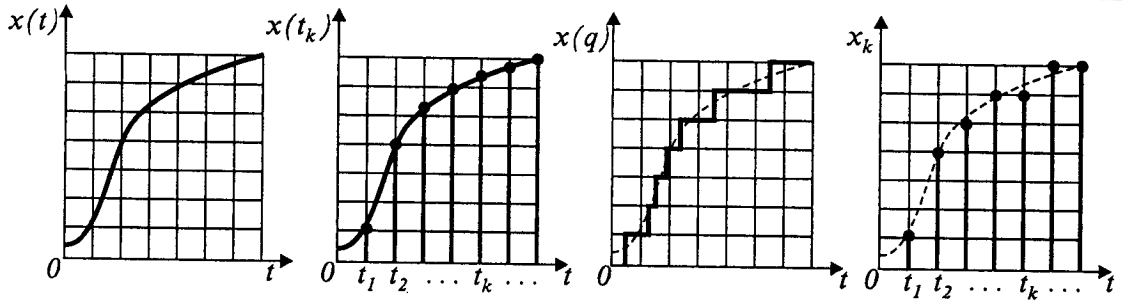



***Рис. 2.1.** Види сигналів з аналоговою формою інформації*

Отже аналоговий сигнал може бути неперервним або дискретним, а цифрові сигнали завжди дискретні. Аналоговий сигнал стає цифровим після цифрового кодування.

***Результат і похибка вимірювання.*** Кінцевою метою вимірювання є знаходження значення вимірюваної величини. Однак значення фізичної величини, знайдене вимірюванням, ще не є результатом вимірювання. Результат вимірювання – виміряне значення фізичної величини з оцінкою границь, в яких із заданою ймовірністю знаходиться похибка вимірювання.

*Похибка результату вимірювання*, або похибка вимірювання, визначається як відхилення результату вимірювання від істинного значення вимірюваної величини. Під істинним значенням розуміють таке значення величини, яке виражало б її розмір абсолютно точно, тобто без похибки. Істинне значення ототожнюється з розміром.

Похибка вимірювання, виражена в одиницях вимірюваної величини, називається *абсолютною похибкою вимірювання*, або похибкою вимірювання:

$$\Delta = x - X,$$

де $x$ – виміряне, $X$ – істинне значення вимірюваної величини.

Більш інформативною є відносна похибка:

$$\delta_{ icm} = \frac{\Delta}{X} = \frac{x - X}{X}.$$

Оскільки істинне значення залишається невідомим, у виразах для похибок його замінюють виміряним значенням, під яким розуміють значення величини, знайдене експериментально.

Звичайно, в знаменнику для відносної похибки замість $X$ беруть $x$ і тоді відносна похибка:

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

що доцільно, оскільки значення $x$ відоме, а різниця між обома виразами для відносної похибки становить

$$\frac{\Delta}{x}-\frac{\Delta}{X}=\frac{\Delta(X-x)}{x\cdot X}=-\frac{\Delta^2}{x\cdot X},$$

що є дуже малою величиною і тим меншою, чим менша похибка вимірювання.

## 2.2. Одиниці фізичних величин

Одиниця фізичної величини згідно з ДСТУ 2681–94 – це певний розмір даної величини, прийнятий за угодою (Генеральною конференцією з мір та ваг) для кількісного відображення однорідних з нею величин. Одиниця фізичної величини є величиною, якій за визначенням присвоєне числове значення 1.

В природі фізичні величини пов'язані між собою залежностями, які виражають одні величини через інші і називаються рівняннями зв'язку між величинами. Сукупність пов'язаних такими залежностями величин, серед яких одні умовно називаються незалежними, а інші виражаються через них, називають системою величин. Незалежні величини цієї системи називають основними, а всі інші – похідними.

Одиниця основної величини називається основною одиницею, а похідної – похідною одиницею. Сукупність основних та похідних одиниць певної системи величин становлять систему їх одиниць.

Вибір основних величин і розмірів їх одиниць під час побудови системи одиниць теоретично довільний, але він продиктований певними вимогами практики, а саме:

- кількість основних величин має бути невеликою;
- за основні мають бути вибрані величини, одиниці яких легко відтворити з високою точністю;
- розміри основних одиниць мають бути такі, щоб на практиці значення всіх величин системи не виражались ні надто малими, ні надто великими числами;
- похідні одиниці мають бути когерентні, тобто входити в рівняння, що пов'язують їх з іншими одиницями системи, з коефіцієнтом 1.

Одиниці, які не належать ні до основних, ні до похідних одиниць цієї системи називаються додатковими (радіан – рад; стерадіан – ср), а одиниці, що не входять в цю систему, є позасистемними (літр – л; тонна – т; градус – ° та ін.).

До позасистемних належать також відносні одиниці: відсоток – %; промілле – ‰, мільйонна частка – млн$^{-1}$.

Позасистемними є також логарифмічні одиниці, що визначаються із відношення двох значень величин: бел – Б; децибел – дБ; октава – окт; декада – дек.

У випадку відношення значень струму чи напруги $1\text{дБ} = 0{,}1\text{Б} = 20\lg\frac{x_2}{x_1}$ при $x_2 / x_1 = 10^{1/20} = 1{,}122$.

Якщо відношення значень струму чи напруги порівняно малі, то 1дБ≈10%; 0,1дБ≈1%.

У випадку відношення значень потужності $1\text{дБ} = 10\lg\frac{P_2}{P_1}$ при $P_2/P_1 = 10^{1/10} = 1{,}259$,

а у випадку відношення частот $1\text{окт} = \log_2\frac{f_2}{f_1}$ при $f_2/f_1 = 2$, $1\text{дек} = \lg\frac{f_2}{f_1}$ при $f_2/f_1 = 10$.

Одиниця, що в ціле число разів більша за системну або позасистемну, називається кратною одиницею, а одиниця, що в ціле число разів менша за системну або позасистемну, називається частковою одиницею (табл.2.1)

*Таблиця 2.1*

**Префікси для утворення десяткових кратних і часткових одиниць**

| Множник | Префікс | Позначення префікса | | Множник | Префікс | Позначення префікса | |
|---|---|---|---|---|---|---|---|
| | | міжнародне | українське | | | міжнародне | українське |
| $10^{18}$ | екса | E | Е | $10^{-1}$ | Деци | d | д |
| $10^{15}$ | пета | P | П | $10^{-2}$ | Санти | c | с |
| $10^{12}$ | тера | T | Т | $10^{-3}$ | Мілі | m | м |
| $10^{9}$ | гіга | G | Г | $10^{-6}$ | Мікро | μ | мк |
| $10^{6}$ | мега | M | М | $10^{-9}$ | Нано | n | н |
| $10^{3}$ | кіло | k | к | $10^{-12}$ | Піко | p | п |
| $10^{2}$ | гекто | h | г | $10^{-15}$ | Фемто | f | ф |
| $10^{1}$ | дека | da | да | $10^{-18}$ | Атто | a | а |

Не зупиняючись на різновидах систем одиниць з точки погляду їх історичного розвитку, зупинимось на Міжнародній системі одиниць (Система Інтернаціональна – СІ, System International – SI), прийнятій на XI Генеральній конференції з мір та ваг в 1960 році. Основними одиницями СІ є метр, кілограм, секунда, ампер, кельвін, кандела, моль (остання одиниця прийнята в 1971р.), а додатковими – радіан та стерадіан (табл. 2.2).

Розмірність (dimension) основних величин системи – це їх позначення, наприклад $L$, $M$, $T$, а розмірність похідної величини X має, наприклад, вигляд

$$dim\, X = L^{\alpha} M^{\beta} T^{\gamma},$$

де $\alpha$, $\beta$, $\gamma$ – показники розмірності.

*Таблиця 2.2*

**Основні та додаткові одиниці СІ**

| Величина | | Одиниця | | |
|---|---|---|---|---|
| назва | розмірність | назва | позначення | |
| | | | міжнародне | українське |
| Довжина | L | Метр | m | м |
| Маса | M | Кілограм | kg | кг |
| Час | T | Секунда | s | с |
| Сила електричного струму | I | Ампер | A | А |
| Термодинамічна температура | Q | Кельвін | K | К |
| Кількість речовини | N | Моль | mol | моль |
| Сила світла | J | Кандела | cd | кд |
| Плоский кут | - | Радіан | rad | рад |
| Тілесний кут | - | Стерадіан | sr | ср |

Метр є довжина шляху, який проходить світло у вакуумі за проміжок часу, що дорівнює 1/299 792 458 секунди (XVII ГКМВ, 1983 р.).

Кілограм дорівнює масі міжнародного прототипу кілограма.

Секунда дорівнює 9 192 631 770 періодам випромінювання, яке відповідає переходові між двома надтонкими рівнями основного стану атома цезію–133.

Ампер дорівнює силі незмінного струму, який під час проходження по двох паралельних прямолінійних проводах нескінченної довжини і нехтуюче малої площі поперечного перерізу, розміщених на відстані 1 м один від одного у вакуумі, викликав би на кожній ділянці провода завдовжки 1 м силу взаємодії $2 \cdot 10^{-7}$ Н.

Кельвін дорівнює 1/273,16 частині термодинамічної температури потрійної точки води.

Моль дорівнює кількості речовини системи, яка вміщує стільки ж структурних елементів, скільки міститься атомів у вуглеці–12 масою 0,012 кг

Кандела дорівнює силі світла у заданому напрямі джерела, що випускає монохроматичне випромінювання частотою $540 \cdot 10^{12}$ Гц, енергетична сила світла якого в цьому напрямі становить 1/683 *Вт/ср*.

Радіан дорівнює куту між двома радіусами кола, дуга між якими дорівнює радіусу.

Стерадіан дорівнює тілесному куту з вершиною в центрі сфери, який вирізає на поверхні сфери площу, що дорівнює площі квадрата зі стороною, яка дорівнює радіусу сфери.

Система СІ – практична, когерентна, раціоналізована. Раціоналізована система одиниць – це система електричних та магнітних величин, в якій так підібрані одиниці

діелектричної і магнітної проникності вакууму (а від них і одиниці похідних величин), що в найуживаніших формулах зникає ірраціональний множник $4\pi$. Отже, магнітна проникність вакууму в СІ є величиною розмірною і називається магнітною сталою

$$\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} \approx 12{,}57 \cdot 10^{-7}\ Гн/м,$$

подібно електрична стала

$$\varepsilon_0 = \frac{10^7}{4\pi \cdot c^2} \approx 8.85 \cdot 10^{-12}\ Ф/м$$

(тут $c$=299792,5±0,4 км/с≈$3 \cdot 10^8$ м/с – швидкість поширення світла у вакуумі).

Тоді, наприклад, формула ємності плоского конденсатора в СІ має вигляд $C=\varepsilon\varepsilon_0 S/d$ (тут $\varepsilon$ – відносна діелектрична проникність), а в нераціоналізованій системі одиниць СГС (сантиметр, грам, секунда) $C^* = \frac{\varepsilon}{4\pi} \cdot \frac{S}{d}$. Коефіцієнт пропорційності $k$ між ємністю $C^*$ в системі СГС та ємністю $C$ в СІ:

$$C^* = \frac{\varepsilon}{4\pi} \cdot \frac{S}{d} = kC = k\varepsilon\varepsilon_0 \frac{S}{d}$$

дорівнюватиме

$$k = \frac{1}{4\pi\varepsilon_0} = 9 \cdot 10^9\ м/Ф.$$

Крім температури Кельвіна (позначення $T$), допускається вживання також температури Цельсія (позначення $t$), яка визначається як $t = T - T_0 = T - 273{,}15$ і виражається в градусах Цельсія °C, тоді коли температура Кельвіна виражається в кельвінах K.

## 2.3. Види та методи вимірювань

***Види вимірювань.*** Розрізняють два основні види вимірювань: прямі та непрямі. *Пряме вимірювання* – це вимірювання однієї величини, значення якої знаходять безпосередньо (за показом відповідного засобу вимірювань, наприклад, вимірювання довжини лінійкою, напруги – вольтметром).

*Непряме вимірювання* – це вимірювання, в якому значення однієї чи декількох вимірюваних величин знаходять після обчислення за відомими залежностями їх від декількох величин аргументів, що вимірюються прямо. Непрямі вимірювання можуть бути опосередкованими, сукупними або сумісними.

При *опосередкованому вимірюванні* значення однієї величини визначають за результатами прямих вимірювань інших величин, з якими вимірювана величина пов'язана явною функціональною залежністю. Наприклад, значення електричного опору

НТБ ВНТУ м.Вінниця б/о

$R = \frac{U}{I}$ знаходять за результатами прямих вимірювань напруги $U$ вольтметром та сили струму $I$ амперметром. Опосередковані вимірювання виконують тоді, коли значення величин неможливо або складно виміряти прямо, або ж коли опосередковані вимірювання забезпечують вищу точність, ніж прямі.

*Сукупними* називають непрямі вимірювання, в яких значення декількох одночасно вимірюваних однорідних величин отримують розв'язанням рівнянь, що пов'язують різні сполучення цих величин, які вимірюються прямо або опосередковано. Прикладом сукупних вимірювань може бути визначення опорів $R_1$, $R_2$, $R_3$ резисторів, що сполучені трикутником. При цьому вимірюють опори між кожною парою вершин трикутника і одержують систему рівнянь.

$$R_{12} = \frac{R_1(R_2 + R_3)}{R_1 + R_2 + R_3}; R_{23} = \frac{R_2(R_1 + R_3)}{R_1 + R_2 + R_3}; R_{31} = \frac{R_3(R_1 + R_2)}{R_1 + R_2 + R_3},$$

розв'язки якої

$$R_1 = \frac{A}{2(R_{23} + R_{31} - R_{12})}; R_2 = \frac{A}{2(R_{31} + R_{12} - R_{23})}; R_3 = \frac{A}{2(R_{12} + R_{23} - R_{31})},$$

де

$$A = 4R_{23}R_{31} - (R_{23} + R_{31} - R_{12})^2.$$

*Сумісними* називають непрямі вимірювання, в яких значення декількох одночасно вимірюваних різнорідних величин отримують розв'язанням рівнянь, які пов'язують їх з іншими величинами, що вимірюються прямо або опосередковано. Наприклад, відомо, що опір терморезистора $R_t = R_0(1+\alpha t)$, де $R_0$ – опір резистора при температурі $0°C$, $\alpha$ – температурний коефіцієнт опору. Якщо значення $R_0$ та $\alpha$ не можна знайти прямими чи опосередкованими вимірюваннями, то вимірюють опір $R_{t1}$ при температурі $t_1$ та $R_{t2}$ при температурі $t_2$ і складають систему рівнянь

$$R_{t1} = R_0(1+\alpha t_1),$$

$$R_{t2} = R_0(1+\alpha t_2),$$

розв'язуючи яку, знаходять

$$R_0 = \frac{R_{t2}t_1 - R_{t1}t_2}{t_1 - t_2} Ом,$$

$$\alpha = \frac{R_{t1} - R_{t2}}{R_{t2}t_1 - R_{t1}t_2} 1/°C.$$

Сумісні вимірювання використовуються також для визначення залежності між величинами.

***Методи вимірювань.*** Під методом вимірювань розуміють сукупність способів використання засобів вимірювальної техніки та принципу вимірювань для створення вимірювальної інформації. А принципом вимірювання називають сукупність явищ, на яких засноване вимірювання, наприклад, вимірювання температури з використанням термоелектричного ефекту.

Послідовність вимірювальних операцій, що забезпечує вимірювання згідно з обраним методом, називають процедурою вимірювань. А сукупність процедур і правил, виконання яких забезпечує одержання результатів з потрібною точністю, називають методикою виконання вимірювання.

Класифікуючи методи вимірювань, професор А.Д. Нестеренко поділяє їх на методи *одночасного* та *різночасного порівняння*. Методи різночасного порівняння часто називають методами безпосереднього оцінювання на цій підставі, що вони ґрунтуються на використанні вимірювальних приладів із заздалегідь проградуйованими в одиницях вимірюваної величини шкалами. До методів безпосереднього оцінювання належать прямі вимірювання, за винятком методів, заснованих на безпосередньому порівнянні розміру вимірюваної величини з розміром величини, що відтворюється мірою (вимірювання довжини за допомогою лінійки з поділками).

Методи, засновані на одночасному порівнянні, об'єднані загальною назвою методів порівняння. До них належать згідно з ДСТУ2681–94: метод зіставлення, метод збігу, метод зрівноваження з регульованою мірою та диференційний метод.

Суть *методу зіставлення* полягає у прямому вимірюванні з одноразовим порівнянням вимірюваної величини зі всіма вихідними величинами багатозначної нерегульованої міри, наприклад, вимірювання довжини лінійкою з поділками, вимірювання інтервалу часу годинником.

*Метод збігу* (метод ноніуса) – це метод прямого вимірювання з одноразовим порівнянням вихідних величин двох багатозначних нерегульованих мір, з різними за значенням ступенями, нульові позначки яких зсунуті між собою на вимірювану величину. Прикладом такого методу вимірювань може бути вимірювання лінійного розміру (діаметра) за допомогою штангенциркуля з ноніусом (рис. 2.2). Основна шкала проградуйована в міліметрах, а шкала ноніуса має 10 поділок по 1,8 мм. Тому порядковий номер поділки ноніуса, що збігається з будь-якою поділкою основної шкали, дає число десятих часток міліметра.

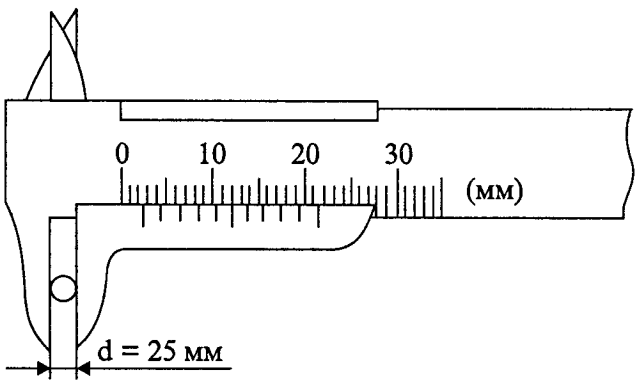



***Рис. 2.2.*** *До вимірювань за методом збігу (ноніуса)*

*Метод подвійного збігу* (метод коінциденції, coincidence – збіг) – це метод прямого вимірювання з одноразовим порівнянням двох квантованих фізичних величин: вимірюваної та відтворюваної багатозначною нерегульованою мірою, наприклад, вимірювання інтервалу часу $T_x$ з використанням послідовності періодичних імпульсів з відомим значенням їх періоду $T_0$ (рис. 2.3).

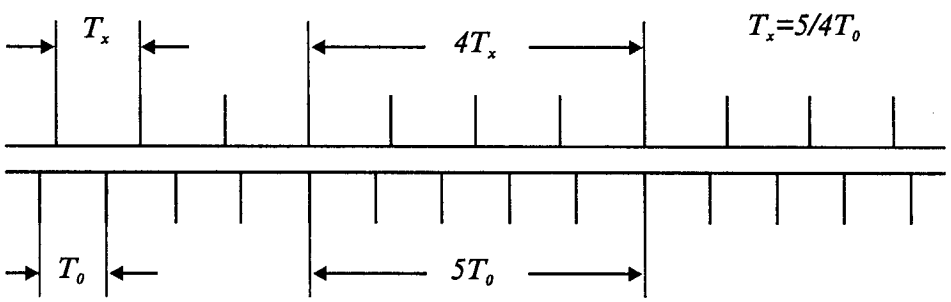



***Рис. 2.3.*** *До вимірювань за методом подвійного збігу*

*Метод зрівноваження* з регульованою мірою (нульовий метод, null method of measurement) – це метод прямого вимірювання з багаторазовим порівнянням вимірюваної величини та величини, що відтворюється регульованою мірою до їх повного зрівноваження, як, наприклад, вимірювання електричної напруги компенсатором.

Суть *диференційного,* або *різницевого* методу полягає у вимірюванні, при якому невелика різниця між вимірюваною величиною та вихідною величиною одноканальної міри вимірюється відповідним засобом вимірювань.

Особливо цікавим з погляду досягнення високої точності вимірювань є *метод заміщення*. Це метод непрямого вимірювання з багаторазовим порівнянням до повного зрівноваження вихідних величин вимірювального засобу при почерговій дії на його вході вимірюваної величини та регульованої міри. Іншими словами, суть цього методу полягає у порівнянні вимірюваної величини з мірою заміщенням цієї вимірюваної величини відомою величиною, відтворюваною мірою. При цьому методі передбачається запам'ятовування ефекту дії на засіб вимірювань вимірюваної величини (тобто запам'ятовування значення вихідної величини вимірювального засобу), що потім відновлюється при заміщенні вимірюваної величини регульованою багатозначною мірою.

Прикладом може бути вимірювання за допомогою порівняно неточного моста з використанням як заміщуючого засобу (міри) зразкового магазину опорів. Метод заміщення в цьому випадку дозволяє майже повністю виключити похибку моста з результату вимірювань.

Дуже наочним прикладом використання методу заміщення є зважування маси $m_x$ її урівноваженням масою $m_0$ до одержання певного показу відлікового пристрою з наступним заміщенням маси $m_x$ масою $m_N$, значення якої плавно регулюється до досягнення попереднього показу відлікового пристрою (рис. 2.4). Похибка зважування у цьому випадку визначається лише похибкою регульованої міри, а похибка від недосконалості ваги (наприклад, неточність виконання довжин плеч коромисла) виключається.

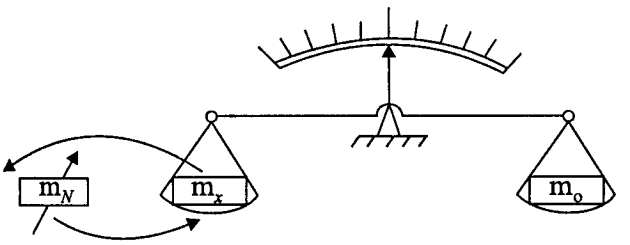



***Рис. 2.4.** До вимірювань за методом заміщення*

## 2.4. Планування та організація вимірювань

Вимірювання фізичних величин є основою як наукового експерименту, так і масових вимірювань в усіх галузях народного господарства. Досліджувані процеси та об'єкти є багатогранними. Досліджуючи об'єкт чи технологічний процес, доводиться вимірювати ряд фізичних величин та параметрів технологічних процесів. Як і будь-яке інше експериментальне дослідження, вимірювання має певні стадії організації та виконання. Це зокрема:

- формування мети;
- складання програми експерименту, методична та матеріальна підготовка експерименту;
- проведення експерименту;
- опрацювання результатів вимірювань та оцінка похибки вимірювань;
- аналіз отриманих результатів та формулювання оцінки проведених вимірювань.

Загалом вимірювання фізичних величин є багатоступінчастим процесом, що поєднує як саму процедуру вимірювань з її типовими вимірювальними операціями, так і ряд підготовчих та заключних процедур, які необхідно виконати до та після самих вимірювань.

Отже, процес вимірювання можна розділити на три етапи:

- підготовка та планування вимірювань;

- виконання вимірювань;
- опрацювання та аналіз отриманих даних.

Основними питаннями, які потрібно вирішити на етапі підготовки та планування вимірювань, є:

- модель досліджуваного об'єкта, наприклад, під час вимірювання змінного струму здебільшого приймається його гармонічна модель, а випадку несинусоїдних струмів модель ускладнюється вищими гармонічними складовими, сталою складовою;
- вимірювані параметри моделі, наприклад, для синусоїдного струму необхідно знати, який із параметрів вимірюватиметься: ефективне значення струму, амплітудне чи інший параметр (частота);
- мета вимірювання, яка встановлює потрібну точність вимірювань та значною мірою впливає на вибір моделі вимірюваної величини;
- залежності між величинами, значення яких необхідно визначити за безпосередньо вимірюваними величинами (при непрямих вимірюваннях);
- умови вимірювань та впливні фактори;
- допустимі похибки вимірювань, а при непрямих вимірюваннях – допустимі похибки вимірювань кожної із безпосередньо вимірюваних величин;
- необхідні методи вимірювань окремих величин;
- потрібні засоби вимірювальної техніки, їх метрологічні характеристики;
- способи корекції похибок вимірювань;
- форма подання результатів вимірювань;
- необхідні алгоритми та засоби опрацювання експериментальних даних та їх достовірності;
- необхідні затрати для виконання поставленого завдання;
- економічна ефективність вимірювань.

Досліджуваний об'єкт та мета досліджень здебільшого задаються. Але навіть у цьому випадку звичайно уточнюють мету та завдання вимірювального експерименту, проаналізувавши, як будуть використовуватись результати вимірювань для оцінки досліджуваного об'єкта, ефективності його функціонування. Важливим етапом підготовки до вимірювань є визначення характеру та можливих значень досліджуваних величин з урахуванням властивостей досліджуваного об'єкта. Оцінюються границі можливих значень вимірюваних величин, частотний спектр, взаємні зв'язки тощо. Все це уточнюється на основі апріорних даних і, якщо необхідно, за попередніми вимірюваннями.

Для оцінки потрібної точності вимірювань враховують мету вимірювань. При масових вимірюваннях вимоги до точності диктуються економічними міркуваннями. Вимоги до точності повинні бути обґрунтованими і їх не можна завищувати, бо чим вища точність вимірювань, тим більше при інших однакових умовах потрібно ресурсів та часу для виконання експерименту. Крім цього, чим точніші та чутливіші прилади, тим вони звичайно складніші, вимагають кваліфікованішого обслуговування.

Означення основних термінів з планування вимірювального експерименту дає ГОСТ 24026–80 "Исследовательские испытания. Планирование эксперимента". Згідно з цим стандартом план експерименту – це сукупність даних, що визначають кількість, умови та послідовність виконання дослідів. Мета планування – підвищення ефективності одержання інформації про об'єкт дослідження, що потрібно для побудови його моделі, яка виражає залежність його вихідних величин від вхідних факторів, або для оцінювання параметрів моделі, якщо вона заздалегідь вибрана. Вибір моделі визначається не тільки властивостями об'єкта, але й її призначенням, вимогами адекватності, простоти та компактності.

Вимірювальні експерименти поділяють на пасивні та активні. Планування пасивних експериментів полягає в оптимізації збирання та опрацювання інформації про об'єкт дослідження без впливу дослідника на факторний простір. При активному експерименті дослідник задає рівні факторів. В однофакторному активному експерименті змінюють рівні одного фактора при фіксованих рівнях інших факторів. В багатофакторному експерименті змінюють рівні декількох факторів при однакових комбінаціях інших факторів.

# Розділ 3
# ЗАСОБИ ВИМІРЮВАЛЬНОЇ ТЕХНІКИ

## 3.1. Класифікація засобів вимірювальної техніки

Засобом вимірювальної техніки називають технічний засіб, який застосовується під час вимірювань і має нормовані метрологічні характеристики. Згідно з ДСТУ 2681–94 до засобів вимірювальної техніки належать засоби вимірювань та вимірювальні пристрої.

Засобами вимірювань є: вимірювальні прилади, реєструвальні прилади, вимірювальні канали, вимірювальні установки, вимірювальні системи, кодові засоби вимірювань.

Вимірювальні пристрої – це міри (фізичних величин), компаратори, вимірювальні перетворювачі, обчислювальні компоненти.

Засобом вимірювань називають засіб вимірювальної техніки, який реалізує процедуру вимірювань, зокрема вимірювальний прилад – це засіб вимірювань, в якому створюється візуальний сигнал вимірювальної інформації, а реєструвальний прилад – засіб вимірювань, в якому реєструється сигнал вимірювальної інформації.

Вимірювальна установка – сукупність функціонально об'єднаних засобів вимірювальної техніки та допоміжних технічних засобів (стабілізуючих, перемикаючих, регулівних), призначена для одержання вимірювальних сигналів, придатних для безпосереднього сприймання вимірювальної інформації спостерігачем. Це – наприклад, установка для досліджень феромагнітних матеріалів, установка для перевірки амперметрів тощо.

Вимірювальний канал є сукупністю засобів вимірювальної техніки, засобів зв'язку та інших технічних засобів, призначеною для створення сигналу вимірювальної інформації про одну вимірювану фізичну величину.

Під вимірювальною системою розуміють сукупність вимірювальних каналів, вимірювальних пристроїв, об'єднаних для створення сигналів вимірювальної інформації про декілька вимірюваних фізичних величин.

Вимірювальна інформаційна система (ВІС) – це сукупність засобів вимірювальної техніки, засобів контролю, діагностування та інших технічних засобів, об'єднаних для створення сигналів вимірювальної інформації та інших видів інформації.

Засіб вимірювань, в якому створюється кодовий сигнал вимірювальної інформації, називають кодовим засобом вимірювань, або аналого-цифровим перетворювачем.

Вимірювальний пристрій, що реалізує відтворення та (або) збереження фізичної величини заданого розміру є мірою цієї величини, а вимірювальний пристрій, що реалізує порівняння однорідних фізичних величин – компаратором.

Вимірювальним перетворювачем називають вимірювальний пристрій, що реалізує вимірювальне перетворення, тобто перетворення вхідної фізичної величини у функційно з нею зв'язану вихідну величину. Особливістю вихідних сигналів вимірювальних перетворювачів має бути зручність їх передачі, подальшого перетворення, оброблення, зберігання.

Вимірювальний пристрій, що є сукупністю засобів обчислювальної техніки та програмного забезпечення і виконує обчислювальні операції під час вимірювань, називають обчислювальним компонентом (компонентом засобу вимірювань) або числовим вимірювальним перетворювачем.

## 3.2. Структура засобів вимірювань

Кожний засіб вимірювань є технічним засобом певної структури. Ступінь складності засобу вимірювань визначається характером та кількістю перетворень, необхідних для перетворення інформативного параметра вхідного сигналу в інформативний параметр вихідного сигналу. Всі ці проміжні перетворення здійснюються перетворювальними елементами і засновані на певних фізичних ефектах, які забезпечують своїм поєднанням роботу засобу вимірювань. Принципом дії засобу вимірювань називають фізичний принцип, покладений в основу його побудови. Він часто відображається у назві засобу вимірювань, наприклад, електродинамічний амперметр, теплоелектричний вольтметр.

Сукупність всіх відповідним чином з'єднаних перетворювальних елементів засобу вимірювань називають його вимірювальним колом.

З точки зору чутливості важлива роль першого перетворювального елемента у колі перетворення. Та його частина, що перебуває під безпосереднім діянням вимірюваної чи перетворюваної величини, називається чутливим елементом. Наприклад, чутливим елементом терморезистивного термометра є терморезистор.

Вимірювальні кола засобів вимірювань зображають графічно їх схемами – структурними, функціональними і принциповими.

Структурною схемою вимірювального кола засобу вимірювань називається схема, що відображає його основні функціональні частини (структурні елементи), їх призначення та взаємозв'язки. Ступінь диференціації структурної схеми на структурні елементи, що зображаються переважно прямокутниками, визначається призначенням схеми.

Схема, яка поряд зі структурою вимірювального кола пояснює функціонування окремих його ділянок і відповідні процеси в них, називається функціональною.

Схема, що відображає повний склад елементів вимірювального кола, їх взаємозв'язки і, здебільшого, дає уяву про принцип дії засобу вимірювань, називається принциповою або повною схемою засобу вимірювань.

Структурні елементи вимірювального кола можуть бути з'єднані послідовно, паралельно, зустрічно-паралельно, змішано. Способом з'єднання елементів визначається метод вимірювального перетворення. Розрізняють методи прямого, зрівноважувального та комбінованого перетворень.

Пряме перетворення характерне тим, що передача вимірювальної інформації здійснюється тільки в одному напрямі – від входу до виходу без зворотного зв'язку між ними (рис. 3.1,*а*). Результівний коефіцієнт перетворення засобу вимірювань за такою структурною схемою за умови, що всі послідовно з'єднані перетворювальні елементи мають лінійні функції перетворення, буде дорівнювати добутку коефіцієнтів перетворення окремих перетворювачів

$$k = k_1 \cdot k_2 \cdot \ldots \cdot k_n .$$

Похибка результівного коефіцієнта перетворення, викликана неточністю $k_i$-х коефіцієнтів перетворення, може бути визначена як:

$$dk = \frac{\partial k}{\partial k_1} dk_1 + \frac{\partial k}{\partial k_2} dk_2 + \ldots + \frac{\partial k}{\partial k_n} dk_n =$$
$$= (k_2 \cdot \ldots \cdot k_n) dk_1 + (k_1 \cdot k_3 \ldots \cdot k_n) dk_2 + \ldots + (k_1 \cdot \ldots \cdot k_{n-1}) dk_n ,$$

або в скінченних приростах

$$\Delta k = (k_2 \cdot \ldots \cdot k_n) \Delta k_1 + (k_1 \cdot k_3 \ldots \cdot k_n) \Delta k_2 + \ldots + (k_1 \cdot \ldots \cdot k_{n-1}) \Delta k_n ,$$

а результівна відносна похибка дорівнюватиме сумі відносних похибок окремих перетворювальних елементів

$$\delta = \frac{\Delta k}{k} = \frac{\Delta k_1}{k_1} + \frac{\Delta k_2}{k_2} + \ldots + \frac{\Delta k_n}{k_n} = \delta_1 + \delta_2 + \ldots + \delta_n .$$

Зрівноважувальне перетворення полягає в тому, що вхідна величина зрівноважується іншою однойменною величиною. Існує два види зрівноважувального перетворення: слідкувальне (від'ємний зворотний зв'язок між виходом та входом) зі статичною або астатичною характеристикою та розгортальне. Структура засобу вимірювань статичного зрівноважувального перетворення наведена на рис. 3.1,*б*. При статичному зрівноважувальному перетворенні вхідна величина $X$ зрівноважується компенсувальною вели-

чиною, якою є вихідна величина $X_k = \beta Y$ кола зворотного перетворення ЗП (тут $Y$ – вихідна величина кола прямого перетворення, $\beta$ – коефіцієнт перетворення зворотного перетворювача). На вхід кола прямого перетворення, що складається, здебільшого, з перетворювача недокомпенсації ПН та підсилювача П з загальним коефіцієнтом перетворення $k$, надходить різниця $\Delta X = X - X_k = X - \beta Y = X - k\beta\Delta X$. Із останнього виразу матимемо:

$$\Delta X = \frac{X}{1 + k \cdot \beta}.$$

Отже, при великому коефіцієнті перетворення $k$ і завдяки глибокому від'ємному зворотному зв'язку, $\Delta X$ буде малим, але не дорівнюватиме нулю. $\Delta X$ завжди пропорційне до значення вимірюваної величини $X$.

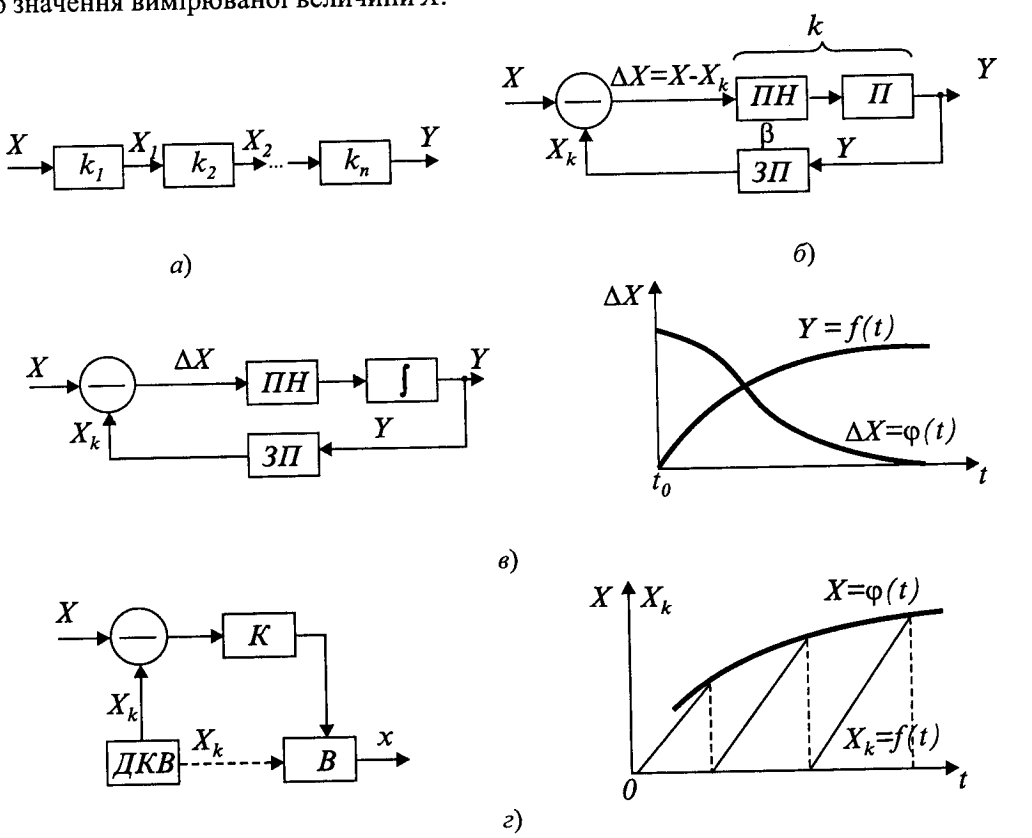



***Рис. 3.1.*** *Структурні схеми засобів вимірювань*

Результівний коефіцієнт перетворення засобу статичного зрівноважувального перетворення

$$K = \frac{Y}{X} = \frac{k\Delta X}{X_k + \Delta X} = \frac{k\Delta X}{k\beta\Delta X + \Delta X} = \frac{k}{1 + k\beta}.$$

Похибка коефіцієнта перетворення $K$, викликана неточністю коефіцієнтів перетворення $k$ та $\beta$ може бути визначена таким чином. 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

$$\delta_K = \frac{dK}{K} = \frac{1}{1+k\beta}\delta_K - \frac{k\beta}{1+k\beta}\delta_\beta \approx -\delta_\beta,$$

оскільки $k\beta >> 1$.

Отже, мультиплікативна складова похибки (похибка коефіцієнта перетворення) кола прямого перетворення буде нехтуюче малою. Що стосується адитивної складової похибки (похибки нуля) засобу статичного зрівноважувального перетворення, то вона визначається сумою адитивних похибок як кола прямого перетворення, так і кола зворотного перетворення. Однак незмінні в часі систематичні складові адитивних похибок приводять до сталого зміщення нуля і можуть бути враховані під час градуювання або виключені корекцією нуля.

Структурна схема вимірювального кола засобу астатичного зрівноважувального перетворення відрізняється від схеми статичного зрівноважувального перетворення наявністю в колі прямого перетворення інтегрувального перетворювача. Завдяки інтегратору при закінченні зрівноваження, коли $\Delta X = X - X_k = 0$, вихідна величина інтегратора $Y$ досягає свого усталеного значення (рис. 3.1,*в*), а значення вимірюваної величини може бути оцінене як $X = X_k$.

Важливою перевагою засобів зрівноважувального перетворення перед засобами прямого перетворення є практично незначне споживання енергії від досліджуваного об'єкта, і такий засіб вимірювань може використовуватись для вимірювань параметрів малопотужного досліджуваного об'єкта, не створюючи додаткової похибки від споживання енергії досліджуваного об'єкта (не даючи методичної похибки).

У випадку розгортального зрівноваження (рис. 3.1,*г*) компенсувальна величина генерується автономним джерелом компенсувальної величини ДКВ, яка змінюється автоматично до моменту, коли $\Delta X = X - X_k$ стає настільки малим, що зреаговує пристрій порівняння К, який подає сигнал на вихідний пристрій В про рівність $X = X_k$, а ДКВ – інформацію про значення $X_k$.

Комбіноване перетворення відбувається, коли від'ємним зворотним зв'язком охоплена тільки частина кола прямого перетворення.

Структура вимірювальної інформаційної системи (ВІС), враховуючи склад технічних засобів, що створюють ВІС, а саме: засобів вимірювальної техніки, засобів контролю та технічного діагностування, засобів розпізнавання образів, може бути зображена як на рис. 3.2, де:

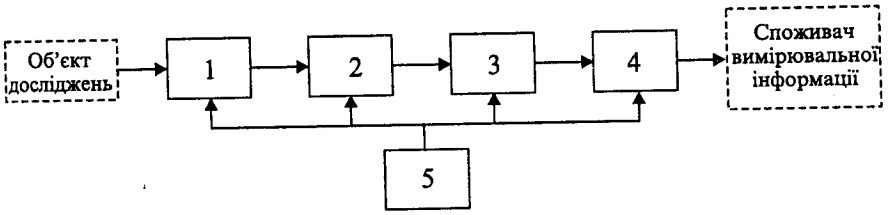



*Рис. 3.2. Узагальнена структурна схема ВІС*

1 – вимірювальна частина ВІС, до складу якої входять первинні вимірювальні перетворювачі, комутатори, міри і установки, компаратори, аналого-цифрові перетворювачі тощо; 2 – пристрій математичного опрацювання вимірювальної інформації; 3 – пристрій передачі та зберігання вимірювальної інформації; 4 – пристрої відображення вимірювальної інформації (індикація, друк, перфорація, графіки тощо); 5 – пристрій автоматичного керування роботою ВІС.

## 3.3. Параметри засобів вимірювань

Основними параметрами *мір* фізичних величин є *номінальне*, *істинне* та *дійсне значення* міри. Зауважимо, що правильно було би вживати: номінальне, істинне та дійсне значення величини, відтворюваної мірою, а не значення міри, що прийнято для стислості.

Отже, номінальним значенням міри називають присвоєне мірі значення величини, яка нею відтворюється. Справа в тому, що істинне значення цієї величини (істинне значення міри) не може бути визначене через неминучість похибки вимірювання. Значення міри, знайдене вимірюванням з точністю, яка дозволяє використати його замість істинного, називають дійсним значенням міри.

*Показ*, *відлік*, *стала* та *ціна поділки* є основними параметрами, що характеризують засоби вимірювань.

Під *показом* (засобу вимірювань) розуміють значення вимірюваної величини, визначене за допомогою відлікового пристрою (подане сигналом вимірювальної інформації) і виражене в одиницях цієї величини. Показ може бути виражений як

$$x = NC \quad \text{або} \quad x = nC_{\Pi},$$

де $N$ – *відлік* (число неіменоване, відлічене за відліковим пристроєм або одержане лічбою послідовних відміток чи сигналів); $C$ – стала засобу вимірювань (число іменоване в одиницях вимірюваної величини); $n$ – кількість поділок шкали аналогового вимірювального приладу, відлічених за відліковим (показувальним пристроєм).

Нагадаємо, що шкалою аналогового вимірювального приладу називають частину показувального пристрою у вигляді впорядкованої сукупності позначок разом з пов'язаною з нею певною послідовністю чисел, а позначкою шкали може бути риска або інший знак на шкалі, що відповідає одному або декільком значенням вимірюваної величини.

Поділкою шкали називають частину шкали між двома сусідніми позначками шкали, а *ціна поділки* $C_П$ – різниця значень величини, яка відповідає одній поділці (двом сусіднім позначкам) шкали.

Ціною найменшого розряду цифрового вимірювального приладу є різниця між двома найближчими показами цього засобу вимірювань.

Вказані на шкалі найменше та найбільше в діапазоні показів значення вимірюваної величини називають відповідно початковим та кінцевим її значенням, а інтервал значень вимірюваної величини, який обмежений початковим та кінцевим значеннями, називають діапазоном показів (засобу вимірювань).

*Діапазон вимірювань* – та частина інтервалу показів, для якого пронормовані похибки засобу вимірювань. Найменше і найбільше значення діапазону вимірювань називають відповідно нижньою та верхньою границями вимірювань.

## 3.4. Державна система промислових приладів та засобів автоматизації

Велика різноманітність вимірюваних величин та параметрів технологічних процесів, з одного боку, та прагнення універсальності засобів вимірювальної техніки, з іншого, зумовили перспективність побудови комплексних засобів вимірювальної техніки за принципом агрегатування. З цією метою створена Державна система промислових приладів та засобів автоматизації (ДСП).

Державна система приладів передбачає створення науково обґрунтованих рядів приладів та пристроїв з уніфікованими характеристиками та конструктивним виконанням.

Залежно від функціонального призначення засоби ДСП поділяють на такі основні групи:

- засоби для одержання інформації про стан процесу чи об'єкта;
- засоби для прийому, перетворення та передавання інформації;
- засоби для перетворення, опрацювання та зберігання інформації і формування команд керування.

До першої групи належать вимірювальні перетворювачі та прилади. Дві інші групи з погляду використання технічних засобів у пристроях збору інформації при пев-

них конструктивних відмінностях між цими групами та виконанні ними різних функцій звичайно розглядають сукупно. До них належать вимірювальні комутатори, кодувальні та декодувальні пристрої, показувальні та реєструвальні пристрої, а також комп'ютери.

В основу побудови ДСП були покладені такі системно-технічні принципи:

- мінімізація номенклатури та кількості технічних засобів;
- блоково-модульна побудова промислових приладів та пристроїв;
- агрегатна побудова складних засобів вимірювальної техніки;
- сумісність засобів, що входять до ДСП.

Питання мінімізації номенклатури виробів ДСП є найскладнішими. Мінімізація починається з виділення деяких основних параметрів, що підлягають вимірюванням (наприклад, напруга постійного струму, тиск, переміщення) і визначення мінімально необхідної кількості приладів з відповідними діапазонами вимірювань, при розміщенні яких у ряд вдається повністю перекрити весь діапазон вимірювань основного параметра. Такий ряд називають параметричним. Для реалізації принципу мінімізації застосовують також метод агрегатування. Вироби агрегатних комплексів розробляють у вигляді функціонально-параметричних рядів, які охоплюють необхідний діапазон вимірювань в різних умовах експлуатації.

Суть блоково-модульної побудови засобів ДСП полягає в тому, що будь-які структурно- чи функціонально-складні системи збору інформації компонуються з обмеженої кількості простих стандартних блоків та модулів. Використовуючи стандартні вузли, що виконані в певних конструктивах, можна створювати системи будь-якої складності, легко змінювати їх структури, надавати системам нові функціональні властивості.

Використовуючи системотехнічні принципи мінімізації номенклатури виробів, а також блоково-модульний принцип компонування приладів та пристроїв ДСП, був сформований принцип агрегатування як спосіб побудови складних пристроїв та систем (агрегатних комплексів) із обмеженого набору простих уніфікованих виробів методом спряження (сполучення).

Конструктивно принцип агрегатування може бути реалізований двома шляхами. Один із них передбачає створення пристроїв та приладів з новими функціональними можливостями чи характеристиками об'єднанням уніфікованих елементів, модулів і блоків. Цей шлях використовується при створенні порівняно нескладних засобів вимірювань як, наприклад, сенсори, засновані на одному принципу дії, або реєструвальні чи показувальні вимірювальні прилади.

Інший шлях агрегатування використовує як конструктивну основу комплекс уніфікованих типових конструкцій. При цьому структура виробів ДСП набуває конструктивно-ієрархічний характер, тобто вироби, виготовлені на базі типових конструкцій нижчого порядку, можуть послідовно установлюватись у будь-яку з типових конструкцій вищого порядку, утворюючи кожний раз конструктивно-завершений виріб.

Отже, використання єдиних конструктивів, які дають можливість створювати параметричні ряди пристроїв одного функціонального призначення та уніфіковані комплекси пристроїв різного призначення, дає змогу комплектувати агрегатні комплекси технічних засобів ДСП.

До виробів, які входять у агрегатні комплекси ставляться певні вимоги: вони повинні легко спрягатись (сполучатись) один з одним без будь-яких додаткових пристроїв, не створювати помітного взаємного впливу, мати однакові умови експлуатації. Для цього вони повинні мати так звану сумісність. Розрізняють такі види сумісності виробів агрегатних комплексів: енергетичну, функціональну, метрологічну, конструктивну, експлуатаційну та інформативну.

Енергетична сумісність передбачає використання одного виду енергії носія сигналів у вимірювальних пристроях. Це здебільшого електрична енергія. В особливих умовах експлуатації засобів ДСП, наприклад, у вибухонебезпечних приміщеннях використовують пневматичну і гідравлічну енергії.

Функціональна сумісність вимагає, щоб засоби ДСП були чітко розмежовані за функціональним призначенням і взаємопогоджені для забезпечення сумісної їх роботи у вимірювально-інформаційних системах, інформаційно-обчислювальних комплексах, автоматизованих системах керування.

Метрологічна сумісність забезпечує порівняльність метрологічних характеристик агрегатних засобів, їх стабільність в часі та під дією впливних величин, а також можливість розрахувати метрологічні характеристики всього вимірювального тракту вимірювально-інформаційної системи за метрологічними характеристиками окремих функціональних вузлів, що створюють вимірювальний тракт. При цьому метрологічні характеристики агрегатних засобів нормуються за єдиним методом, а параметри вхідних та вихідних кіл узгоджуються, щоб спряження агрегатних засобів не супроводжувалось помітними додатковими похибками.

Необхідною умовою забезпечення метрологічної сумісності є методологічна сумісність аналізу, нормування, синтезу, ідентифікації та прогнозування похибок пристроїв, які спрягаються. Це досягається використанням єдиної математичної моделі похибок окремих засобів вимірювальної техніки, єдиного способу нормування та пред-

ставлення однойменних характеристик, а також єдиних критеріїв узгодження метрологічних характеристик.

Конструктивна сумісність передбачає узгодженість конструкцій та механічне спряження функціональних модулів, узгодженість естетичних вимог, що забезпечується нормуванням єдиних форм елементів конструкцій, з'єднувальних розмірів, застосування єдиної прогресивної технології виготовлення та складання конструкцій, дотриманням єдиного стилю оформлення.

Експлуатаційна сумісність досягається узгодженістю характеристик, що визначають вплив довкілля на агрегатні засоби в робочих умовах, а також характеристик надійності та стабільності функціонування. З цією метою всі засоби поділяються на групи за використанням залежно від умов довкілля, механічних дій і ін.

Експлуатаційна сумісність вимагає виконання єдиних правил до обслуговування, настроювання та ремонту технічних засобів, а також узгодженість вимог до параметрів джерел живлень та трас енергоживлення.

Найбільша увага надається інформаційній сумісності, під якою розуміють узгодженість вхідних та вихідних сигналів за їх видом, діапазоном змін. Інформаційна сумісність визначається уніфікацією вимірювальних сигналів і застосуванням так званих стандартних інтерфейсів. Уніфікація вимірювальних сигналів означає, що їх параметри не можуть обиратись довільно, а повинні відповідати вимогам стандарту на ці сигнали. Уніфікація здійснюється за такими основними характеристиками:

- за інформативним параметром (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 вимірювальної величини та значенням інформативного параметра вихідного сигналу; звичайно ця залежність повинна бути лінійною.

Електричні, логічні та конструктивні умови, які визначають вимоги до з'єднувальних функціональних вузлів і до зв'язків між ними, утворюють поняття інтерфейса. Електричні умови визначають вимоги до параметрів сигналів і способу їх передавання; логічні – номенклатуру сигналів; конструктивні – конструктивні вимоги до елементів інтерфейса: вид роз'ємів, місце їх розміщення, порядок розташування контактів і т. д.

Агрегатні комплекси призначені як для самостійного використання відповідно до їх призначення, так і для системного використання у взаємодії з іншими агрегатованими комплексами. Серед агрегатних комплексів широкого призначення одне із провідних місць належить агрегатованим комплексам засобів електровимірювальної техніки (АЗЕТ).

## 3.5. Основні статичні характеристики засобів вимірювальної техніки

Залежно від режиму роботи засобу вимірювальної техніки розрізняють їх статичні та динамічні характеристики. Статична характеристика перетворення засобу вимірювальної техніки відповідає статичному режиму роботи засобу, при якому перетворювана величина не залежить від часу, а тривалість перетворення достатня для загасання перехідних процесів у вимірювальному колі. У такому аспекті поняття статичних характеристик прийнятні до цифрових та аналогових засобів вимірювальної техніки, а також їх компонентів.

Основними статичними характеристиками засобів вимірювальної техніки є градуювальна характеристика, функція перетворення, коефіцієнт перетворення, чутливість, поріг чутливості та їх похибки (в статичному режимі).

*Градуювальна характеристика* засобу вимірювальної техніки – залежність між значеннями вимірюваної (перетворюваної) величини на виході та вході засобу вимірювальної техніки, визначені під час градуювання та подані у вигляді таблиці, графіка або формули.

*Функція перетворення* – це залежність між вихідною $Y$ та вхідною $X$ величинами вимірювального перетворювача і записується у вигляді формули

$$Y = F(X).$$

З виразу для функції перетворення визначають *коефіцієнт перетворення*

$$k(X) = Y / X.$$

Названі характеристики подібно до значень фізичних величин в метрологічному аспекті можуть бути номінальними, дійсними, істинними.

Відповідно

$$Y_{ном} = F_{ном}(X)$$

$$k_{ном} = Y_{ном} / X$$

Зауважимо, що $k_{ном}(X) = k_{ном} = const$ тільки тоді, коли $F_{ном}(X)$ лінійна і проходить через початок системи координат.

У загальному випадку $X$ та $Y$ є величинами різної фізичної природи. Через номінальний коефіцієнт перетворення вихідна величина $Y$ приводиться до виходу і матимемо зведену функцію перетворення

$$x = \frac{Y}{k_{ном}(X)} = f(X).$$

Похідна від функції перетворення

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

або в кінцевих приростах $S(X) = \frac{\Delta Y}{\Delta X}$ називається *чутливістю* засобу вимірювальної техніки. Аналогічно визначається номінальна чутливість $S_{ном}(X) = \frac{dY_{ном}}{dX}$, $S_{ном}(X) = \frac{\Delta Y_{ном}}{\Delta X}$. Вживають також поняття відносної чутливості, як відношення відносної зміни вихідної величини до відносної зміни вхідної величини

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

Чутливість характеризує ступінь реагування засобу вимірювальної техніки на зміну вхідної величини. Якщо функція перетворення лінійна, то чутливість є величиною сталою. Якщо функція перетворення нелінійна, то чутливість є функцією вхідної величини $X$ і зв'язана з коефіцієнтом перетворення залежністю

$$S(X) = \frac{dY}{dX} = \frac{d[k(X)X]}{dX} = k(X) + \frac{dk(X)}{dX}X,$$

з якої виходить, що знаючи $k(X)$, завжди можна визначити $S(X)$, але не навпаки. Отже, коефіцієнт перетворення є інформативнішою характеристикою, як чутливість.

Поняття "чутливість" не слід ототожнювати з поняттям "поріг чутливості", під яким розуміють найменше значення вхідної величини, яке викликає помітну зміну вихідної величини. Поріг чутливості має розмірність вимірюваної величини, а розмірність чутливості визначається відношенням розмірностей вихідної та вхідної величин.

*Похибки.* Мірою досконалості засобу вимірювальної техніки з погляду його метрологічних характеристик є похибка засобу вимірювальної техніки. Для засобу вимірювань (вимірювального приладу) під (абсолютною) похибкою розуміють різницю між показом засобу вимірювань та істинним значенням вимірюваної величини за відсутності методичних похибок та похибок від взаємодії засобу вимірювань з об'єктом дослідження. Умови відсутності названих похибок створюються під час перевірки, коли значення вхідної величини знаходиться за допомогою зразкового засобу вимірювання.

Зауважимо, що в метрологічній практиці визначають приблизне значення похибки засобу вимірювань, тобто її оцінку. Оцінкою похибки є різниця між показом засобу

вимірювальної техніки і умовно істинним значенням (дійсним значенням) вимірюваної величини. На практиці слово "оцінка" звичайно опускається.

Теоретично абсолютна похибка міри – це різниця між номінальним (присвоєним мірі) значенням $x_м$ та істинним значенням $X$ величини, що відтворюється мірою, тобто

$$\Delta_м = x_м - X,$$

а практично вона оцінюється як

$$\Delta_{мд} = x_н - x_д,$$

де $x_д$ – дійсне значення відтворюваної мірою величини.

Для вимірювальних перетворювачів, номінальний коефіцієнт перетворення яких не дорівнює одиниці, похибка може бути визначена як за виходом, так і за входом. Абсолютна похибка вимірювального перетворювача за виходом – це теоретично різниця між істинним (практично різниця між дійсним) значенням вихідної величини перетворювача, що відповідає вхідній величині, та значенням вихідної величини, одержаної за істинним (дійсним) значенням вхідної величини за допомогою градуювальної характеристики чи номінальної функції перетворення.

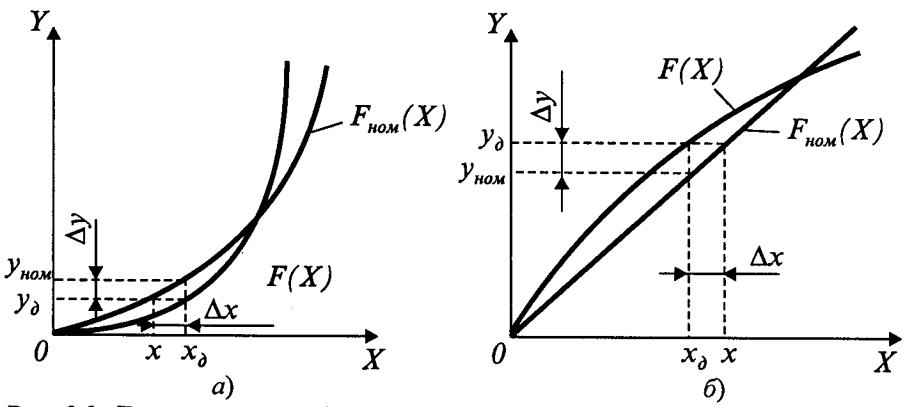



***Рис. 3.3.*** *До визначення зведених до входу та виходу похибок засобу вимірювань*

Різниця між значенням вхідної величини вимірювального перетворювача, що визначається за істинним (дійсним) значенням вихідної величини за допомогою градуювальної характеристики або функції перетворення, та істинним (дійсним) значенням вхідної величини є (абсолютною) похибкою вимірювального перетворювача за входом.

Оскільки причиною похибок вимірювального перетворювача є деяка різниця між дійсною $F(X)$ та номінальною $F_{ном}(X)$ функціями перетворення, то абсолютна похибка за виходом (рис. 3.3)

$$\Delta y = y_д - y_{ном} = [k_д(X) - k_{ном}(X)]\, x_д,$$

де $x_д$ – дійсне значення величини, поданої до входу вимірювального перетворювача; $y_д$ – дійсне значення вихідної величини, виміряне на виході вимірювального перетворювача; $y_{ном}$ – значення вихідної величини, визначене за номінальною функцією перетворення $F_{ном}(X)$ для дійсного значення вхідної величини $x_д$; $k_д(X)$ та $k_{ном}(X)$ – дійсний та номінальний коефіцієнт перетворення.

Абсолютна похибка, зведена до входу, визначиться як

$$\Delta x = x - x_д = \frac{y_д}{\text{k}_{\text{ном.у}}(X)} - x_д,$$

де $x$ – значення вхідної величини, що відповідає дійсному значенню вихідної величини $y_д$, визначеному за номінальною функцією перетворення; $k_{ном.у}(X)$ – номінальний коефіцієнт перетворення, що відповідає значенню $y_д$ за номінальною функцією перетворення.

## 3.6. Динамічні характеристики засобів вимірювальної техніки

Динамічні характеристики відповідають динамічному режиму роботи засобу вимірювальної техніки (ЗВТ), при якому перетворювана величина є функцією часу, тобто процесом. Модель процесу, відображаючи залежність від часу, характеризує динаміку перетворення, його динамічний режим, в якому засіб вимірювальної техніки трактується як динамічна система, а перетворення вхідного $X(t)$ сигналу у вихідний сигнал $Y(t)$ записується символічно у вигляді

$$Y(t) = AX(t),$$

де $A$ – оператор динамічної системи, поняття якого є узагальненням поняття коефіцієнт перетворення і охоплює відповідні математичні та логічні операції, необхідні для перетворення $X(t)$ у $Y(t)$. Конкретний вигляд оператора визначається структурою та параметрами динамічної системи. Якщо оператор задовольняє вимоги принципу накладання (суперпозиції), то він лінійний і динамічна система лінійна, а в протилежному випадку – вони нелінійні. Система, параметри якої не залежать від часу, називається стаціонарною, а якщо залежать, – то нестаціонарною.

Теоретично всі реальні динамічні системи більшою чи меншою мірою нелінійні і нестаціонарні, а їхні параметри розподілені. Практично більшість з них номінально можна вважати лінійними стаціонарними динамічними системами із зосередженими параметрами, за винятком тих, у яких нелінійність покладена в основу принципу дії.

Лінійна стаціонарна динамічна система із зосередженими параметрами описується звичайним динамічним рівнянням зі сталими коефіцієнтами:

$$a_n \frac{d^n y}{dt^n} + \ldots + a_1 \frac{dy}{dt} + a_0 y = b_m \frac{d^m x}{dt^m} + \ldots + b_1 \frac{dx}{dt} + b_0 x,$$

яке в операторній формі матиме вигляд

$$(a_n p^n + ... + a_1 p + a_0) y(t) = (b_m p^m + ... + b_1 p + b_0) x(t),$$

або скорочено

$$A_n(p) \cdot y(t) = B_m(p) \cdot x(t), \quad m \le n,$$

звідки

$$y(t) = \frac{B_m(p)}{A_n(p)} x(t) = Lx(t),$$

де $p = d/dt$ – оператор диференціювання, $L$ – лінійний оператор стаціонарної динамічної системи.

*Характеристики перетворення в часовій області.* Диференціальне рівняння динамічної системи є вичерпною її характеристикою, але його коефіцієнти важко піддаються експериментальному визначенню. Тому як характеристики перетворення в часовій області використовується імпульсна перехідна (вагова) функція $q(t)$ та перехідна функція $h(t)$ лінійної динамічної системи.

Імпульсна перехідна функція $q(t) = L\delta(t)$ (рис. 3.4,*а*) є відгуком (реакцією) динамічної системи на вхідне збурення у вигляді $\delta$-функції, яка за визначенням має властивості

$$\delta(t) = \begin{cases} 0, & при\ t \neq 0, \\ \infty, & при\ t = 0, \end{cases}$$

а

$$\int_{-\infty}^{\infty} \delta(t) dt = 1.$$

Вихідний сигнал такої системи при довільному обмеженому за значенням сигналі $x(t)$, який на досить короткому проміжку задовольняє умову $x(t)=const$, виражається через $q(t)$ за допомогою інтегрального оператора у вигляді

$$y(t) = \int_0^t q(t) x(t) dt.$$

Перехідна функція (рис. 3.4,*б*)

$$h(t) = L\ 1(t) = \int_0^t q(t) dt$$

є відгуком лінійної динамічної системи на вхідну дію у вигляді одиничної функції $1(t)$, похідна від якої $\frac{d1(t)}{dt} = \delta(t)$.

Оскільки $q(t) = \frac{dh(t)}{dt}$, то вихідний сигнал

$$y(t) = \frac{d}{dt}\int_0^t x(t)h(t)dt = \int_0^t x(t)dh(t).$$

Прикладом перехідної характеристики $h(t)$ може бути відхилення рухомої частини магнітоелектричного гальванометра при його вмиканні в коло з напругою.

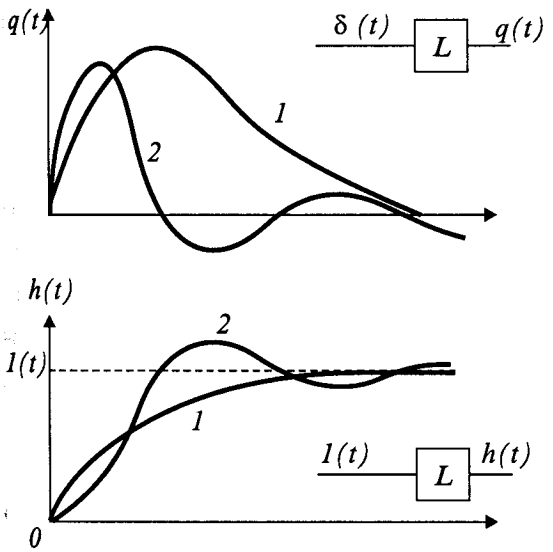



***Рис. 3.4.*** *Графіки імпульсної та перехідної характеристик: 1 – аперіодичної; 2 – коливної*

Імпульсна та перехідна характеристики вичерпно описують динамічні властивості лінійної динамічної системи. Вони порівняно легко піддаються експериментальному визначенню. Використовуючи інформацію, яку вони містять, можна знайти значення коефіцієнтів диференціального рівняння, які по-іншому важко ідентифікувати.

*Характеристики перетворення у частотній області.* З характеристиками перетворення в часовій області однозначно пов'язані характеристики перетворення в частотній області, що є наслідком дуальності часу і частоти.

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

Застосувавши до диференціального рівняння при початкових нульових умовах перетворення Лапласа, одержимо передаточну функцію

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

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

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

де $P(\omega)$ та $Q(\omega)$ – дійсна та уявна частини комплексної частотної характеристики.

Комплексна частотна характеристика є вихідною для визначення амплітудно-частотної

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

та фазочастотної

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

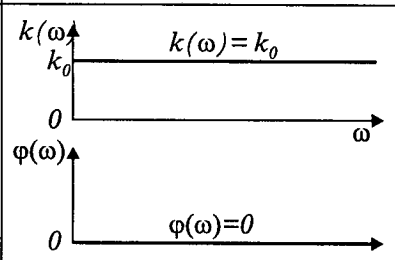
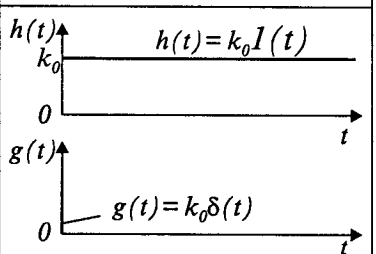
характеристик.

Динамічні властивості складних засобів вимірювальної техніки можна оцінити за динамікою вимірювальних перетворювачів (ВП) як складових елементів ЗВТ. Крім цього, у більшості випадків динамічні властивості ЗВТ визначаються саме динамічними властивостями первинних вимірювальних перетворювачів. Тому подальші викладки щодо динаміки ЗВТ будуть зведені до динаміки вимірювальних перетворювачів.

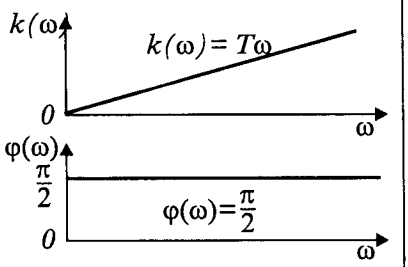
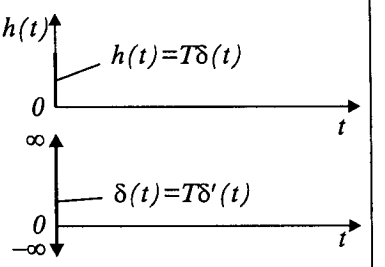
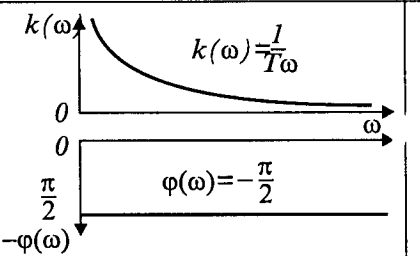
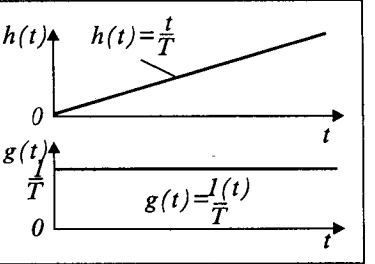
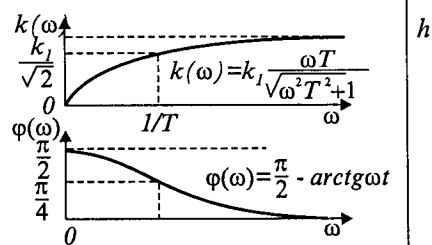
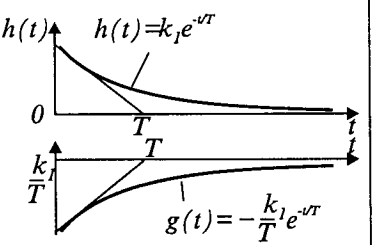
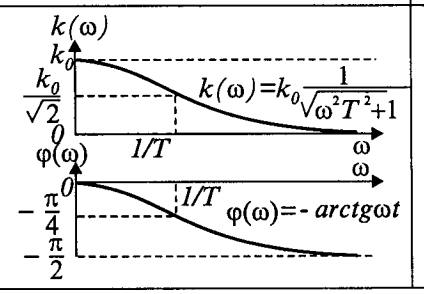
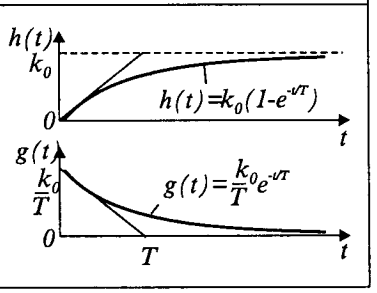
Залежно від порядку диференціального рівняння, яке описує динаміку ВП (порядку похідної в рівнянні), перетворювачі поділяють на перетворювачі першого, другого чи вищого порядків. Порівняльні характеристики деяких ідеальних та реальних перетворювачів першого порядку наведені в табл. 3.1.

*Таблиця 3.1*

**Динамічні характеристики перетворювачів першого порядку**

| Вид перетворювача | Частотні характеристики | Часові характеристики |
|---|---|---|
| 1 | 2 | 3 |
| Пропорційний (безінерц.)<br>$a_0Y(t)=b_0X(t)$<br>$W(s)=k_0$ ; $k_0=b_0/a_0$ |  |  |

*Закінчення табл. 3.1.*

| 1 | 2 | 3 |
|---|---|---|
| Ідеальний диференціювальний<br>$a_0Y(t)=b_1\frac{dX(t)}{dt}$<br>$W(s)=Ts;\ T=b_1/a_0$ |  |  |
| Ідеальний інтегрувальний<br>$a_1\frac{dY(t)}{dt}=b_0X(t)$<br>$W(s)=1/Ts;$<br>$T=a_1/b_0$ |  |  |
| Реальний диференціювальний<br>$a_1\frac{dY(t)}{dt}+a_0Y(t)=b_1\frac{dX(t)}{dt}$<br>$W(s)=k_1\frac{Ts}{Ts+1};$<br>$k_1=b_1/a_1;\ T=a_1/a_0$ |  |  |
| Реальний інтегрувальний<br>$a_1\frac{dY(t)}{dt}+a_0Y(t)=b_0X(t)$<br>$W(s)=k_0\frac{1}{Ts+1};$<br>$k_0=b_0/a_0;\ T=a_1/a_0$ |  |  |

Аперіодичний характер перехідних процесів властивий тепловим і хемічним перетворювачам. В електричних, механічних, акустичних перетворювачах, крім аперіодичного, може спостерігатися і коливний характер перехідного процесу. Робота таких перетворювачів описується диференціальними рівняннями другого порядку. При цьому диференціальні рівняння перетворювачів різної фізичної природи є аналогічними рівнянням узагальненого перетворювача. Через ідентичність диференціальних рівнянь перетворювачів з різною фізичною природою опис динамічних властивостей перетворю-

вачів другого порядку може бути здійснений в узагальнених характеристиках, одержаних розв'язанням диференціального рівняння другого порядку з узагальненими параметрами, тобто рівняння вигляду

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

де $a_2$, $a_1$, $a_0$ та $b_0$ – коефіцієнти узагальненого перетворювача, значення яких визначаються параметрами перетворювача.

Передаточна функція такого перетворювача буде мати вигляд

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

Позначивши ступінь заспокоєння перетворювача $\beta = a_1 / 2\sqrt{a_0 a_2}$, а власну частоту його коливань $\omega_0 = \sqrt{\frac{a_0}{a_2}}$, 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 $\eta = \omega / \omega_0$, 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

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

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

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

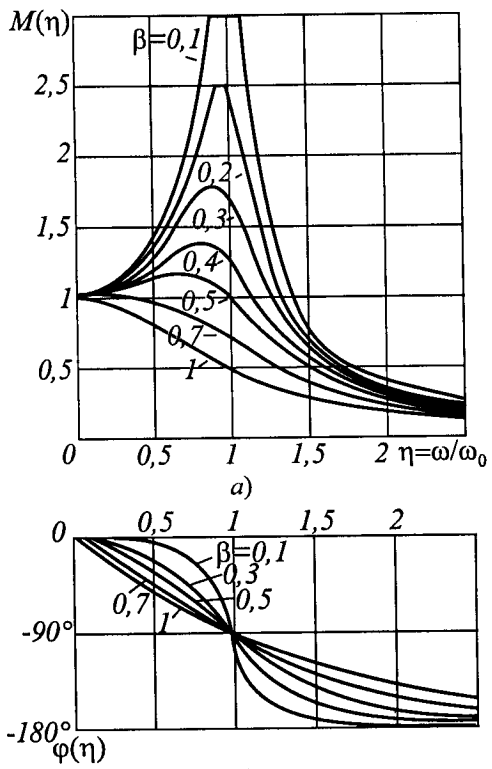



*Рис. 3.5. Частотні характеристики перетворювача другого порядку*

У цей вираз, як і у вираз для фазочастотної характеристики, не входить ні одне абсолютне значення параметрів перетворювача. Тому ці вирази можуть бути застосовані для опису роботи перетворювача будь-якої фізичної природи з будь-якими значеннями його параметрів, якщо ці параметри виразити у відносних одиницях (рис. 3.5).

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

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

Тоді згідно з теоремою розкладання перехідна функція набере вигляд

$$h(t)=k_0\times$$

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

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 $\beta$, 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 по експоненті (рис. 3.6);

2) $\beta>1$ – характеризує аперіодичний перехідний процес; перехідна та імпульсна перехідна функції в цьому випадку з врахуванням того, що $sinjx=jshx$, а $tgjx=jthx$, наберуть вигляд:

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

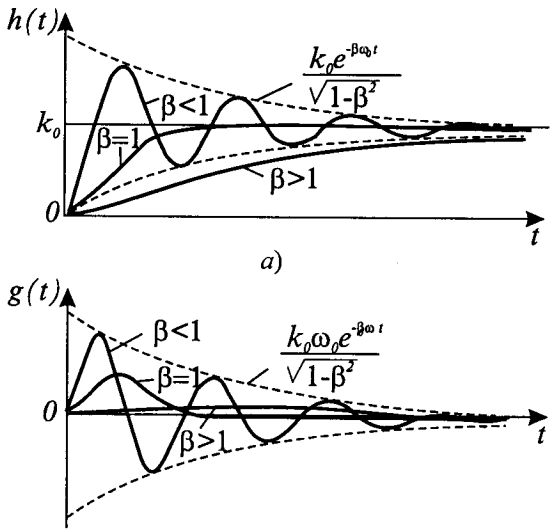



***Рис. 3.6.*** *Часові характеристики перетворювачів другого порядку*

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

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

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

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

Необхідно відзначити, що найбільше практичне значення має випадок, коли $\beta$ дещо менше від одиниці ($\beta \approx 0{,}8$), оскільки тривалість перехідного процесу в цьому випадку найменша.

# Розділ 4
# ЗАБЕЗПЕЧЕННЯ ЄДНОСТІ ТА ПОТРІБНОЇ ТОЧНОСТІ ВИМІРЮВАНЬ

## 4.1. Єдність вимірювань та метрологічне забезпечення

Неможливо уявити собі ні одного наукового експерименту, ні одного виробничого технологічного процесу, які могли б бути реалізовані без використання засобів вимірювальної техніки. Безумовно, вимоги до точності вимірювань дуже різні в різних конкретних випадках, але навіть найнижчі за точністю вимірювання не можуть бути здійснені без приведення до єдиної кількісної міри. Беззастережна єдність у вимірюваннях одних і тих же фізичних величин, незалежно від того, якими методами і засобами та в яких умовах виконуються вимірювання, – це основна вимога до сучасної вимірювальної техніки.

Формально єдність у вимірюваннях кожної окремої величини можна здійснити приведенням до довільно вибраного еталона, що відтворює одиницю даної фізичної величини. Але лише така еталонна база не може стати науковою основою вимірювальної техніки. Необхідна внутрішня єдність між окремими видами вимірювань, необхідні сучасні системи одиниць, орієнтовані на відповідну фізичну та математичну теорію. Власне такий підхід до проблеми забезпечення єдності вимірювань відповідає вимогам сьогодення і є однією із сторін метрологічного забезпечення. Іншою його стороною є забезпечення потрібної точності вимірювань. Відомо, що багато наукових відкриттів завдячують саме високій точності вимірювань, а подальше підвищення роздільчої здатності засобів вимірювальної техніки та суттєве підвищення точності є запорукою нових відкриттів. Але не тільки наука вимагає від засобів вимірювальної техніки високої точності – для сучасної промисловості це питання не менш актуальне. Дійсно, багато технологічних процесів можна реалізувати лише за умови найточнішого кількісного контролю параметрів на всіх етапах виробництва (наприклад, виробництво напівпровідників).

З кожним роком все ширший перелік промислових виробів та їх характеристик – від геометричних розмірів до складних фізико-хемічних властивостей – підпорядковує своїй регламентації стандартизація. Очевидно, що дотримання стандартів можливе лише за умови широкого використання засобів вимірювальної техніки та методів вимірювань, які у стані забезпечити єдність та потрібну точність вимірювань відповідних фізичних величин.

Основні положення щодо метрологічного забезпечення розроблення, виробництва, випробувань та експлуатації продукції, наукових досліджень, а також інших видів діяльності в усіх галузях економіки України регламентуються Державним стандартом України ДСТУ 3921.1-1999. Вимоги до забезпечення якості засобів вимірювальної техніки. Ч.1. Система метрологічного забезпечення.

*Метрологічне забезпечення*, під яким розуміють установлення та застосування метрологічних норм та правил, а також розроблення, виготовлення та застосування технічних засобів, необхідних для досягнення єдності та потрібної точності вимірювань, складається з наукової, законодавчої, нормативної, технічної та організаційної основ.

Науковою основою метрологічного забезпечення є метрологія як наука про вимірювання, методи і засоби забезпечення їх єдності та способи досягнення потрібної точності.

Законодавчою основою метрологічного забезпечення є Закони України, Декрети та постанови Кабінету Міністрів України, які спрямовані на забезпечення єдності вимірювань.

Нормативною основою метрологічного забезпечення є державні стандарти та інші документи державної системи забезпечення єдності вимірювань, відповідні нормативні документи Держстандарту України, методичні вказівки та рекомендації, що регламентують єдину номенклатуру, способи подання та оцінювання метрологічних характеристик, правила стандартизації та атестації засобів вимірювальної техніки, вимоги до проведень державних випробовувань, повірки, ревізії та експертизи засобів вимірювальної техніки.

Технічну основу метрологічного забезпечення становлять:

- система державних еталонів одиниць фізичних величин, яка забезпечує їх відтворення з найвищою точністю;
- система робочих еталонів та зразкових засобів вимірювань, за допомогою яких здійснюється передача розмірів одиниць фізичних величин робочим засобам вимірювань;
- система робочих засобів вимірювальної техніки, які використовуються під час розроблення, виробництва, випробувань та експлуатації продукції, наукових досліджень та інших видів діяльності;
- система стандартних зразків складу та властивостей речовин і матеріалів, що забезпечує відтворення одиниць фізичних величин, які характеризують склад та властивості речовин та матеріалів.

Організаційною основою метрологічного забезпечення є метрологічна служба України.

Метрологічна служба – мережа організацій, окрема організація або окремий підрозділ, на які покладена відповідальність за забезпечення єдності вимірювань у закріпленій сфері діяльності.

Національним органом із забезпечення єдності вимірювань в Україні згідно з прийнятим у квітні 1993 року Декретом Кабінету Міністрів України №40-93 «Про забезпечення єдності вимірювань» є Державний комітет України зі стандартизації, метрології та сертифікації (Держстандарт України).

Метрологічна служба України складається з державної метрологічної служби і відомчих метрологічних служб.

До складу державної метрологічної служби, яку очолює Держстандарт України, входять:

- відповідні підрозділи центрального апарату Держстандарту України;
- головна організація із забезпечення єдності вимірювань в Україні – Державне науково-виробниче об'єднання «Метрологія» (ДНВО «Метрологія»);
- головні організації з видів вимірювань і напрямів діяльності – ДНВО «Метрологія», Державний науково-дослідний інститут метрології вимірювальних та управляючих систем (ДНДІ «Система»), Український, Дніпропетровський, Івано-Франківський, Харківський та Білоцерківський центри стандартизації, метрології та сертифікації;
- державні служби єдиного часу й еталонних частот, стандартних зразків і матеріалів, стандартних довідкових даних про фізичні константи, властивості речовин та матеріалів;
- територіальні органи державної метрологічної служби в Республіці Крим, областях, містах і районах.

Функції державної метрологічної служби:

- удосконалення з урахуванням соціально-економічного розвитку України пріоритетних напрямів розвитку метрології;
- розроблення наукових, технічних, законодавчих та організаційних основ метрологічного забезпечення;
- організація виконання фундаментальних досліджень нових фізичних ефектів і уточнення значень фундаментальних фізичних констант із метою вдосконалення еталонної бази;
- встановлення одиниць фізичних величин, що допускаються до застосування;
- організація робіт, що пов'язані з розробленням, зберіганням і підтриманням на сучасному рівні еталонної бази України;

- встановлення єдиного порядку передавання розмірів одиниць фізичних величин від державних еталонів засобам вимірювань;
- встановлення єдиних вимог щодо метрологічних характеристик засобів вимірювань і характеристик похибок вимірювань;
- державний метрологічний нагляд за розробленням, виробництвом, станом, застосуванням, ремонтом, прокатом, продажем і зберіганням засобів вимірювань, дотриманням метрологічних норм і правил, а також за діяльністю відомчих метрологічних служб;
- стандартизація норм і правил метрологічного забезпечення;
- розроблення та затвердження державних стандартів та інших нормативних документів із забезпечення єдності вимірювань;
- організація державної повірки засобів вимірювань;
- введення Державного реєстру засобів вимірювань, допущених до застосування в Україні;
- організація розроблення та атестації методик виконання вимірювань;
- ліцензування на право виготовлення та імпорту засобів вимірювань;
- розроблення концепції участі України в роботі міжнародних організацій з метрології, а також реалізації міждержавних угод у галузі метрології і метрологічного забезпечення;
- виконання робіт, пов'язаних з взаємовизнанням результатів державних випробувань і затвердження типу, повірки, калібрування та метрологічної атестації засобів вимірювань та ін.

До відомчих метрологічних служб належать:

- підрозділи міністерств (відомств), на які покладені функції метрологічної служби;
- метрологічні служби об'єднань підприємств;
- метрологічні служби, посадові особи на підприємствах і організаціях, на які в установленому порядку покладені роботи з метрологічного забезпечення.

Основними функціями відомчих метрологічних служб є:

- визначення основних напрямів розвитку робіт з метрологічного забезпечення розроблення, виробництва, випробувань та експлуатації продукції на підпорядкованих підприємствах;
- організація проведення робіт, необхідних для забезпечення єдності та потрібної точності вимірювань на підпорядкованих підприємствах, в тому числі відомчої метрологічної повірки, калібрування та метрологічної атестації ЗВТ;

- організація та проведення відомчого метрологічного контролю.

***Міжнародні організації з метрології та стандартизації.*** Основними міжнародними організаціями з метрології, стандартизації та сертифікації є Міжнародна організація законодавчої метрології (OIML), Міжнародна організація зі стандартизації (ISO), Міжнародна електротехнічна комісія (IEC).

*Міжнародна організація законодавчої метрології* створена в 1956 році з метою встановлення єдності вимірювань на міжнародному рівні, забезпечення збігання результатів вимірювань і досліджень, що проводяться різними державами, для досягнення однакових технічних характеристик виробів, властивостей речовин, матеріалів та іншої продукції, яка є предметом товарообміну між державами. Організація розробляє рекомендації до оцінки похибок вимірювань, методів вимірювань, загальних питань теорії вимірювань, методів повірки засобів вимірювань, термінології, позначень і т.ін. Крім того OIML є науково-технічним центром з обміну інформацією про діяльність національних організацій з метрологічного нагляду.

Практичну діяльність із забезпечення єдності вимірювань на міжнародному рівні здійснює Міжнародне бюро мір і ваг, яке має у своєму складі наукові лабораторії, що територіально розміщені на інтернаціональній території у м. Севр (Франція). Основною задачею цього бюро є зберігання й підтримання міжнародних еталонів одиниць фізичних величин і порівняння з ними національних еталонів.

*Міжнародна організація зі стандартизації (ISO) існує з 1947 року.*

Метою організації є сприяння розвитку стандартизації на світовому рівні для полегшення міжнародного товарообміну і взаємодопомоги, а також для розширення співробітництва в галузі інтелектуальної, наукової, технічної і економічної діяльності.

Найстаршою організацією з міжнародного співробітництва в галузі стандартизації є *Міжнародна електротехнічна комісія (IEC)*. Формально вона затверджена в 1906 році в Лондоні.

Міжнародна електротехнічна комісія є основним міжнародним органом у галузі стандартизації з електротехніки й радіоелектроніки. Статут *IEC* бачить основну задачу комісії у сприянні координації національних стандартів у галузі електротехніки, радіоелектроніки і зв'язку. Крім стандартизації, *IEC* здійснює роботу з міжнародної сертифікації виробів електронної техніки.

З 1975 року рекомендації *IEC* отримали статус міжнародних стандартів.

## 4.2. Нормування метрологічних характеристик

***Метрологічні характеристики.*** Метрологічні характеристики засобів вимірювальної техніки – це характеристики, які впливають на результати та на похибки вимірювань і

призначені для оцінювання технічного рівня та якості ЗВТ, визначення результатів вимірювань та оцінки інструментальної складової похибки вимірювань. Номенклатура метрологічних характеристик встановлюється міждержавним стандартом ГОСТ 8.009–84. Це:

*1. Характеристики, призначені для визначення результатів вимірювань (без введення поправок).* До них, зокрема, належать:

- функція перетворення вимірювального перетворювача, а також вимірювального приладу з неіменованою шкалою або зі шкалою, відградуйованою в одиницях, відмінних від одиниць вхідної величини;
- номінальне значення однозначної міри або номінальні значення багатозначної міри;
- ціна поділки шкали вимірювального приладу або багатозначної міри;
- вид вихідного коду, кількість розрядів коду, номінальна ціна одиниці найменшого розряду коду засобів вимірювань, призначених для видачі інформації в цифровому коді.

2. *Характеристики похибок засобів вимірювань.* Нормування цих характеристик здійснюється з поділом похибки Δ засобу вимірювань на систематичну $\overline{\Delta}$ та випадкову $\overset{\circ}{\Delta}$ складові або без такого поділу. Для сукупності засобів вимірювань даного типу $\overline{\Delta}$ трактується як випадкова похибка, для якої нормують границю $\overline{\Delta}_{доп}$ її допустимого значення, математичне сподівання $M\left[\overline{\Delta}\right]$ та середнє квадратичне відхилення $\sigma\left[\overline{\Delta}\right]$. Основною нормованою характеристикою випадкової складової $\overset{\circ}{\Delta}$ є границя $\sigma_{доп}\left[\overset{\circ}{\Delta}\right]$ допустимого значення її середнього квадратичного відхилення. Для похибки Δ (без поділу на $\overline{\Delta}$ і $\overset{\circ}{\Delta}$) засобу вимірювань, як і для $\overline{\Delta}$ нормують границю $\Delta_{доп}$ допустимого її значення, математичне сподівання $M[\Delta]$ та середньоквадратичне відхилення $\sigma[\Delta]$. У спеціально обґрунтованих випадках вказують розподіл ймовірностей значень складових $\overline{\Delta}$ і $\overset{\circ}{\Delta}$.

3. *Характеристики чутливості до впливних факторів.* Ці характеристики нормуються встановленням номінальної функції впливу $\Psi(\xi)$ як залежності зміни метрологічних характеристик ЗВТ від змін впливних величин $\vec{\xi}$ чи неінформативних параметрів вхідного сигналу, а також встановлення границь допустимих змін метрологічних характеристик (зокрема характеристик похибок) при зміні впливних факторів в заданих границях. Границі допустимих змін похибок ЗВТ звичайно називають границями допустимої додаткової похибки ЗВТ.

4. *Динамічні характеристики.* Нормовані динамічні характеристики засобів вимірювань поділяються на повні та часткові. До повних відносять диференціальне рівняння, перехідну $h(t)$, імпульсну перехідну $q(t)$ та передавальну $W(s)$ функції, а також сукупність АЧХ і ФЧХ. До часткових – окремі параметри повних характеристик і характеристики, що не відображають повністю динамічні властивості засобів вимірювальної техніки, наприклад, час встановлення показів вимірювального приладу. Чинними стандартами динамічні похибки засобів вимірювань не нормуються, бо легше нормувати перераховані вище інші динамічні характеристики, що дають змогу оцінювати похибки у динамічному режимі роботи засобу вимірювань для конкретних умов його застосування.

5. Характеристики ЗВТ, що відображають їх здатність впливати на інструментальну складову похибки вимірювань ЗВТ внаслідок взаємодії з будь-яким компонентом, під'єднаним до входу чи виходу (таких, як об'єкт вимірювань, засіб вимірювань і т.д.). Прикладом характеристик такої групи можуть бути вхідний та вихідний імпеданси лінійного вимірювального перетворювача.

6. Неінформативні параметри вихідного сигналу ЗВТ.

***Класи точності.*** Клас точності засобу вимірювальної техніки (засобу вимірювань) – узагальнена характеристика, що визначається границями допустимої основної і додаткової похибок, а також іншими характеристиками, що впливають на його точність, значення яких регламентується. Клас точності засобу вимірювань, хоч і характеризує його властивості щодо точності, але не є безпосереднім показником точності вимірювань, які виконані а його допомогою.

Засобам вимірювань з двома чи більшою кількістю діапазонів вимірювань даної фізичної величини допускається присвоювати два і більше класів точності. Засобам вимірювань, які призначені для вимірювань двох і більше фізичних величин, також допускається присвоювати різні класи точності для кожної вимірюваної величини.

Границі допустимих основної і додаткової похибок засобів вимірювань встановлюють у формі абсолютних, зведених або відносних значень, залежно від характеру їх зв'язку з інформативним параметром вхідного чи вихідного сигналів.

Границі допустимої абсолютної основної похибки встановлюють за формулами:

$$\Delta = \pm a \qquad \text{чи} \qquad \Delta = \pm (a + bx),$$

де $\Delta$ – границі допустимої абсолютної основної похибки, що встановлена в одиницях вхідної чи вихідної величини або умовно в поділках шкали; $x$ – значення вхідної або вихідної величин засобу вимірювань чи кількість поділок, які відраховані по шкалі; $a$, $b$ – додатні числа, які не залежать від $x$.

Границі допустимої зведеної основної похибки встановлюють за формулою:

$$\gamma = \frac{\Delta}{X_N} = \pm p,$$

де $\gamma$ – границі допустимої зведеної основної похибки; $\Delta$ – границі допустимої абсолютної основної похибки; $X_N$ – нормувальне значення, яке вибирають залежно від характеру шкали; $p$ – абстрактне додатне число з ряду:[1; 1,5 (1,6); 2; 2,5 (3); 4; 5; 6]·$10^n$, де $n$=1; 0; -1; -2;

Значення, які стоять у дужках, для засобів вимірювань, які розробляються заново, не використовуються.

Нормувальне значення $X_N$ для засобів вимірювань з рівномірною, практично рівномірною чи степеневою шкалою і для вимірювальних перетворювачів встановлюють такими, що дорівнюють: більшій з границь вимірювань, якщо нульове значення $x$ знаходиться на краю або поза діапазоном вимірювань; більшому з модулів границь вимірювань, якщо нульове значення знаходиться всередині діапазону вимірювань (для електровимірювальних приладів допускається встановлювати $X_N$ таким, що дорівнює сумі модулів границь вимірювань).

Для засобів вимірювань фізичної величини, для яких прийнята шкала з умовним нулем, $X_N$ дорівнює модулю різниці границь вимірювань. Наприклад, для термометра зі шкалою від 200°С до 600°С нормувальне значення $X_N$ = 400°С.

Для засобів вимірювань із заданим номінальним значенням вимірюваної величини (наприклад частотомір з $f_{ном}$ = 50 Гц) і діапазоном вимірювань (45…55 Гц) $X_N$ дорівнює номінальному значенню, тобто 50 Гц.

Для вимірювальних приладів з суттєво нерівномірною шкалою нормувальне значення встановлюють рівним всій довжині шкали або її частині, що відповідає діапазону вимірювань. При цьому границі абсолютної похибки встановлюють, як і довжину шкали, в одиницях довжини.

Границі допустимої відносної основної похибки встановлюють за формулою:

$$\delta = \frac{\Delta}{x} = \pm q \qquad \text{чи} \qquad \delta = \frac{\Delta}{x} = \pm\left[c + d\left(\left|\frac{X_к}{x}\right| - 1\right)\right],$$

де $\delta$ – границі допустимої відносної основної похибки; $x$ – значення вимірюваної величини; $q$, $c$ та $d$ – абстрактні додатні числа, вибрані з того ж ряду, що і $p$ (для зведеної похибки); $X_к$ – більша (за модулем) із границь вимірювань.

Границі допустимої додаткової похибки засобів вимірювань можна встановлювати в формі, яка відрізняється від форми встановлення границь допустимої основної похибки. Їх встановлюють:

- у вигляді сталого значення для всього діапазону значень впливної величини або сталих значень для певних інтервалів цього діапазону;
- зазначенням відношення границі допустимої додаткової похибки, що відповідає регламентованому інтервалу значень впливної величини, до ширини цього інтервалу;
- наведенням граничної функції впливу як залежності границі допустимої додаткової похибки від впливних величин;
- наведенням функціональної залежності границь допустимих відхилень від номінальної функції впливу.

Границі допустимих похибок повинні бути виражені не більше, ніж двома значущими цифрами, причому похибка заокруглення під час обчислення границь повинна бути не більшою, ніж 5%.

Приклади позначення класів точності засобів вимірювань відповідно до міждержавного стандарту ГОСТ 8.401–80 наведені в табл. 5.1.

*Таблиця 5.1*

**Класи точності засобів вимірювальної техніки**

| Формула для границь допустимих похибок | Приклади границь допустимої основної похибки | Позначення класу точності | | Примітка |
|---|---|---|---|---|
| | | в документації | на засобах вимірювань | |
| $\Delta = \pm a$ | - | Клас точності М | М | - |
| $\Delta = \pm(a + bx)$ | - | Клас точності С | С | - |
| $\gamma = \frac{\Delta}{X_N} = \pm p$ | $\gamma = \pm 1{,}5$ | Клас точності 1,5 | 1,5 | Якщо $X_N$ виражається в одиницях вимірюваної величини |
| | $\gamma = \pm 1{,}5$ | Клас точності 1,5 | 1,5 (V) | Якщо $X_N$ визначається довжиною шкали |
| $\delta = \frac{\Delta}{x} = \pm q$ | $\delta = \pm 0{,}5$ | Клас точності 0,5 | (0,5) | - |
| $\delta = \pm\left[c + d\left(\left\|\frac{X_K}{x}\right\| - 1\right)\right]$ | $\delta = \pm\left[0{,}02 + 0{,}01\left(\left\|\frac{X_K}{x}\right\| - 1\right)\right]$ | Клас точності 0,02/0,01 | 0,02/0,01 | - |

## 4.3. Еталони одиниць фізичних величин

*Еталон* одиниці фізичної величини – це засіб вимірювальної техніки, що забезпечує відтворення і зберігання одиниці фізичної величини та передавання її розміру відпо-

відним засобам, що стоять нижче за повірочною схемою, і офіційно затверджений як еталон.

Відповідно до поділу фізичних величин міжнародної системи одиниць розрізняють еталони одиниць основних та похідних величин, а за точністю їх відтворення та за призначенням – первинні і вторинні.

*Первинні еталони* відтворюють та зберігають одиниці фізичних величин з найвищою в даній країні (порівнянно з іншими еталонами тієї ж одиниці) точністю. Їх різновидом є *спеціальні еталони*, призначені для відтворення одиниць в умовах, коли пряма передача розміру від первинного еталона з потрібною точністю технічно нездійсненна (надвисокі частоти, надто малі чи надто великі енергії, тиски, температури тощо) і замінюють в цих умовах первинні еталони.

До вторинних еталонів належать еталон-копія, робочий еталон та еталон передавання. *Еталон-копія* служить для передавання розміру одиниці фізичної величини робочим еталонам (зразковим засобам вимірювальної техніки). *Робочий еталон* призначений для передавання розміру фізичної величини зразковим засобам вимірювальної техніки, а в окремих випадках – робочим засобам вимірювальної техніки. Для взаємного зрівняння еталонів, які за тих чи інших обставин не можуть бути звірені безпосередньо, служить *еталон передавання*.

За складом еталони бувають у вигляді одиничних, групових еталонів, еталонних наборів або комплексу засобів вимірювальної техніки. *Одиничний еталон* становить одну міру, вимірювальний прилад або вимірювальну установку, а *груповий еталон* складається (для підвищення надійності) з одиничних мір чи вимірювальних пристроїв і відтворює розмір одиниці як середнє арифметичне. Елементи групового еталона можуть бути використані як одиничні робочі еталони.

Для зберігання чи відтворення розміру одиниці фізичної величини або її вимірювання в певному діапазоні значень служать набори відповідних мір або вимірювальних приладів (еталонні набори).

Еталони даної країни називають *державними* (національними), а еталони, що належать до певної групи країн, – *міжнародними*. Державні еталони реалізуються як комплекси ЗВТ, які забезпечують зберігання, відтворення та передавання розмірів одиниць вторинним еталонам. Для забезпечення єдності вимірювань у міжнародному масштабі державні еталони різних країн періодично звіряють між собою та з міжнародними еталонами, які знаходяться в Міжнародному бюро мір та ваг (МБМВ). Особливої актуальності набуває необхідність міжнародних звірень сьогодні при інтеграції світової економіки з метою взаємного визнання результатів сертифікаційних вимірювань. Заува-

жимо, що сертифікація – це процедура, в результаті якої третя (незалежна від виробника та постачальника) сторона дає письмове підтвердження про відповідність продукції певним вимогам, які поширюються на цю продукцію.

Передавання розміру одиниці фізичної величини від первинного еталона до робочих засобів вимірювальної техніки здійснюється за схемою, наведеною на рис. 5.1.

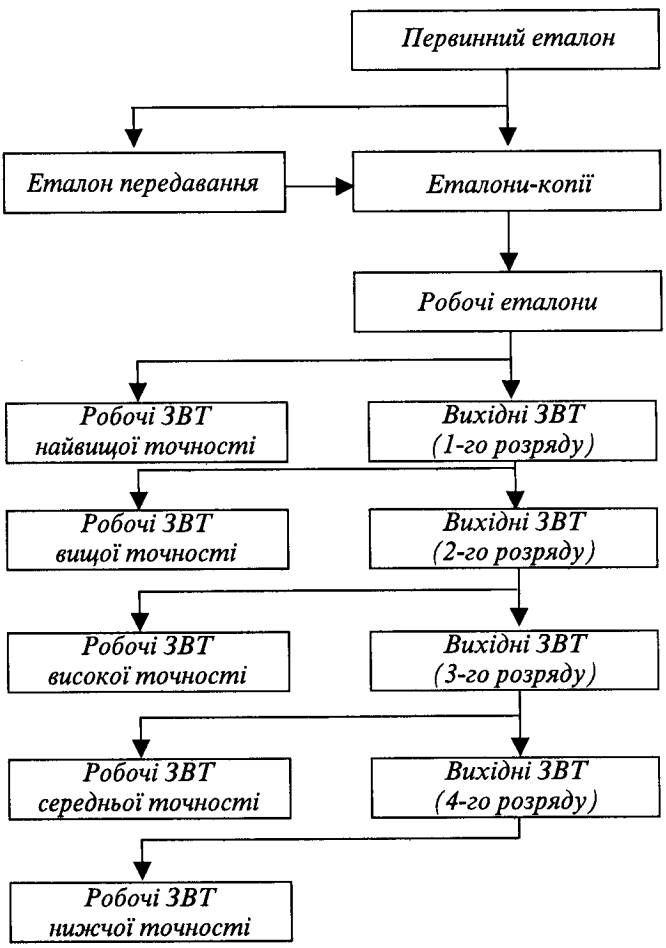



***Рис. 4.1.*** *Узагальнена схема передавання розміру одиниць фізичних величин*

Під передаванням розміру одиниці фізичної величини розуміють зведення одиниці фізичної величини, яка відтворюється або зберігається досліджуваним засобом вимірювальної техніки до розміру одиниці, що відтворюється або зберігається еталоном чи зразковим ЗВТ при їх звіренні. Це передавання здійснюється за участю *зразкових засобів* вимірювальної техніки, тобто ЗВТ, що служать для повірки інших ЗВТ і затверджених офіційно як зразкові. Засоби, що мають метрологічні характеристики, які відповідають найвищому ступеню повірочної схеми метрологічної служби, називають вихідними зразковими ЗВТ (1-го розряду). Всі інші зразкові ЗВТ за ієрархією поділяють на зразкові ЗВТ відповідно другого, третього та четвертого розрядів.

Для порівняння властивостей чи складу речовин (матеріалів) створюються зразкові речовини та стандартні зразки.

*Зразкова речовина* – зразкова міра у вигляді речовини з відповідними властивостями, які відтворюються при додержанні умов приготування, що подані у затвердженій специфікації, наприклад, чиста вода, чистий метал, сплав декількох металів тощо.

*Стандартний зразок* – міра для відтворення розмірів величин, що характеризують властивості чи склад речовин або матеріалів, наприклад, стандартний зразок складу певної руди для контролю правильності визначення вмісту її компонентів, стандартний зразок властивостей феромагнітного матеріалу.

Отже, проведення будь-якого вимірювального експерименту полягає у знаходженні співвідношення вимірюваної величини з деяким її значенням, що прийняте за одиницю, відтворення якої на найвищому за точністю рівні забезпечує еталон одиниці фізичної величини. Тому єдність і точність вимірювань різних фізичних величин значною мірою визначається станом еталонної бази метрології. У державних еталонах повинна бути втілена найвища точність відтворення як основних, так і похідних одиниць, досягнена сьогодні.

Оскільки вимоги до точності вимірювань тих чи інших фізичних величин не залишаються незмінними, а неухильно зростають з розвитком науки та техніки, то відповідно змінюються і вимоги до еталонів. Удосконалення і створення нових точніших еталонів становить вкрай складне та важке завдання. Це пояснюється тим, що можливості відомих способів еталонування у більшості випадків майже повністю вичерпали себе і простим удосконаленням існуючих методів та засобів підвищити точність еталонів на один чи тим більше декілька порядків неможливо. Щоб вийти з цього положення, сучасна метрологія змушена шукати принципово нові шляхи та способи еталонування важливіших фізичних величин, спираючись на досягнення інших наук і, перш за все, фізики.

У теоретичному плані точність еталона обмежена рівнем наших знань про природу, її фізичні, хемічні, біологічні та інші явища та закони, в технічному і технологічному планах – рівнем досконалості апаратури, яка реалізує ці явища та закони. Практика показує, що саме технічна сторона є в більшості випадків домінуючою. Тому зрозумілі постійні пошуки вчених-метрологів знайти або штучно створити такі явища чи ефекти, які б дозволили одержати результат практично не залежний від апаратурного рішення та впливних факторів (умов експлуатації).

Нагадаємо, що 20 травня 1875 року на дипломатичній конференції, що проходила в Парижі, повноважними представниками 17 держав була підписана Метрична конвенція, згідно з якою встановлювались міжнародні прототипи метра та кілограма, утворювались Міжнародне бюро мір і ваг (МБМВ) та Міжнародний комітет мір і ваг (МКМВ). Ця ініціатива була підтримана багатьма країнами світу і в 1882 році була утворена Міжнародна комісія у складі 30 держав для створення прототипів метричної системи мір і виготовлення нових платино-іридієвих прототипів метра та кілограма:

- міжнародний прототип метра у вигляді платино-іридієвої штрихової міри у вигляді рейки завдовжки 1 метр як приблизно 1/40 000 000 паризького географічного меридіана, що було прийнято за одиницю довжини;
- платино-іридієва гиря масою в 1 кг як маса 1 дм$^3$ чистої води при температурі 4°С, прийнятою за одиницю маси.

Найстаріше означення шкали часу базувалось на видимому русі зірок на небі. Так тривалість дня від сходу до заходу Сонця розбивалась на 12 годин, тривалість яких, своєю чергою, була функцією пори року. Дальше година ділилась на 60 хвилин, а згодом появилось поняття секунди як 1/60 частка хвилини. Офіційно перша шкала часу базувалася на тривалості тропічного року. МКМВ в 1956 році визначив секунду як 1/31556925,9747 частка тропічного року. Практично астрономічна одиниця часу стала доступною завдяки сигналам часу від кварцового генератора імпульсів.

З розвитком науки і техніки удосконалювались й еталони. Ще на початку XX століття М. Планк показав, що основні одиниці, зумовлені найзагальнішими законами фізики, можуть бути визначені через фундаментальні фізичні константи. Однак одиниці довжини, маси та часу, що визначались М. Планком через такі фундаментальні фізичні константи, як швидкість світла, стала Планка та гравітаційна стала, знаходяться надзвичайно далеко від значень, які використовуються на практиці. Так, планківські одиниці довжини, маси та часу дорівнювали відповідно: $l \approx 10^{-33}$ см, $m \approx 10^{-5}$ г, $t \approx 10^{-43}$ с. Тому ці одиниці в метрології розповсюдження не знайшли.

Сьогодні ж ідея М. Планка втілена в означенні та відтворенні чотирьох основних одиниць: метр – на швидкості світла у вакуумі, секунда – на частоті квантового переходу атомів цезія–133, кельвін – на використанні реперних точок постійної температури (потрійна точка води – 273,16 К, точка твердіння цинку – 692,73 К, точка твердіння золота – 1337,58 К та інші), кандела – на використанні фундаментальних властивостей світлового випромінювання абсолютно чорного тіла, моль – на числі Авогадро.

Складніше з відтворенням ампера. Його означення в SI містить ряд припущень, а технічна реалізація через струмові ваги, що базуються на механічних вимірюваннях, не дозволяє одержати необхідної точності відтворення одиниці. Пошуки шляхів підвищення точності відтворення цієї основної одиниці пішли, зокрема, у напрямку означення ампера через вольт та ом, які, в свою чергу, реалізуються через квантові ефекти Джозефсона та Холла.

Як відомо, в 1962 році фізиком Джозефсоном було відкрито ряд тунельних ефектів у надпровідникових структурах. Використання в метрології нестаціонарного ефекту Джозефсона дозволяє відтворювати значення ЕРС зв'язане з частотою $f$ (яка вимі-

рюється з найвищою з усіх фізичних величин точністю) та фундаментальними фізичними сталими співвідношенням

$$E_{Дж} = n\frac{h}{2e}f,$$

де $n$ =1,2,..., $n$ – номер сходинки на вольт-амперній характеристиці контакту Джозефсона; $h$ – стала Планка; $e$ – заряд електрона.

Після певних теоретичних та експериментальних досліджень у 70-х роках XX ст. було створено еталон одиниці ЕРС, за допомогою якого стало можливим відтворювати розмір вольта з невиключеною систематичною похибкою приблизно $1\cdot10^{-8}$. Це відкрило перспективу зниження похибки відтворення інших електричних величин в 10...15 разів, що привело до перегляду всієї системи еталонів електричних величин.

Подальшим етапом розвитку та удосконалення системи еталонів одиниць електричних величин стало створення еталона ома на базі відкритого в 1980 році квантового ефекту Холла і прийняття Міжнародним комітетом з мір і ваг рекомендації про перехід з 1990 року на нове визначення ома на основі цього ефекту.

Отже, можна зробити висновок, що в існуючій сьогодні системі еталонів одиниць електричних величин еталон вольта є найточнішим і найважливішим. Існують навіть пропозиції деяких вчених щодо переходу від системи МКСА до системи МКСВ, в якій вольт займав би місце основної одиниці і визначався б на основі ефекту Джозефсона, а ампер визначався б через вольт.

Найбільшою проблемою метрологів є відтворення кілограма, яке до цього часу проводиться за допомогою прототипів платино-іридієвих гир. Окрім організаційно-технічних труднощів, відбувається поступова зміна маси еталонних гир з часом внаслідок фізико-хімічних процесів. Тому йде інтенсивний пошук природних методів відтворення одиниці маси, з яких найперспективнішим є метод, пов'язаний з підрахунком кількості структурних елементів певного хімічного елемента, наприклад, атомів ізотопу кремнію–28. Але для цього потрібно підвищити точність визначення числа Авогадро, над чим працює зараз наукова думка.

Зупинимось детальніше на відтворенні одиниці температури, точніше на побудові температурної шкали. На відміну від таких фізичних величин, як довжина, маса чи площа, температура є не екстенсивною (параметричною), а інтенсивною (активною) величиною, тобто температура не має властивостей адитивності. При поділі тіла на частини температура кожної зберігається (залишається незмінною). Отже, температура тіл, що знаходяться в термічній рівновазі, однакова. Це явище не має безпосереднього

шляху побудови температурної шкали, не дає можливості створити еталон температури аналогічно тому, як створюються еталони екстенсивних величин.

Завдання побудови температурної шкали може бути вирішене вимірюванням певної термічної властивості тіла (термоперетворювача), що знаходиться в термічній рівновазі з досліджуваною системою. Властивість та вид тіла можуть бути вибрані довільно (за відповідною домовленістю). Повинна також бути вибрана нульова точка шкали, в чому для екстенсивних величин нема потреби.

Оскільки вибір термоперетворювача та його вимірюваної властивості принципового значення не мають, то можуть бути вибрані такі тіла та їх властивості, що буде забезпечена відтворюваність та практична застосовність, а також можливість розрахунку теоретичної температурної шкали.

Такою шкалою в діапазоні температур в границях від 273,16 *К* до 1357,77 *К* є Міжнародна температурна шкала МТШ-90, прийнята в 1990 році на 17 сесії Консультативного Комітету з проблем термометрії. Згідно з МТШ-90 відтворення одиниці температури в цьому діапазоні засновано на використанні семи визначальних (реперних) точок постійної температури:

- рівновага між твердою, рідкою та газоподібною фазами води (потрійна точка води) – 273,16 *К*;
- рівновага між твердою та рідкою фазами (точка плавлення) галію – 302,9146 *К*;
- рівновага між твердою та рідкою фазами (точка твердіння) індію – 429,7485 *К*;
- рівновага між твердою та рідкою фазами (точка твердіння) олова – 505,078 *К*;
- рівновага між твердою та рідкою фазами (точка твердіння) цинку – 692,677 *К*;
- рівновага між твердою та рідкою фазами (точка твердіння) алюмінію – 933,473*К*;
- рівновага між твердою та рідкою фазами (точка твердіння) міді – 1357,77 *К*.

Для забезпечення передавання розміру одиниці температури в цьому діапазоні використовують низькотемпературні платинові термоперетворювачі ПТО-10, ПТО-25 з номінальним опором в потрійній точці води, відповідно, 10 та 25 *Ом* і високотемпературні термоперетворювачі ВТО з номінальним опором 0,6 *Ом*. Термоперетворювачі атестують у відповідних реперних точках.

Первинний еталон одиниці сили світла кандели виконаний у вигляді трубки з окису торію, зануреної в розплавлену платину. Кандела – це сила світла, що випромінюється з поверхні площею 1/60 000 $м^2$ повного випромінювача в перпендикулярному напрямку при температурі випромінювача, що дорівнює температурі твердіння платини при тиску 101 325 *Па*.

Точність відтворення одиниць фізичних величин еталонами дуже неоднакова. Деякі еталони Національної еталонної бази України мають такі характеристики. Найточнішим є еталон часу та частоти, який в діапазоні від $1 \cdot 10^{-10}$ до $1 \cdot 10^{8}$ *с* забезпечує відтворення одиниці з відносним середньоквадратичним відхиленням (СКВ) результату вимірювань, що не перевищує $5 \cdot 10^{-14}$ при невиключеній відносній систематичній похибці $\delta \leq 1 \cdot 10^{-13}$. Державний первинний еталон одиниці маси з номінальним значенням 1 *кг* забезпечує абсолютне СКВ $\leq 8 \cdot 10^{-3}$ *мг*, а державний первинний еталон одиниці ЕРС в діапазоні від 0,01 до 1 В – відносне СКВ$\leq 5 \cdot 10^{-9}$ та $\delta \leq 1 \cdot 10^{-8}$.

## 4.4. Державний метрологічний нагляд

Державний метрологічний нагляд – це діяльність спеціально уповноважених органів державної метрологічної служби з метою перевірки дотримання метрологічних норм та правил. Аналогічна діяльність на підприємствах (організаціях) здійснюється акредитованими метрологічними службами цих підприємств.

Система метрологічного нагляду – це комплекс правил, положень і вимог технічного, економічного і правового характеру, що визначають організацію і порядок здійснення робіт з повірки, метрологічної ревізії та експертизи засобів вимірювальної техніки.

Повірку засобів вимірювальної техніки здійснюють для визначення похибок цих засобів та встановлення їх придатності для застосування за призначенням. Державна повірка здійснюється органами державної метрологічної служби (або за їх дорученням) засобів вимірювальної техніки, які використовуються в сферах, що підлягають державному метрологічному нагляду. Повірка ЗВТ, що не підлягають державній повірці, здійснюється акредитованими метрологічними службами підприємств.

Передбачено первинну, періодичну, позачергову, інспекційну та експертну повірки. Первинна повірка засобів вимірювальної техніки проводиться при їх випуску із виробництва або після ремонту, а також при імпорті партіями. Періодичній перевірці підлягають засоби вимірювальної техніки, що знаходяться в експлуатації через відповідні проміжки часу, міжповірочні інтервали, що встановлюються з розрахунком забезпечення справності засобів вимірювань на період між повірками. Позачергова повірка проводиться при пошкодженні клейма чи пломби, втрат документів про періодичну повірку, при введенні в експлуатацію засобів вимірювань, що імпортуються, а також в інших випадках, коли необхідно впевнитися у справності засобів вимірювань.

Експертна повірка виконується у випадку виникнення спірних питань стосовно метрологічних характеристик, придатності та правильності використання ЗВТ. Інспекційна повірка проводиться при метрологічній ревізії, яку виконують, здійснюючи державний нагляд. Метрологічна ревізія засобів вимірювань здійснюється на підпри-

ємствах, що їх виготовляють, ремонтують чи експлуатують, і в організаціях, що їх зберігають та продають. Мета ревізії – удосконалення парку засобів вимірювань і підвищення ефективності метрологічного забезпечення виробництва. Під час ревізії контролюють наявність і правильність технічної документації на засоби вимірювань і на контрольно-вимірювальні операції, технічний рівень і правильність експлуатації, якість засобів вимірювань тощо. На підставі результатів метрологічної ревізії органи метрологічної служби вживають заходів щодо усунення виявлених недоліків, вносять пропозиції щодо удосконалення метрологічного забезпечення.

Метрологічна експертиза здійснюється при виникненні спірних питань щодо оцінки стану засобів вимірювань, методів і засобів повірки та правильності їх застосування.

Основні правила повірки засобів вимірювань такі. Всі засоби вимірювань підлягають обов'язковій державній чи відомчій перевірці. Винятком є індикатори, які призначені для спостережень за зміною фізичних величин без оцінки їх значень з нормованою точністю, а також навчальні засоби вимірювань.

Повірку засобів вимірювань можуть проводити тільки органи метрологічної служби, що мають відповідний на це дозвіл. Такий дозвіл видається їм, якщо вони мають умови, необхідні для забезпечення належної якості повірки, – засоби, кадри, нормативні документи, приміщення. До виконання повірки засобів вимірювань допускаються особи, які пройшли спеціальне навчання і здали екзамени у навчальних закладах Держстандарту. Державну повірку можуть виконувати тільки особи, які мають кваліфікацію державного верифікатора.

Основні операції повірки засобів вимірювальної техніки полягають у визначенні їх похибок та встановлення їх придатності до застосування. Перелік характеристик і ознак, які контролюються при перевірці, регламентується нормативно-технічними документами на засоби вимірювання, зокрема технічними умовами.

Результати повірки оформляють протоколом, в який вносять формальні дані (назва, тип, завод-виробник, рік випуску, номер) і номінальні характеристики засобу вимірювань, а також умови проведення повірки (температура, тиск, вологість), результати вимірювань при перевірці, висновки про придатність чи непридатність засобу вимірювань для застосування його за призначенням. Засоби вимірювань, які не задовольняють вимоги технічних умов, хоча би за однією з ознак, що підлягають контролю, визнаються непридатними для застосування.

# Розділ 5
# ОЦІНЮВАННЯ ПОХИБОК ВИМІРЮВАНЬ

## 5.1. Характеристики якості вимірювань

***Точність вимірювання.*** Кінцевою метою всякого вимірювання є знаходження результату вимірювання як оцінки істинного значення вимірюваної величини. Позитивною якісною ознакою вимірювання є точність вимірювання, що характеризує близькість результату до істинного значення. Чим ближче результат до істинного значення, тим точніше вимірювання і навпаки. Спеціального кількісного визначення точність не має.

***Похибка результату вимірювання.*** Традиційно для кількісного оцінювання якості вимірювання застосовують негативну характеристику – похибку результату вимірювання або часто просто похибку вимірювання як відхилення результату вимірювання $x$ від істинного (справжнього) значення $X$ вимірюваної величини.

$$\Delta = x - X.$$

Використання похибки як характеристики якості вимірювань зумовлено тим, що принаймні похибки ЗВТ можна визначити (можливо наближено) експериментальним шляхом, наприклад, подаючи на його вхід відоме значення величини і зіставляючи з ним результат вимірювання. Експериментально можна перевірити також методики вимірювань певних величин, що виконуються певними ЗВТ в певних умовах.

Похибки вимірювань виникають внаслідок різноманітних причин (див. нижче класифікацію). Під час глибокого вивчення об'єкта і вимірювальної величини, покращення засобів вимірювальної техніки, способів їх використання, методик виконання вимірювань, корекції та опрацювання результатів тощо, вплив похибок на результат вимірювання зменшують, а отже, і зменшують похибку вимірювання. Однак принципово зазначені фактори не можна усунути чи виключити повністю. Тому в наведеному рівнянні похибки залишаються *дві невідомі величини* – похибка $\Delta$ та істинне значення вимірюваної величини $X$ (інакше відпала би потреба у вимірюванні). Отже, теоретично за відомого результату вимірювання $x$ неможливо визначити ні істинне значення величини, ні фактичне значення похибки. Оскільки неможливе абсолютно точне вимірювання, то і неможливо точно визначити похибку вимірювання, що є одним з головних протиріч вимірювань.

На практиці, щоб вийти з цього протиріччя, визначають не точне значення похибки вимірювання, а оцінюють певні її характеристики, зокрема деякий інтервал, в якому вона може знаходитися. При цьому цей інтервал може бути з твердими, або з безумовними границями, в тому сенсі, що ні за яких умов похибка вимірювання не вийде з цього інтервалу, або з м'якими, чи умовними (імовірнісними, довірчими чи вірогідними) границями, в тому сенсі, що похибка вимірювання знаходиться в цьому інтервалі лише з певною ймовірністю.

Кінцевою метою аналізу похибок вимірювань якраз є оцінювання границь (умовних чи безумовних), в яких знаходиться фактичне значення похибки. Вважають, що результат вимірювання разом з інтервалом, що визначається границями похибки вимірювання, накриває з певною ймовірністю істинне значення вимірюваної величини.

***Невизначеність (непевність) результату вимірювання.*** Невідомість істинного значення величини і неможливість точного визначення похибки вимірювання спричинилися до створення міжнародними організаціями з метрології та вимірювань (ISO, IEC, IMECO та ін.) нормативних документів, в яких для оцінювання якості вимірювань застосовується термін "невизначеність" ("непевність") результату вимірювання. Офіційне означення: невизначеність (непевність) – це пов'язаний з результатом вимірювання параметр, який характеризує розсіювання значень, які можна обґрунтовано приписати вимірюваній величині.

***Примітка.*** Оскільки результат вимірювання – це експериментальна оцінка розміру величини, тобто значення величини, то рекомендований в українському стандарті ДСТУ 2681–94 "Метрологія. Терміни та визначення" термін "невизначеність результату вимірювання" по суті означає "невизначеність значення". Тобто термін не є цілком коректним. Це зумовлено недосконалим перекладом оригінальних, відповідно англійського "uncertainty" та французького "incertitude", термінів українською мовою. Зауважимо, що терміну "невизначений" в англійській мові відповідає термін "undetermined". В первісному розумінні терміни "uncertainty" та "incertitude" означають сумнів, непевність, тобто стосовно вимірювань, вони означають сумнів щодо отриманого в результаті вимірювань значення. Тому більш досконалим в українській мові є термін "непевність" результату вимірювання, яка характеризує його неоднозначність.

Невизначеність (непевність) результату пов'язана з нестачею точних знань про об'єкт, вимірювальну величину, про характеристики засобів вимірювальної техніки, умови їх застосуваннь тощо, тобто тими ж факторами, що зумовлюють похибки вимірювань. Ці фактори спричиняються до того, що для навколо отриманого результату вимірювання є певна зона невизначеності (непевності). Якщо говорити не про точне визначення похибок вимірювань, а про наближене оцінювання їх значень, то кількісне визначення як непевності вимірювання, так і оцінки похибки вимірювання ґрунтуються на цих самих даних (характеристики ЗВТ, об'єкта, умов вимірювань тощо) і в остаточному рахунку

дають ідентичну кількісну міру неточності результату. Тільки цю міру називають порізному або "непевність результату вимірювання", або "оцінка похибки вимірювання".

## 5.2. Складові похибок вимірювань

***Абсолютна і відносна похибки.*** Наведене вище означення похибки, як відхилення результату вимірювання $x$ від істинного (справжнього) значення $X$ вимірюваної величини ($\Delta = x - X$), є означенням власне абсолютної похибки. Загалом, коли говорять "похибка вимірювання", то переважно мають на увазі абсолютну похибку. Одиницею абсолютної похибки є одиниця вимірюваної величини.

Для порівняння якості вимірювань різних значень однієї величини або різних вимірюваних величин абсолютна похибка є не зручною. Для кількісної характеристики якості вимірювання в таких випадках використовують відносну похибку, теоретично як відношення абсолютної похибки до *істинного* значення вимірюваної величини, а практично – до виміряного значення (результату вимірювань)

$$\delta = \frac{\Delta}{X} \cong \frac{\Delta}{x},$$

оскільки істинне значення залишається невідомим. При цьому відмінність між теоретичним та практичним значеннями відносної похибки нехтовно мала: відносну похибку зазвичай виражають у відсотках ($\delta_{\%} = \delta \cdot 100$), часом у так званих *ppm* (одна мільйонна частка, $\delta_{ppm} = \delta \cdot 10^6$) або залишають у відносних одиницях. При цьому справедливі співвідношення: 1 *ppm*=0,0001%=$10^{-6}$.

При вимірюванні певної величини чи сукупності різних величин основними елементами вимірювального процесу виступають (рис. 5.1) об'єкт дослідження, зі своїми властивостями – вимірюваними величинами, засоби вимірювальної техніки (ЗВТ), при взаємодії яких з об'єктом отримують вимірювальну інформацію, експериментатор, що організовує вимірювальну процедуру і часто безпосередньо виконує певні вимірювальні операції, наприклад, зчитування результатів вимірювань зі шкал приладів, проводить необхідні опрацювання результатів, для яких можуть використовуватися обчислювальні засоби. Всі ці елементи вимірювального процесу є під дією навколишнього середовища, властивості якого змінюються в часі та просторі, і становлять умови вимірювання.

Відповідно до сказаного залежно від причини чи місця виникнення розрізняють похибки:

- від невідповідності моделі вимірюваної величини та справжньої властивості об'єкта, розмір якої треба виміряти (вимірюємо не те, що мали б вимірювати);

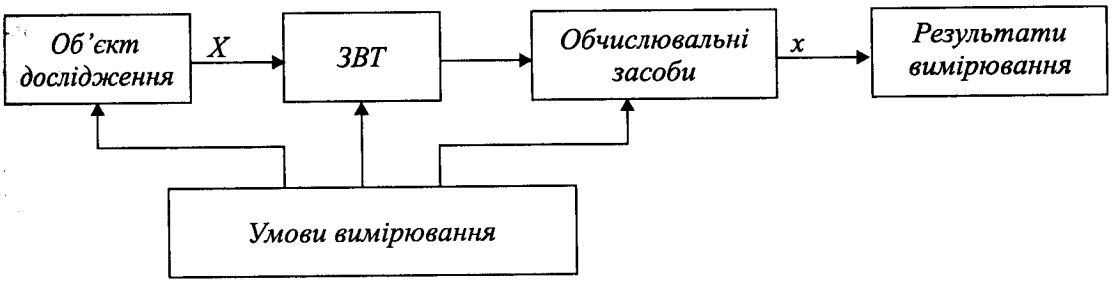



*Рис. 5.1. Елементи вимірювального процесу*

- від недосконалості засобів, що використовують при вимірюваннях;
- від взаємного впливу засобів та об'єкта;
- від впливу зовнішніх умов на об'єкт та засоби вимірювань;
- від недостатньої кваліфікації експериментатора, що здійснює вимірювання;
- від недосконалості обчислювального алгоритму та виконуваних обчислень при опрацюванні первинних результатів для отримання результату вимірювання величини.

Інструментальні похибки – це похибки, які зумовлені недосконалістю засобів вимірювальної техніки та залежністю їх властивостей від впливу зовнішніх умов. Серед усіх інших можливих складових інструментальна похибка вимірювання є завжди присутньою.

Засоби вимірювальної техніки використовують в певних умовах. Серед них температура довкілля, його тиск, вологість, напруженість магнітного, електростатичного поля, інтенсивність електромагнітного поля, рівень завад спільного і нормального видів, рівень радіації, механічних вібрацій, струсів та ударів, напруга та частота живлення, певне просторове положення та інші. Хоча ці величини не вимірюються даним ЗВТ, однак вони впливають на його роботу, змінюючи покази чи інші характеристики. Їх називають впливними величинами. Для кожної з впливних величин встановлюють нормальні значення або область нормальних значень (нормальні умови), а також область робочих значень (робочі умови). Для кожного типу ЗВТ регламентують вид впливних величин і конкретні їх нормальні та робочі області значень. Наприклад, нормальною областю температури для деякого ЗВТ може бути температура (20±2) °*C* (від 18 °*C* до 22 °*C*), а робоча область температур – від 5 °*C* до 35 °*C*. Або нормальна область напруги живлення деякого ЗВТ становить 220В ±4%, тобто від 211,2 *В* до 228,8 *В*, а робоча область, наприклад, від 186 *В* до 244 *В*.

Якщо всі регламентовані для даного ЗВТ впливні величини є в області нормальних значень (вимірювання в нормальних умовах), то для ЗВТ оцінюють лише *основну похибку*. Отже, основна похибка ЗВТ – це його похибка в нормальних умовах.

Якщо одна чи більше впливних величин виходять за границі нормальних значень, але є в границях робочих значень, то, крім основної, необхідно оцінювати відповідні додаткові похибки.

Нарешті, якщо хоч одна з впливних величин виходить за границі робочої області, то інструментальна похибка не може бути оцінена і результати вимірювань не можна використовувати за призначенням.

Основну та додаткові похибки ЗВТ оцінюють за їх класом точності, враховуючи фактичні умови вимірювань.

Що стосується вимірювальних приладів, то числове значення класу точності найчастіше певним способом відображає границі основної допустимої їх похибки, і переважно – зведеної. За означенням зведена похибка вимірювального приладу – це відношення абсолютної похибки до певного встановленого, так званого нормувального значення $X_N$, за яке найчастіше використовують границю вимірювання (кінцеве $X_к$ значення) даного діапазону ($X_N = X_к$)

$$\gamma = \frac{\Delta}{X_N} 100\% = \frac{\Delta}{X_к} 100\%.$$

Для аналогових (з покажчиком і шкалою) приладів клас точності переважно відображений одним числом, яке встановлює виражені у відсотках границі основної допустимої зведеної $\gamma_{гр}$ похибки

$$Кл.т = \gamma_{гр} = \frac{\Delta_{гр}}{X_N} 100\% = \frac{\Delta_{гр}}{X_к} 100\%.$$

Тут $\Delta_{гр}$ – границі основної абсолютної похибки. Наприклад, є електродинамічний амперметр на $I_к$=5*А*, класу точності 0,5. Цей запис означає, що границі основної (в нормальних умовах) допустимої зведеної (до $I_к$=5*А*) похибки становлять ± 0,5%.

За відомого показу приладу *x*, його класу точності *кл.т* та границі вимірювання $X_к$ відповідно до означень можна визначити границі основних похибок:

- абсолютної $$\Delta_{гр} = \frac{\gamma_{гр} \cdot X_к}{100\%} = \pm \frac{кл.т. \cdot X_к}{100\%},$$

- та відносної $$\delta_{гр} = \frac{\Delta_{гр}}{x} 100\% = \pm кл.т \frac{X_к}{x}.$$

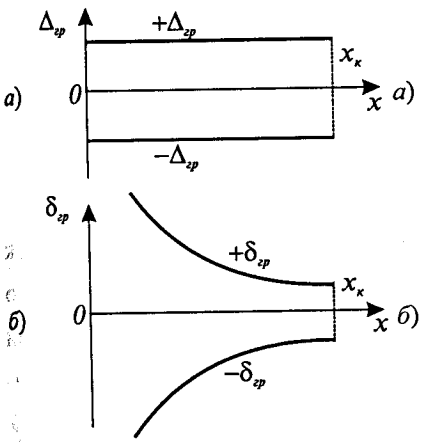



***Рис. 5.2.*** *Границі допустимих значень основної абсолютної та відносної похибок аналогового приладу*

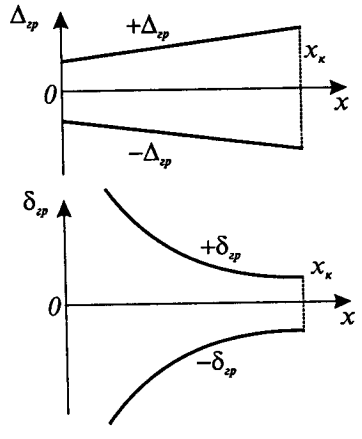



***Рис. 5.3.*** *Границі допустимих значень основної абсолютної та відносної похибок цифрового приладу*

Як бачимо з викладеного, при нормуванні класу точності у формі зведеної похибки одним числом, границі основної абсолютної похибки приладу не залежать від його показу, тобто є однаковими у всьому діапазоні вимірювання (рис. 5.2,*а*). Границі відносної похибки зростають зі зменшенням показу (рис. 5.2,*б*). При цьому лише в кінці діапазону (показ приладу $x = X_к$) границі відносної похибки чисельно збігаються з класом точності. При показі в половину шкали границі відносної похибки зростають вдвічі, а при показі в одну десяту від кінцевого значення – в десять раз. Тому для забезпечення невеликих відносних похибок (а вони є мірою якості вимірювання) границю вимірювання приладу необхідно вибирати так, щоб його показ по можливості був у другій половині, а ще краще – в останній третині шкали.

Для цифрових приладів клас точності переважно відображений двома числами, що записані через косу риску: *c/d*, за звичай ($c > d$). Ці числа відображають виражені у відсотках границі основної зведеної похибки $\gamma_{гр}$ відповідно: $d$ – на початку (при нульовому значенні $x = 0$), та $c$ – в кінці границі вимірювання (показ $x = X_к$):

$$d = \gamma_{гр}(x = 0) = \frac{\Delta_{гр}(x = 0)}{X_к} 100\%; \qquad c = \gamma_{гр}(x = X_к) = \frac{\Delta_{гр}(x = X_к)}{X_к} 100\%.$$

Для проміжних показів ($0 \le x \le X_к$) границі зведеної похибки приладу змінюються лінійно. Таке нормування зумовлено тим, що для цифрових приладів характерна як адитивна (що не залежить від значення вимірюваної величини), так і мультиплікативна (що лінійно, прямо пропорційно залежить від значення вимірюваної величини) похибки.

Відповідно до означення зведеної похибки за класом точності (*c/d*), показом $x$ та границею вимірювання $X_к$ в явному вигляді можна встановити границі:

- абсолютної - $$\Delta_{гр} = \pm\frac{d \cdot X_к + (c-d)\cdot x}{100\%};$$

- та відносної - $$\delta_{гр} = \pm\left[c + d \cdot \left(\frac{X_к}{x} - 1\right)\right]\%$$

похибок.

Використовують також інший спосіб нормування границь допустимих похибок цифрових вимірювальних приладів, зокрема закордонних виробників, в якому окремо вказуються граничні значення адитивної та мультиплікативної складових похибки. При цьому граничну адитивну похибку вказують або у формі абсолютної похибки в одиницях кванту (чи одиницях молодшого розряду (ОМР)), наприклад, $\Delta_{0гр} = \pm$ 3ОМР, або у формі зведеної адитивної похибки (у відношенні до границі вимірювання) $\gamma_{0гр} = \pm 0{,}02\%$. Границі мультиплікативної похибки вказують у формі відносної похибки у відсотках від виміряного значення, наприклад, $\delta_{мгр} = \pm\, 0{,}025\%$. Тому запис: допустимі похибки приладу: $\pm\, 0{,}01\%$ від показу (of reading), $\pm\, 0{,}005\%$ від границі (of scale) означає, що граничне значення відносної мультиплікативної складової становить $\pm\, 0{,}01\%$ і граничне значення зведеної адитивної складової становить $\pm\, 0{,}005\%$. При такому нормуванні границі абсолютної та відносної похибок приладу, відповідно, дорівнюють

$$\Delta_{гр} = \pm\frac{\gamma_{0гр} \cdot X_к + \delta_{мгр} \cdot x}{100\%}; \qquad \delta_{гр} = \pm\left[\delta_{мгр} + \gamma_{0гр} \cdot \frac{X_к}{x}\right]\%.$$

Отже, при нормуванні класу точності цифрового приладу у формі зведеної похибки двома числами, границі його основної абсолютної похибки лінійно зменшуються зі зменшенням показу (рис. 5.3,*а*). Границі відносної похибки хоча зростають зі зменшенням показу (рис. 5.3,*б*), але не так швидко, як це є в аналогових приладах. Тут також лише в кінці діапазону (показ приладу $x = X_к$) границі відносної похибки чисельно збігаються з числом $c$ в записі класу точності. Тобто, загалом, не вживши якихось заходів, приладом класу точності $c/d$ неможливо виміряти величину з відносною похибкою, меншою за $c$!

Граничні значення додаткових похибок зазвичай виражають у частках від основної, хоча при цьому спосіб оцінювання для різних впливних величин може бути дещо різний. Для одних впливних величин нормують функцію впливу (у вигляді графіка чи аналітичної залежності), яка встановлює значення додаткової похибки при відхиленні значення впливної величини за границі нормальної області, для інших – коефіцієнт впливу – як відношення зміни показу до зміни впливної величини при виході її за границі нормальної області. Можуть використовуватися також інші способи, враховуючи особ-

ливості як впливних величин, так і самих ЗВТ. Наприклад, для деяких цифрових приладів значення додаткової температурної похибки оцінюють в явному вигляді за виразом, подібним до виразу для оцінювання границь основної похибки

$$\delta_{Tгг} = \pm\left[ p + q \cdot \left( \frac{X_к}{x} - 1 \right) \right] |\Delta T|\%,$$

де $p,q$ – задані коефіцієнти, з розмірністю %/°С; $|\Delta T|$ – відхилення температури від нормальної області.

Для переважної більшості аналогових та багатьох цифрових приладів додаткова температурна похибка встановлюється за коефіцієнтом впливу температури, який означений як відношення певної частини основної похибки до заданого відхилення температури довкілля. Зазвичай застосовують таке формулювання: додаткова температурна похибка не перевищує основної на кожних 10°С (чи 5°С, чи іншого) відхилення температури від нормальної області. Тут коефіцієнт впливу $\xi_{\delta T} = \delta_{огр} / \Delta T$ або $\xi_{\Delta T} = \Delta_{огр} / \Delta T$ ($\Delta T$ – відома зміна температури) пов'язаний з границями основної похибки. При оцінюванні абсолютної додаткової температурної похибки використовують границі основної абсолютної похибки $\Delta_{огр}$, а при оцінюванні відносної додаткової температурної похибки – границі основної відносної $\delta_{огр}$). В описі можна зустріти також, що додаткова похибка не перевищує половини основної, тоді при встановленому відхиленні температури коефіцієнт впливу удвічі менший.

За відомого відхилення температури $|\Delta T|$ від нормальної області границі додаткової температурної похибки оцінюють як добуток коефіцієнта впливу на це відхилення.

Подібно нормують границі додаткових магнітної та інших похибок. В кожному конкретному випадку необхідно звернутися до паспорту на прилад, технічного опису чи технічних умов і вияснити спосіб оцінювання як основної, так і додаткової похибок.

Окремо розглядають ще похибку від встановлення. Її причиною є, здебільшого, невідповідність просторового встановлення приладу до оговореного в паспорті, технічному описі чи технічних умовах. Наприклад, прилад має бути розміщеним вертикально, а насправді є відхилення від вертикальності, чи прилад має бути на строго горизонтальній площині, а фактично є певний нахил. Оскільки така похибка пов'язана зі засобом вимірювання і умовами його застосування (у цьому випадку – способом його встановлення), то цю похибку слід віднести до додаткових інструментальних похибок і оцінювати їх значення відповідно до записаного в паспорті на прилад, технічному описі чи технічних умовах.

***Похибки від впливу завад на вимірювальне коло.*** Одним з небажаних впливів довкілля є дія завад на вимірювальне коло. Вони проникають в коло шляхом паразитних зв'язків (провідного (резистивного), індуктивного та ємнісного) між колом та електричними об'єктами, а також у вигляді електромагнітних наведень. Найбільш інтенсивним джерелом завад у вимірювальних колах є силова електрична мережа промислової частоти (номінальне значення частоти $50 Гц$) та її споживачі. Для захисту елементів вимірювального кола (головним чином лінії зв'язку та засобу вимірювання) від впливу завад застосовують їх екранування (магнітостатичне, електростатичне та електромагнітне), а також належне сумісне з'єднання та заземлення.

З точки зору способу еквівалентної дії завад на вимірювальне коло, а також відносно корисного сигналу розрізняють завади нормального та спільного виду (рис. 5.4).

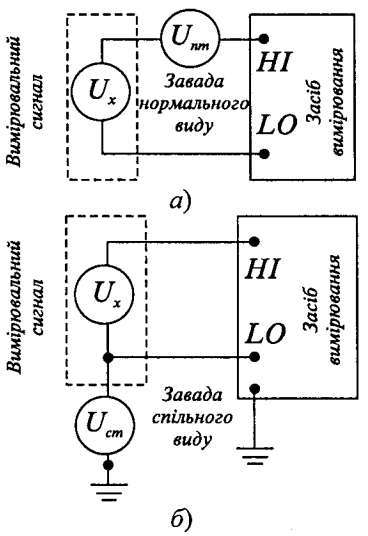



***Рис. 5.4.*** *Еквівалентні схеми джерел завад нормального (а) та спільного (б) видів*

Еквівалентне джерело завади нормального виду $U_{nm}$ (normal mode) діє на вхід засобу вимірювальної техніки послідовно з корисним сигналом, і тому таку заваду ще часто називають послідовною. Еквівалентне джерело завади спільного виду $U_{cm}$ (common mode) прикладене одночасно до обох вхідних затискачів засобу вимірювальної техніки, і тому таку заваду ще називають паралельною. Завади спільного виду виникають головним чином при сумісному сполученні джерела сигналу та ЗВТ, а також внаслідок нерівності потенціалів в різних місцях їх заземлення. Типовий рівень завад спільного виду $1...10\ В$ і навіть до $220\ В$ і вище.

Завада нормального виду безпосередньо спотворює вхідну вимірювану величину і є однією з причин похибки вже на вході ЗВТ. Шкідливість завади спільного виду залежить від ступеня її перетворення в еквівалентну заваду нормального виду. Вжиті при проектуванні ЗВТ відповідні заходи, а також належне екранування та під'єднання джерела сигналу до його входу зменшують вплив завад обох видів. Ефективність послаблення завад прийнято характеризувати коефіцієнтом послаблення завад, як правило, вираженого за логарифмічною шкалою, в децибелах ($дБ$).

Послаблення завад нормального виду досягають фільтруванням та усередненням вхідного сигналу, а також іншими завадостійкими методами опрацювання сигналів. Звичайне усереднення сигналу протягом інтервалу часу у $20\ мс = 1/f_н = 1/50\ Гц$ (номінальний період завади промислової частоти) забезпечує послаблення завад при

відхиленні частоти від номінальної на ±1% (±0,5 *Гц*) не менше ніж у 100 раз (40 *дБ*). При відхиленні частоти на ±2% (±1 *Гц*) послаблення зменшується до 50 раз і дорівнює 34 *дБ*. В приладах, в яких реалізовано ефективне вагове усереднення, коефіцієнт послаблення може сягати від 60 до 100 *дБ* (ослаблення завад у $10^3$–$10^5$ раз) і не тільки в околі частоти 50 *Гц*, але і в широкій смузі частот.

У приладах якісної конструкції (наприклад, з подвійним захисним екраном і трипровідним входом) та належному під'єднанні джерела сигналу до входів приладу забезпечується послаблення завад спільного виду постійного струму до ≈120–160 *дБ* (у $10^6$–$10^8$ раз) і ≈100–140 *дБ* (у $10^5$–$10^7$ раз) завад змінного струму частотою 50 *Гц*.

Коефіцієнти послаблення завад, допустимі рівні завад, а також інші характеристики стосовно вимірювань в умовах завад можна знайти в паспорті на прилад, технічному описі чи технічних умовах. При оцінюванні похибки від дії завад спільного виду промислової частоти необхідно враховувати як коефіцієнт послаблення завад спільного виду (ступінь їх трансформації в заваду нормального виду), так і коефіцієнт послаблення завад нормального виду (ступінь їх трансформації в похибку вимірювання). Тобто завади змінного струму послаблюються двоступенево. Часто для зменшення похибок від впливу завад застосовують наступне опрацювання результатів вимірювань.

Оскільки похибка від впливу завад залежить від властивостей засобу вимірювання і умов його застосування (у цьому випадку дії зовнішніх електричних та електромагнітних полів), то її можна трактувати як *додаткову* інструментальну похибку.

***Особиста похибка.*** При вимірюванні аналоговим приладом, якщо його показ (відповідне положення стрілки чи іншого покажчика) не збігається з поділкою шкали, то різні за кваліфікацією виконавці вимірювань по-різному заокруглять цей показ. Похибка, що виникає при цьому, може сягати до половини поділки, а часом і більше, якщо експериментатор не правильно спостерігає показ, називається *особистою*.

***Обчислювальна похибка.*** В багатьох вимірюваннях для отримання результату чи результатів здійснюють опрацювання первинних результатів вимірювань (так званих "сирих" результатів) за відповідними виразами, залежностями, алгоритмами. Залежно від складності вимірювальної задачі відповідні обчислення здійснюють за допомогою обчислювальних засобів різної складності – від олівця і паперу та калькулятора до найпотужніших спеціалізованих обчислювальних комплексів. Однак у всіх випадках обчислення здійснюють при скінченній розрядності чисел. При цьому відбуваються заокруглення чисел і виникає похибка від цих заокруглень. Крім того, часто сам алго-

ритм розв'язування вимірювальної задачі є нестійким, що проявляється в тому, що невеликі похибки у вхідних даних (наприклад, тисячні чи соті частки відсотка) під час обчислень можуть трансформуватися у великі похибки (одиниці – десятки відсотків і навіть більше) результату.

Проблеми стійкості здебільшого виникають при розв'язуванні систем з великою кількістю рівнянь (наприклад, в сумісних та сукупних вимірюваннях), і особливо у випадку нелінійних систем. На практиці конкретними причинами похибок можуть стати наближене обчислення похідних та інтегралів, числові розв'язування диференційних рівнянь. Можуть виникати також інші проблеми обчислювального характеру, наприклад, пов'язані зі збіжністю ітераційних алгоритмів. Таким чином, ефекти заокруглення чисел та інші обчислювальні проблеми прикінцевого розв'язування вимірювальної задачі можуть стати причиною виникнення обчислювальної похибки.

***Методичні похибки.*** Це похибки, що пов'язані з невідповідними (неадекватними) моделями вимірюваних об'єктів і їх величин, в тому числі спрощеннями залежностей, та зумовлені взаємодією засобів вимірювальної техніки та об'єктів. В певних вимірюваннях методичні похибки можуть бути великими – до 10, 100% і більше, а в інших настільки малими, що ними можна знехтувати.

Наприклад, при вимірюванні сили змінного електричного струму в провіднику найчастіше приймається його гармонічна модель. Насправді форма кривої струму може бути спотворена, він може мати вищі гармоніки, а також сталу складову. Крім того, дія зовнішнього електромагнітного поля спричиняється до наведення електричних завад в провіднику в різних частотних діапазонах. У провіднику генеруються також власні температурно залежні електричні шуми. Зовнішні наведення та внутрішні шуми за певних умов (наприклад, низький рівень струму) можуть суттєво спотворити вимірюваний струм. При вимірюванні струму неврахування зазначених ефектів може спричинити суттєву похибку вимірювання. Крім того, протікання вимірюваного струму спричиняє нагрівання резистора, що, у свою чергу, може викликати зміну струму через нього.

На вибір моделі вимірюваної величини значною мірою впливає конкретна мета вимірювання, яка встановлює потрібну точність вимірювання. Якщо потрібна точність вимірювання не отримана, а інші оцінені складові похибки вимірювання є малими, то модель об'єкта і вимірюваної величини необхідно уточнити, можливо навіть і ускладнити.

Іншою складовою методичної похибки є похибка від небажаної взаємодії засобу з об'єктом. Зокрема, нехай в колі із загальним опором $R_K$ протікав струм $I_x$, значення

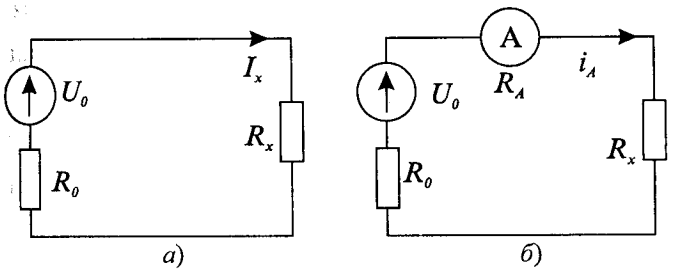



***Рис. 5.5.*** *До оцінювання поправки для корекції систематичної методичної похибки від ввімкнення у вимірювальне коло амперметра*

якого треба виміряти (рис. 5.5). В коло ввімкнули амперметр з вхідним опором $R_A$, і отримали показ амперметра $i_A$. Очевидно, що вмикання у вимірювальне коло амперметра з ненульовим опором $R_A$ збільшить загальний опір кола ($R_K$+$R_A$), внаслідок чого струм в колі зменшиться. Відносна похибка, що зумовлена ввімкненням амперметра, може бути оцінена за виразом

$$\delta_{i(A)} = \frac{i_A - I_x}{I_x} 100\% = \frac{U/(R_K + R_A) - U/R_K}{U/R_K} 100\% = \frac{-R_A}{R_K + R_A} 100\%.$$

***Адитивна, мультиплікативна та нелінійна похибки.*** Похибки вимірювань (абсолютні) можуть залежати від значення вимірюваної величини або бути незалежними від нього. Якщо абсолютна похибка не залежить від значення вимірюваної величини, то вона називається адитивною – така, що додається до вимірюваної величини (рис. 5.6,*а*). Відповідно до означення її модель

$$\Delta_a = \Delta_0,$$

а результат вимірювання, що спотворений адитивною похибкою $\Delta_0$,

$$x = X + \Delta_0.$$

Адитивні похибки проявляються як зміщення покажчика аналогових приладів з нульової позначки, а в електронних приладах – як ненульовий показ при нульовому значенні вимірюваної величини.

Якщо абсолютна похибка прямо пропорційно залежить від значення вимірюваної величини, то вона називається мультиплікативною (рис. 5.6,*б*). Відповідно до означення її модель

$$\Delta_м = \delta_s X \cong \delta_s x,$$

де $\delta_s$ – відносна мультиплікативна похибка, а результат вимірювання, що спотворений такою похибкою,

$$x = X + \delta_s X.$$

При нульовому значенні вимірюваної величини ця похибка також має нульове значення. Мультиплікативна похибка вимірювання зумовлена похибками коефіцієнтів

перетворення вимірювальних перетворювачів, зокрема, масштабних – вимірювальних підсилювачів, подільників, трансформаторів. Похибки еталонних (зразкових) величин можуть стати також причиною мультиплікативних похибок. Наприклад, похибка ЕРС нормального елемента при вимірюванні компенсатором спричиняє мультиплікативну похибку. Загалом мультиплікативні похибки спричинені похибками (зміною) чутливості елементів вимірюваного кола.

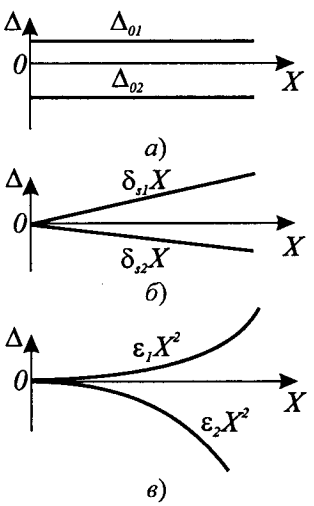



***Рис. 5.6.*** *Адитивна, мультиплікативна та нелінійна похибки*

Похибка вимірювань може складніше залежати від вимірюваної величини, наприклад квадратично, чи за іншим законом (рис. 5.6,*в*). В цьому випадку говорять про нелінійну похибку $\Delta_н(X)$ і результат вимірювання, що містить таку похибку

$$x = X + \Delta_н(X),$$ зокрема квадратичну - $x = X + \varepsilon X^2$,

де ε – коефіцієнт, що визначає вплив квадратичної нелінійної похибки.

Нелінійні похибки виникають при застосуванні для вимірювань ЗВТ з нелінійними характеристиками, а також внаслідок трансформації адитивних та мультиплікативних похибок при нелінійних залежностях між вимірюваними величинами, зокрема при опосередкованих, сумісних та сукупних вимірюваннях.

У практиці вимірювань всі перелічені складові можуть одночасно спотворювати результат вимірювання, тобто

$$x = X + \Delta_0 + \delta_м X + \Delta_н(X).$$

За певних умов деякими складовими можна знехтувати і розглядати лише одну чи дві складові. Наприклад, при вимірюванні струму похибка опору шунта спричиняє головним чином мультиплікативну (адитивною та нелінійною похибками шунта зазвичай нехтують).

***Похибка квантування.*** Оскільки результат вимірювання є числом (іменованим), а будь-яке число мусить мати скінченну кількість цифр чи розрядів, то при вимірюванні неперервної за своїми значеннями величини результат мусить бути заокругленим. Як наслідок цього, результат містить похибку заокруглення, яку стосовно фізичних величин (а також внаслідок певних відмінностей заокруглення від загально прийнятих в математиці) називають похибкою квантування. Отже, похибка квантування – це різниця між заокругленим результатом вимірювання та істинним (справжнім) значенням вимірюваної величини

$$\Delta_{кв} = x_{кв} - X = n_x q - X,$$

де $x_{кв} = n_x q$ – квантовий рівень з номером $n_x$, до якого заокруглено значення вимірюваної величини; $q$ – крок квантування (в одиницях вимірюваної величини) – різниця між сусідніми рівнями квантування. Числовому значенню результату вимірювання відповідає номер квантування $n_x$.

При заокругленні до ближчого квантового рівня похибка квантування не перевищує половини кроку квантування $|\Delta_{кв}| \le q/2$, *а* при заокругленні до меншого чи більшого рівня вона досягає розміру кванту (рис. 5.7). Спосіб заокруглення значною мірою визначається технічною реалізацією ЗВТ. Для різних значень вимірюваної величини похибка квантування змінюється періодично, у вигляді зубців пилки (рис. 5.7).

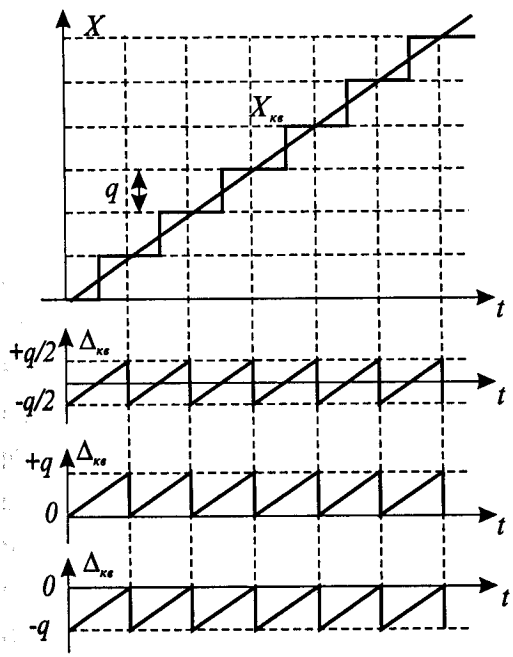



*Рис. 5.7. До похибки квантування*

В аналого-цифрових перетворювачах залежно від їх розрядності крок квантування може набувати значень, пропорційних степеню числа 2, або іншої прийнятої основи числення.

При класифікації похибок відносно похибки квантування зустрічаються взаємно протилежні думки: її часто приводять як приклад адитивних, і, забігаючи вперед, ще й випадкових. Це зумовлено тим, що похибка квантування вздовж всього діапазону вимірювання набуває значень у обмеженій сталій смузі. Як буде показано нижче, де йтиме мова про корекцію (поправлення) адитивних та мультиплікативних похибок, власне наявність похибки квантування, так само, як і інших нелінійних похибок, обмежує ефективність корекції. Отже, це типовий приклад нелінійної, майже періодичної від зміни вимірюваної величини, похибки, правда зі своїми специфічними особливостями.

## 5.3. Систематичні та випадкові похибки

Залежно від характеру поведінки в *часі* розрізняють похибки сталі (рис. 5.8,*а*) та змінні (рис. 5.8,*б*, в, рис. 5.9). У свою чергу змінні в часі похибки можна розділити на регулярні та випадкові.

***Систематичні похибки.*** Сталі та регулярні змінні належать до систематичних похибок. Регулярність полягає в тому, що дослідженнями можна вивчити закономірності часової зміни похибки, і ця закономірність протягом майбутнього часу загалом

зберігається і може бути використана при зменшенні впливу похибок. Серед регулярних виділяють прогресуючі (рис. 5.8,*б*) – які практично лінійно змінюються в часі (зростають чи спадають), періодичні, наприклад, що змінюються за гармонічним законом (рис. 5.8,*в*). Очевидно, що регулярність похибки забезпечується лише протягом певного часу, в одних випадках довшого, а в інших – коротшого. Закономірність часової зміни систематичної похибки може бути описана у вигляді часової функції чи графіка.

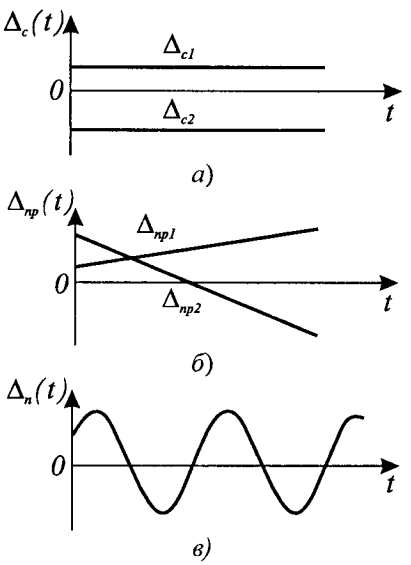



***Рис. 5.8*** *Систематичні (а), прогресуючі (б) та періодичні (регулярні) (в) похибки*

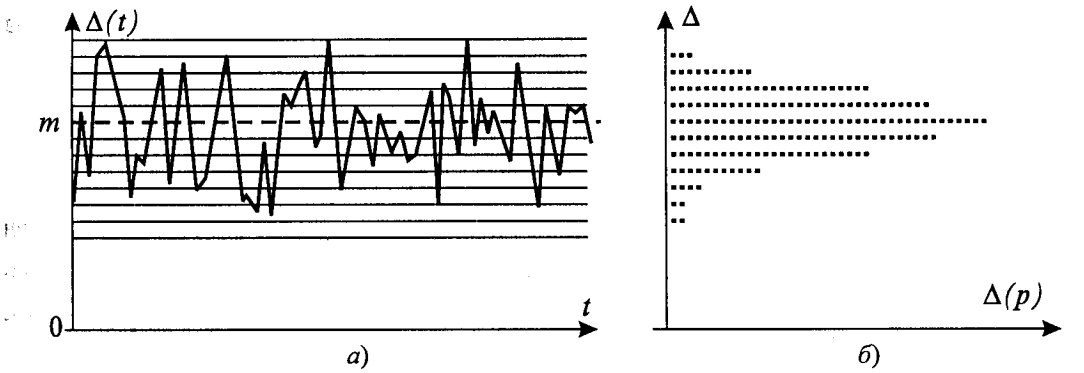
Найбільш небезпечними є сталі систематичні похибки, оскільки при вимірюваннях вони безпосередньо не проявляються, зокрема при повторних вимірюваннях показ приладу залишається незмінним. Такі похибки часто дуже важко виявити, а їх неврахування може суттєво спотворити результат вимірювання. Змінні похибки проявляються у зміні показів, тому їх значно легше виявити і врахувати.

Поняття систематичної похибки не означає, що вона є відомою (детермінованою). Систематичні похибки часто можуть бути не виявлені, зокрема при автоматичних вимірюваннях, і тому залишаються невраховані в результатах вимірювань, чим можуть спричинитися до суттєвої недостовірності останніх. Часто змінні випадкові похибки помилково можуть бути прийняті за випадкові, і для їх зменшення застосовані недостатньо ефективні алгоритми. Загалом виявлення і належне врахування систематичних похибок головним чином залежить від досвіду експериментатора.

***Випадкові похибки.*** Це похибки, що змінюються в часі нерегулярно, непередбачувано (рис. 5.9), а їх майбутні значення можна прогнозувати лише з певною часткою ймовірності. Результати вимірювань, що спотворені випадковими похибками, змінюються хаотично. На практиці буває важко відразу розрізнити випадкову похибку від змінної систематичної, наприклад, періодичної.

Незважаючи на хаотичність зміни чергових значень випадкових похибок, для них характерна стабільність певних (усереднених в часі) властивостей, наприклад, частість появи тих чи інших значень, середнього та середнього квадратичного відхилень від середнього значення, статистичного взаємозв'язку між значеннями через певний інтервал часу тощо. Такі властивості випадкових похибок використовують для зменшення їх впливу на результат вимірювання.

***Основні характеристики випадкової похибки.*** Однією з найважливіших характеристик випадкової похибки є її *густина* (*щільність*) *розподілу* значень $p(\Delta)$ (рис. 5.10). Це функція, яка характеризує частість появи тих чи інших значень похибки.




*а)* *б)*

***Рис. 5.9.*** *Часова залежність випадкової похибки і аналог густини розподілу її значень*

Залежно від того, які значення може набувати похибка, густина розподілу, може бути неперервною або квантованою (дискретною за аргументом) функцією.

При квантуванні випадкової похибки кількість значень, що попали до одного кванта, віднесена до загальної кількості результатів є оцінкою ймовірності появи похибки даного значення. При неперервних за рівнем значеннях випадкової похибки густина розподілу не є ймовірністю, але за її допомогою можна встановити ймовірність $P$ того, що похибка попаде в певний інтервал $\Delta_1 \le \Delta \le \Delta_2$ (подібно до того, як питома густина матеріалу якогось об'єкта не є масою, але дає можливість визначити масу конкретної частини об'єму цього об'єкта). Для цього потрібно проінтегрувати густину розподілу в границях заданого інтервалу (що є площею криволінійної трапеції (рис. 5.11))

$$P(\Delta_1 \le \Delta \le \Delta_2) = \int_{\Delta_1}^{\Delta_2} p(\Delta) d\Delta .$$

Оскільки ймовірність появи якоїсь події не може бути від'ємною, а також більшою за 1 (чи 100%), то густина розподілу має такі властивості:

- вона є невід'ємною функцією: $p(\Delta) \ge 0$;
- площа під її кривою (інтеграл в нескінченних границях) дорівнює одиниці: $\int_{-\infty}^{\infty} p(\Delta) d\Delta = 1$. Це означає, що в усьому діапазоні можливих значень похибка обов'язково набуде якогось значення (в тому числі, можливо, і нульового).

В кожному конкретному випадку розмір похибки може мати різний розподіл. Для зручності аналізу використовують теоретичні моделі розподілів. Є величезне розмаїття

моделей розподілів. Серед таких моделей виділимо дві, найхарактерніші – рівномірний та нормальний (гауссівський) розподіли.

Для рівномірного розподілу (рис. 5.11,*а*) характерна однакова частість появи різних похибок в діапазоні від $\Delta_1$ до $\Delta_2$. Ніякі значення похибки не мають переваги над іншими. Густина рівномірного розподілу має простий аналітичний опис

$$p(\Delta) = \begin{cases} h, & \Delta_1 \le \Delta \le \Delta_2; \\ 0, & \Delta < \Delta_1, \quad \Delta > \Delta_2, \end{cases}$$

де висоту прямокутника розподілу $h$ легко знайти на основі другої властивості густини (рівність площі під кривою розподілу одиниці). Оскільки ширина прямокутника розподілу дорівнює $\Delta_2 - \Delta_1$, то його висота $h = 1 / (\Delta_2 - \Delta_1) = 1 / v$, де $v = \Delta_2 - \Delta_1$ – розмах густини розподілу.

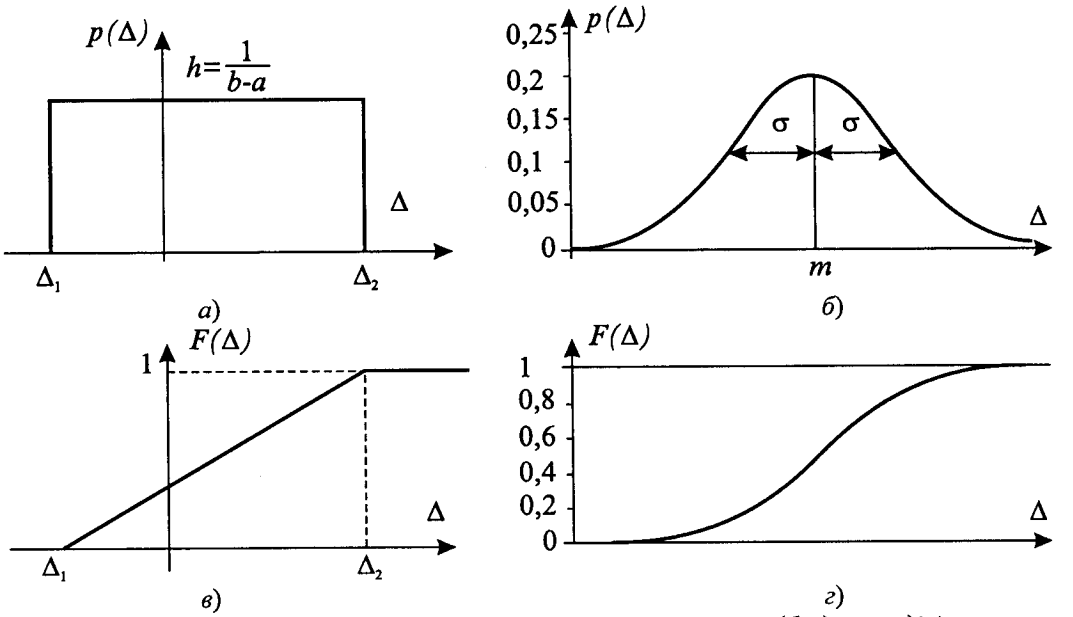



***Рис. 5.10.*** *Густина та функція рівномірного (а, в) та нормального (б, г) розподілів*

*Нормальний* (*гауссівський*) розподіл (рис. 5.10,*б*) має виражену дзвоноподібну форму. За такої форми розподілу при повторних вимірюваннях менші за модулем відхилення похибки від їх середнього значення слід очікувати значно частіше ніж більші. Поява додатних та від'ємних відхилень похибки від середнього значення рівно можлива. В практику такий розподіл ввів Гаусс, тому його називають ще й гауссівським.

Особливістю нормального розподілу є його стійкість, що проявляється двояко:

1 – алгебрична сума довільної кількості випадкових похибок, кожна з яких розподілена за нормальним законом, має нормальний розподіл.

2 – розподіл алгебричної суми великої кількості випадкових похибок з різними розподілами прямує до нормального (так званий закон великої кількості). Більше того, якщо серед похибок нема явно домінуючих над іншими, тобто вони приблизно є рівноважними, то вже при 5–6 складових розподіл їх алгебричної суми настільки близький до нормального, що для багатьох практичних застосувань фактичний розподіл приймається як нормальний.

Аналітично нормальний розподіл описується виразом

$$p(\Delta)=\frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_\Delta}e^{-\frac{(\Delta-m_\Delta)^2}{2\sigma_\Delta^2}},\quad -\infty<\Delta<\infty,$$

тут $m_\Delta$ і $\sigma_\Delta$ – параметри розподілу.

Перший ($m_\Delta$) з них характеризує серединне значення, навколо якого групуються можливі значення похибки (в цьому випадку він називається математичним сподіванням похибки, а практично, це середнє значення похибки). Другий – ($\sigma_\Delta$) характеризує ширину розсіяння значень похибки навколо серединного значення (у цьому випадку його називають стандартним відхиленням або середньоквадратичним відхиленням. При збільшенні $\sigma_\Delta$ густина розподілу стає сплющеною до горизонтальної осі (більше розсіяння похибок), а при зменшенні $\sigma_\Delta$ вона витягується у вертикальному напрямку (менше розсіяння похибок). Густина так званого стандартного нормального розподілу ($m_\Delta=0$, і $\sigma_\Delta=1$) протабульована і її значення можна знайти у довідковій літературі з теорії ймовірності та математичної статистики.

***Функція розподілу випадкової похибки.*** При розрахунку так званих інтервальних характеристик випадкових похибок (інтервалів, в яких з певною ймовірністю може знаходитись випадкова похибка) використовують функцію розподілу $F(\Delta)$, яка за означенням відображає ймовірність появи похибки в діапазоні від -∞ до поточного знаення $\Delta$. Функція розподілу є інтегральною характеристикою густини розподілу

$$F(\Delta)=\int_{-\infty}^{\Delta}p(\Delta)d\Delta.$$

Вона є додатною (як ймовірність), неспадною функцією (рис. 5.10,*в, г*), що змінює своє значення від 0 до 1. Очевидно, що знаючи функцію розподілу випадкової похибки $F(\Delta)$, її диференціюванням легко розрахувати густину розподілу

$$p(\Delta)=F'(\Delta)=\frac{dF(\Delta)}{d\Delta}.$$

Для рівномірного в границях від $a$ до $b$ розподілі функція розподілу – пряма лінія (рис. 5.10,*в*). Для стандартного нормального розподілу ($m_\Delta = 0$, і $\sigma_\Delta = 1$) функція розподілу також затабульована. Правда зустрічаються також дещо інші означення функції розподілу, зокрема, при початковому значенні 0, а не -∞

$$P(\Delta) = \int_0^{\Delta} p(\Delta)d\Delta.$$

Оскільки для нормального розподілу з $m_\Delta = 0$ і $\int_{-\infty}^{0} p(\Delta)d\Delta = 0{,}5$, то ці вирази однозначно пов'язані між собою

$$F(\Delta) = 0{,}5 + P(\Delta).$$

Знаючи функцію розподілу, можна відразу, оминаючи густину розподілу, знайти ймовірність появи похибки в інтервалі $\Delta_1 \le \Delta \le \Delta_2$

$$P(\Delta_1 \le \Delta \le \Delta_2) = F(\Delta_2) - F(\Delta_1).$$

***Довірчі границі похибки.*** Випадкова похибка, що має нормальний розподіл, може набувати довільних, в тому числі теоретично як завгодно великих значень (густина розподілу простягається від -∞ до +∞). Подібне характерно також і для інших розподілів випадкових похибок. Оскільки густина розподілу при великих за модулем значеннях похибки зменшується, то ймовірність появи таких похибок також зменшується. Основна частина значень похибок групується у порівняно невеликих границях. При експериментальних дослідженнях важливо мати впевненість, що випадкова похибка не виходить за певні границі, або що поява похибок, більших за допустимі значення, у цьому експерименті є мало ймовірною. Ця проблема вирішується застосуванням такої інтервальної характеристики випадкової похибки, як її довірчі границі.

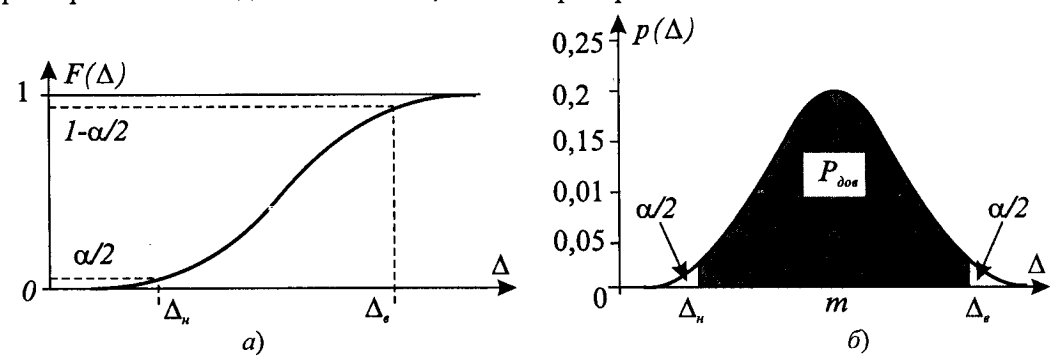



***Рис. 5.11.*** *Довірчі границі випадкової похибки*

Не дуже строге означення довірчих границь може бути таким: це границі між якими в середньому знаходиться частка $P_{дов}$ всіх можливих значень випадкової похибки (рис. 5.11). Тут $P_{дов}$ довірча ймовірність, її ще іноді називають вірогідністю (тоді границі називають вірогідними).

Довірчі границі, нижня $\Delta_н$ і верхня $\Delta_в$, теоретично розраховують як значення похибок, при яких функція розподілу похибки досягає значень:

$$\text{знизу } F(\Delta_н)=\frac{1-P_{дов}}{2}=\frac{\alpha}{2} \text{ і зверху } F(\Delta_в)=1-\frac{1-P_{дов}}{2}=\frac{1+P_{дов}}{2}=1-\frac{\alpha}{2},$$

де $\alpha = 1 - P_{дов}$ – ймовірність виходу похибки за границі довірчих границь.

Для симетричних відносно середини розподілів довірчі границі також симетричні. Зокрема, при симетричному відносно нуля розподілі $\Delta_н = -\Delta_в$.

У вимірювальній практиці прийняті такі типові значення довірчої ймовірності $P_{дов} = 0{,}90$, $P_{дов} = 0{,}95$, $P_{дов} = 0{,}99$, $P_{дов} = 0{,}9973$, для яких ймовірність $\alpha$ виходу випадкової похибки за довірчі границі становить, відповідно 0,1; 0,05; 0,01 та 0,0027. У разі стандартного нормального розподілу довірчі границі для різних довірчих ймовірностей набувають значень:

$$P_{дов} = 0{,}90: \quad |\Delta_{дов}| \cong 1{,}65 = z(0{,}90);$$

$$P_{дов} = 0{,}95: \quad |\Delta_{дов}| \cong 1{,}96 = z(0{,}95);$$

$$P_{дов} = 0{,}99: \quad |\Delta_{дов}| \cong 2{,}58 = z(0{,}99);$$

$$P_{дов} = 0{,}9973: \quad |\Delta_{дов}| \cong 3 = z(0{,}9973).$$

Тут $z(P_{дов})$ – коефіцієнт, що називається квантилем стандартного нормального розподілу, який визначає в яких границях знаходиться $P_{дов}$ частка похибок.

Аналізуючи цю таблицю, можемо прийти до висновку, що в середньому 95% нормально розподілених похибок знаходяться в границях $\pm 1{,}96 \cong \pm 2$; і лише в середньому 5% похибок виходять за ці границі. Далі, в середньому 99% значень похибки лежать в границях $\cong \pm 2{,}6$ (в середньому 1% похибок є за цими межами), і, нарешті, в середньому 99,73% похибок лежать в границях $\cong \pm 3$ (і лише в середньому 0,27% похибок виходять за ці границі). Ймовірність появи похибок з відхиленням понад $\pm 3$ є малою.

***Числові характеристики випадкових похибок. Математичне сподівання.*** Найбільш вживаними характеристиками є математичне сподівання та дисперсія. Математичне сподівання похибки $m_\Delta$ характеризує серединне значення, навколо якого групуються можливі значення похибки. Його практичною оцінкою є середнє значення ви-

падкової похибки. При теоретичному аналізі математичне сподівання (операцію математичного сподівання позначають символом $M[\cdot]$) знаходять обчисленням інтегралу від добутку похибки на її густину розподілу

$$m_\Delta = M[\Delta] = \int_{-\infty}^{\infty} \Delta p(\Delta) d\Delta.$$

Для рівномірного в границях від $a$ до $b$ розподілі похибки математичне сподівання можна знайти без обчислення інтегралу як середину прямокутника розподілу

$$m_\Delta = \frac{a+b}{2}.$$

При нормальному розподілі параметр $m_\Delta$ і є математичним сподіванням. Розмірність математичного сподівання відповідає розмірності похибки.

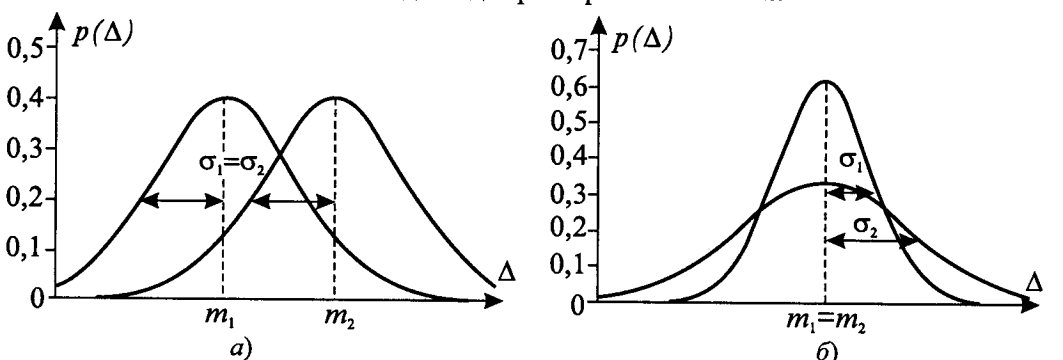



***Рис. 5.12.*** *До поняття про математичне сподівання та стандартне відхилення випадкової похибки*

***Дисперсія.*** Математичне сподівання не повністю характеризує випадкову похибку. Зокрема, на рис. 5.12,*б* показані два нормальні розподіли з однаковим математичним сподіванням. Як бачимо, похибки, що описуються цими розподілами, мають цілком інший характер: в першому випадку вони тісніше групуються навколо математичного сподівання, а у другому – мають значно більше розсіяння. Мірою тісноти групування значень похибки навколо математичного сподівання чи мірою розсіювання випадкової похибки є її дисперсія.

Дисперсію при теоретичному аналізі знаходять як математичне сподівання квадрату відхилення похибки від її математичного сподівання, тобто обчисленням інтегралу

$$D_\Delta = M\left[(\Delta - m_\Delta)^2\right] = \int_{-\infty}^{\infty} (\Delta - m_\Delta)^2 p(\Delta) d\Delta.$$

Чим більше розсіяння похибки, тим більша її дисперсія. Власне слово "дисперсія" і означає розсіяння. Розмірність дисперсії дорівнює квадрату розмірності похибки.

Піднімаючи до квадрату підінтегральний вираз, для розрахунку дисперсії можемо використовувати інший, часто простіший шлях

$$D_\Delta = M\left[(\Delta - m_\Delta)^2\right] = M\left[\Delta^2 - 2m_\Delta\Delta + m_\Delta^2\right] =$$

$$= \int_{-\infty}^{\infty} \Delta^2 p(\Delta)d\Delta - 2m_\Delta \int_{-\infty}^{\infty} \Delta p(\Delta)d\Delta + m_\Delta^2 \int_{-\infty}^{\infty} p(\Delta)d\Delta = M\left[\Delta^2\right] - m_\Delta^2.$$

Тобто дисперсія похибки – це різниця між математичним сподіванням квадрату похибки та квадратом її математичного сподівання.

Додатний квадратний корінь з дисперсії похибки називається стандартним (або середньоквадратичним) відхиленням похибки

$$\sigma_\Delta = \sqrt{D_\Delta}\,.$$

Її розмірність збігається з розмірністю похибки, а отже, і вимірюваної величини. За відомого стандартного відхилення, піднімаючи його до квадрату, легко розрахувати дисперсію похибки

$$D_\Delta = \sigma_\Delta^2.$$

Для рівномірно розподіленої похибки дисперсія становить одну дванадцяту від квадрату розмаху $v$

$$D_\Delta = \frac{(b-a)^2}{12} = \frac{v^2}{12}.$$

У випадку нормально розподіленої похибки, як вже було сказано, власне другий параметр розподілу $\sigma_\Delta$ є стандартним відхиленням або середньоквадратичним значенням. Дисперсія при цьому визначається як $D_\Delta = \sigma_\Delta^2$.

У загальному випадку для нормального розподілу з ненульовим центром розподілу ($m_\Delta \neq 0$) та відмінним від одиниці стандартним відхиленням ($\sigma_\Delta \neq 1$) при заданій довірчій ймовірності довірчі границі похибки знаходять з використанням вказаних вище характеристик відповідним лінійним перетворенням квантилів стандартного нормального розподілу за виразом

$$\Delta_{н,дов} = m_\Delta - z(P_{дов})\sigma_\Delta \quad \text{і} \quad \Delta_{в,дов} = m_\Delta + z(P_{дов})\sigma_\Delta,$$

або сумісно

$$\Delta_{дов} = m_\Delta \pm z(P_{дов})\sigma_\Delta .$$

Для інших розподілів випадкових похибок існують свої квантилі $K_{\alpha/2}$ та $K_{1-\alpha/2}$ і довірчі границі можуть бути розраховані за подібними виразами

$$\Delta_{н,дов} = m_\Delta - K_{\alpha/2}\sigma_\Delta \quad \text{і} \quad \Delta_{в,дов} = m_\Delta + K_{1-\alpha/2}\sigma_\Delta .$$

Опрацьовуючи результати вимірювань, що містять випадкову похибку, і після знаходження довірчих границь, ми не маємо твердої гарантії, що конкретне значення похибки не вийде за ці границі. Ми лише надіємось, що при повторних вимірюваннях на велику групу результатів (наприклад, $M = 100$ чи більше) в середньому може припасти лише невелика частка $\alpha \times M = (1 - P_{дов})M$ результатів з випадковими похибками, що вийшли за довірчі границі.

## 5.4. Основні характеристики сукупності випадкових похибок

***Сумісна густина розподілу.*** У практиці вимірювань зазвичай маємо справу з декількома складовими похибки вимірювання, а сумарна похибка є їх алгебричною сумою. В такому випадку важливо вміти знаходити довірчі границі суми чи різниці декількох похибок, а для цього, як було показано вище, необхідно мати функцію $F(\Delta)$ розподілу сумарної похибки. Імовірнісні характеристики двох похибок $\Delta_1$ та $\Delta_2$ описують сумісною двовимірною густиною розподілу $p_{1,2}(\Delta_1, \Delta_2)$. Вона характеризує частість появи сумісно значень обох похибок. Якщо ці похибки є статистично незалежними, то сумісна густина їх розподілу дорівнює добутку їх одновимірних густин

$$p_{1,2}(\Delta_1, \Delta_2) = p_1(\Delta_1)p_2(\Delta_2).$$

Розподіл суми двох похибок $\Delta = \Delta_1 + \Delta_2$ знаходять, інтегруючи сумісну густину розподілу по одній зі змінних, наприклад, по $\Delta_1$, зробивши для другої заміну $\Delta_2 = \Delta - \Delta_1$, або навпаки

$$p(\Delta) = \int_{-\infty}^{\infty} p_{1,2}(\Delta_1, \Delta - \Delta_1)d\Delta_1 = \int_{-\infty}^{\infty} p_{1,2}(\Delta - \Delta_2, \Delta_2)d\Delta_2 .$$

Для незалежних похибок ці інтеграли перетворюються в інтеграли згортки (яку позначають як $p(\Delta) = p_1(\Delta_1) \otimes p_2(\Delta_2)$)

$$p(\Delta) = \int_{-\infty}^{\infty} p_1(\Delta_1)p_2(\Delta - \Delta_1)d\Delta_1 = \int_{-\infty}^{\infty} p_1(\Delta - \Delta_2)p_2(\Delta_2)d\Delta_2 .$$

Для більшої кількості похибок, наприклад $n$, використовують їх сумісну $n$-вимірну густину розподілу $p_{1,n}(\Delta_1, \Delta_2, \ldots, \Delta_n)$, яка зі збільшенням $n$, очевидно, ускладнюється. Для

незалежних похибок сумісна густина, подібно як для двох похибок, перетворюється в добуток густин розподілу окремих похибок

$$p_{1,n}(\Delta_1, \Delta_2, \ldots, \Delta_n) = p_1(\Delta_1)p_2(\Delta_2)\times\ldots\times p_n(\Delta_n)$$

є також складним виразом. В цьому випадку густину розподілу алгебричної суми $n$ похибок знаходять, виконуючи $n$ раз операцію згортки

$$p(\Delta) = p_1(\Delta_1)\otimes p_2(\Delta_2)\otimes p_2(\Delta_2)\otimes\ldots\otimes p_n(\Delta_n).$$

Для нормально розподілених складових похибок розподіл довільного числа їх алгебричної суми є нормальним. Тому немає потреби виконувати $n$ раз операцію згортки, а лише необхідно вміти знайти параметри розподілу $m_\Delta$ і $\sigma_\Delta$ алгебричної суми похибок.

Якщо розподіли окремих похибок інші, ніж нормальні, та ще й різні, то обчислення інтегралів згортки для отримання виразу густини розподілу алгебраїчної суми похибок є досить складною задачею. Відповідно ускладнюється розрахунок довірчих границь сумарної похибки. Такі довірчі границі, оминаючи багаторазове обчислення інтегралів згортки, можна оцінити при використанні числових характеристик сукупності похибок.

***Числові характеристики алгебричної суми незалежних випадкових похибок.*** Якщо маємо декілька випадкових похибок $\Delta_1$, $\Delta_2$, $\Delta_3,\ldots,\Delta_n$ з математичними сподіваннями $m_1$, $m_2$, $m_3,\ldots$, $m_n$ та дисперсіями $D_1$, $D_2,D_3,\ldots,D_n$, то в теорії випадкових похибок доведено, що математичне сподівання має такі властивості:

- математичне сподівання алгебричної суми як незалежних, так і залежних випадкових похибок дорівнює алгебричній сумі їх математичних сподівань:

$$M[\Delta_1 \pm \Delta_2 \pm \Delta_3 \pm \ldots \pm \Delta_n] = M[\Delta_1] \pm M[\Delta_2] \pm M[\Delta_3] \pm \ldots \pm M[\Delta_n] =$$

$$= m_1 \pm m_2 \pm m_3 \pm \ldots \pm m_n;$$

- математичне сподівання добутку невипадкової величини C на випадкову похибку Δ дорівнює добутку цієї величини на математичне сподівання $m_\Delta$ випадкової похибки:

$$M[C \times \Delta_1] = C \times M[\Delta_1] = C \times m_1.$$

Дисперсія незалежних випадкових похибок при цьому має дещо інші властивості:

- дисперсія алгебричної суми незалежних випадкових похибок дорівнює сумі їх дисперсій (просто сумі, а не алгебричній):

$$D[\Delta_1 \pm \Delta_2 \pm \Delta_3 \pm \ldots \pm \Delta_n] = M\left[\left((\Delta_1 \pm \Delta_2 \pm \Delta_3 \pm \ldots \pm \Delta_n) - (m_1 \pm m_2 \pm m_3 \pm \ldots \pm m_n)\right)^2\right] =$$

$$M\left[\left((\Delta_1 - m_1) \pm (\Delta_2 - m_2) \pm (\Delta_3 - m_3) \pm \ldots \pm (\Delta_n - m_n)\right)^2\right] = D_1 + D_2 + D_3 + \ldots + D_n;$$

- дисперсія добутку невипадкової величини С на випадкову похибку дорівнює добутку квадрату цієї величини на дисперсію $D_\Delta$ похибки

$$D[C \times \Delta] = C^2 \times D_\Delta .$$

Оскільки, згідно із законом великої кількості, вже для п'яти-шести складових похибки розподіл алгебричної їх суми стає достатньо близьким до нормального, то, використовуючи зазначені властивості числових характеристик (математичного сподівання та дисперсії суми похибок), можемо оцінити довірчі границі сумарної похибки

$$\Delta_{дов} \cong m_\Delta \pm z(P_{дов})\sigma_\Delta = m_\Delta \pm z(P_{дов})\sqrt{D_\Delta} .$$

Очевидно, що такий шлях оцінювання довірчих границь значно простіший, ніж попередньо розраховувати згортку.

***Статистичний (імовірнісний) зв'язок між похибками, кореляція.*** В багатьох випадках випадкові похибки в певному розумінні є залежними між собою. Ця залежність не є однозначною чи функційною, а імовірнісною чи статистичною. Це означає, що у великій серії досліджень спостерігається лише певна тенденція до залежності. Статистичний (імовірнісний) зв'язок між двома похибками $\Delta_1$ та $\Delta_2$ прийнято характеризувати *кореляційним* $K_{\Delta_{12}}$ та *коваріаційним* $R_{\Delta_{12}}$ моментами, як математичним сподіванням в першому випадку добутку похибок, а в другому – їх центрованих значень

$$K_{\Delta_{12}} = M[\Delta_1 \Delta_2] = \iint_{\Delta_1 \Delta_2} \Delta_1 \Delta_2 \, p(\Delta_1, \Delta_2) d\Delta_1 \Delta_2 ,$$

$$R_{\Delta_{12}} = M[(\Delta_1 - m_{\Delta 1})(\Delta_2 - m_{\Delta 2})] = \iint_{\Delta_1 \Delta_2} (\Delta_1 - m_{\Delta 1})(\Delta_2 - m_{\Delta 2}) p(\Delta_1, \Delta_2) d\Delta_1 \Delta_2 .$$

Обидва моменти є симетричними відносно обох похибок, тобто $K_{\Delta 12} = K_{\Delta 21}$; $R_{\Delta 12} = R_{\Delta 21}$. Вони однозначно пов'язані між собою

$$K_{\Delta_{12}} = R_{\Delta_{12}} + m_{\Delta 1} m_{\Delta 2} .$$

Згідно з означеннями обидва моменти характеризують лише лінійний статистичний зв'язок між похибками, а не зв'язок взагалі.

Якщо, як друга похибка виступає та сама похибка ($\Delta_i = \Delta_j$), то

$$K_{\Delta_{ii}} = \overline{\Delta_i^2} ; \qquad R_{\Delta_i} = D_i = \sigma_i^2 .$$

*Коефіцієнт кореляції* між похибками. Коваріаційний момент між двома похибками може набувати довільних значень, в цьому відношенні більш зручним та інформа-

тивнішим є так званий коефіцієнт кореляції, як нормований до добутку стандартних відхилень обох похибок коваріаційний момент

$$r_{12} = \frac{R_{\Delta 12}}{\sigma_{\Delta 1}\sigma_{\Delta 1}}.$$

Коефіцієнт кореляції може набувати значення в діапазоні $-1 \le r_{ij} \le +1$. Додатне значення коефіцієнта кореляції означає, що збільшення однієї похибки супроводжується збільшенням іншої, від'ємний коефіцієнт відображає факт зменшення однієї при збільшенні іншої похибки. Наголосимо ще раз, що тут мається на увазі не буквальний функціональний зв'язок між похибками, а статистичний, що відображає тенденцію залежностей похибок. При додатному коефіцієнті кореляції із загальною тенденцією до збільшення для конкретних пар похибок можна спостерігати зворотне – зменшення.

Якщо коефіцієнт кореляції дорівнює нулю ($r_{ij} = 0$), то говорять що похибки є некорельованими. На практиці до некорельованих відносять похибки, якщо коефіцієнт кореляції за модулем не перевищує певного невеликого значення $|r_{ij}| \le r_0$. Часто приймають $r_0 \approx 0{,}3 \ldots 0{,}4$. Навпаки, якщо модуль коефіцієнта кореляції більше за значення 0,7...0,8, то говорять про тісно корельовані похибки.

Врахування коефіцієнта кореляції необхідне для правильного обчислення характеристик сукупності похибок, зокрема, їх дисперсії. Дисперсія суми двох корельованих похибок визначається1

$$D_\Delta = M\left[\left(\Delta_1 + \Delta_2 - m_{\Delta 1} - m_{\Delta 1}\right)^2\right] = M\left[\left(\left(\Delta_1 - m_{\Delta 1}\right) + \left(\Delta_2 - m_{\Delta 1}\right)\right)^2\right] =$$

$$= M\left[\left(\Delta_1 - m_{\Delta 1}\right)^2\right] + 2M\left[\left(\Delta_1 - m_{\Delta 1}\right)\left(\Delta_2 - m_{\Delta 2}\right)\right] + M\left[\left(\Delta_2 - m_{\Delta 2}\right)^2\right] =$$

$$= D_{\Delta 1} + 2R_{\Delta 12} + D_{\Delta 2} = \sigma_{\Delta 1}^2 + 2r_{12}\sigma_\Delta\sigma_{\Delta 2} + \sigma_{\Delta 2}^2$$

Якщо похибки некорельовані ($r_{12}$=0), то дисперсія суми похибок дорівнює сумі дисперсій

$$D_\Delta = \sigma_{\Delta 1}^2 + \sigma_{\Delta 2}^2,$$

якщо ж похибки 100% додатно корельовані ($r_{12} = +1$), то дисперсія – $D_\Delta = (\sigma_{\Delta 1} + \sigma_{\Delta 2})^2$, а при 100% від'ємній кореляції ($r_{12} = -1$) – $D_\Delta = (\sigma_{\Delta 1} - \sigma_{\Delta 2})^2$.

Отже, неврахування кореляційних зв'язків між похибками може спричинитися до отримання неправильного значення дисперсії і пов'язаних з нею інших характеристик сумарної похибки (наприклад, довірчого інтервалу).

Всі можливі значення коваріаційного моменту двох похибок утворюють так звану дисперсійну, а точніше, коваріаційну матрицю двох похибок

$$R_{\Delta} = \begin{bmatrix} \sigma_{\Delta 1}^2 & \sigma_{\Delta 1}\sigma_{\Delta 2}r_{12} \\ \sigma_{\Delta 1}\sigma_{\Delta 2}r_{12} & \sigma_{\Delta 2}^2 \end{bmatrix}.$$

Вона є квадратною і симетричною відносно головної діагоналі, на якій стоять дисперсії похибок. Якщо вони для обох похибок одинакові ($\sigma_{\Delta 1}^2 = \sigma_{\Delta 2}^2 = \sigma^2$), то ця матриця набуває вигляду

$$R_{\Delta} = \sigma_{\Delta}^2 \begin{bmatrix} 1 & r_{12} \\ r_{12} & 1 \end{bmatrix}.$$

***Коваріаційна матриця сукупності декількох похибок.*** Основною характеристикою сукупності $n$ похибок вимірювань, подібно як для двох, є їх коваріційна матриця

$$R_{\Delta} = \begin{bmatrix} \sigma_1^2 & \sigma_1\sigma_2 r_{12} & \sigma_1\sigma_3 r_{13} & \cdots & \sigma_1\sigma_n r_{1n} \\ \sigma_1\sigma_2 r_{12} & \sigma_2^2 & \sigma_2\sigma_3 r_{23} & \cdots & \sigma_2\sigma_n r_{2n} \\ \sigma_1\sigma_3 r_{13} & \sigma_2\sigma_3 r_{23} & \sigma_3^2 & \cdots & \sigma_3\sigma_n r_{3n} \\ \cdots & \cdots & \cdots & \ddots & \vdots \\ \sigma_n\sigma_1 r_{n1} & \sigma_n\sigma_2 r_{n2} & \sigma_n\sigma_3 r_{n3} & \cdots & \sigma_n^2 \end{bmatrix}.$$

яка є симетричною, її діагональні члени є дисперсіями випадкових похибок $\sigma_i^2$, а бокові члени – визначаються попарними коефіцієнтами кореляції $r_{ij}$ між $i$-ю та $j$-ю похибками.

## 5.5. Динамічні похибки

Динамічні похибки зумовлені інерційними властивостями ЗВТ, а точніше – невідповідністю їх справжніх динамічних властивостей ідеальним. Ці похибки виникають при вимірюванні змінних в часі величин чи параметрів змінних сигналів і проявляються в тому, що при подачі на вхід ЗВТ вхідного сигналу $x(t)$ його вихідний $y(t)$ змінюється в часі інакше, ніж мав би змінюватися при ідеальних динамічних властивостях $y_н(t)$. Тобто динамічна похибка на виході ЗВТ

$$\Delta_{\partial}(t) = y(t) - y_н(t).$$

***Часова динамічна похибка.*** У загальному випадку ЗВТ повинен мати певну (бажану) імпульсну характеристику, назвемо її номінальною $g_н(t)$. Справжня імпульсна характеристика $g(t)$ відрізняється від номінальної. В результаті чого при подачі на вхід

ЗВТ певного сигналу $x(t)$ його вихідний сигнал $y(t)$ буде відрізнятися від очікуваного $y_н(t)$. Отже, часова динамічна похибка

$$\Delta_д(t) = y(t) - y_н(t) = \int_{-\infty}^{\infty}\left[g(t-\tau) - g_н(t-\tau)\right]x(\tau)d\tau = \int_{-\infty}^{\infty}\left[h'(t-\tau) - h'_н(t-\tau)\right]x(\tau)d\tau .$$

Якщо $x(t) = X_0 1(t)$, тобто в момент часу $t = 0$ на вхід ЗВТ подали сигнал сталого значення $X_0$, то динамічна похибка

$$\Delta_д(t) = \int_{-\infty}^{\infty}\left[h'(\tau) - h'_н(\tau)\right]X_0 1(t-\tau)d\tau = X_0\left[h(t) - h_н(t)\right].$$

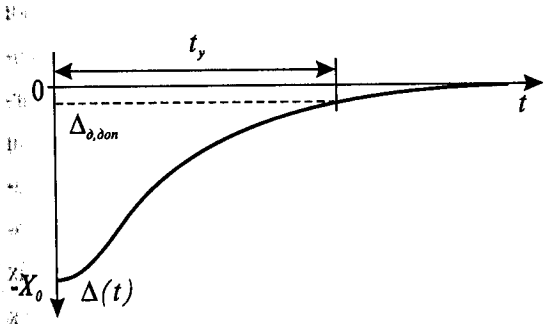



*Рис. 5.13. Часова динамічна похибка та час усталення вихідного сигналу*

Отже, при сталому вхідному сигналі у часовій області динамічна похибка пропорційна до різниці фактичної $h(t)$ та ідеальної $h_н(t)$ перехідних характеристик ЗВТ. Інтервал часу $t_y$ між подачею на вхід ЗВТ сталого сигналу $X_0$ і моментом, коли динамічна $\Delta_{д,доп}$ похибка стане меншою за допустиме значення, називають часом усталення вихідного сигналу (показу) ЗВТ (рис. 5.13).

***Частотна динамічна похибка.*** При подачі на вхід ЗВТ гармонійного сигналу $x(t) = x_m Cos(\omega t + \varphi_0)$ (де $x_m$ – амплітуда, $\omega = 2\pi f$ – кругова частота, $\varphi_0$ – початкова фаза), то на його виході сигнал $y(t) = y_m Cos(\omega t + \varphi + \Delta\varphi)$ буде мати дещо іншу амплітуду $y_m$ та початкову фазу $\varphi + \Delta\varphi$, ніж це мало бути (амплітуда $y_{mn}$ та фаза φ), коли б ЗВТ мав ідеальні динамічні властивості. Тобто в такому випадку виникає динамічна похибка (рис. 5.14), значення якої залежить від частоти сигналу. На цьому рисунку амплітуда вихідного сигналу дещо менша (на $\Delta y_m$) за номінальне значення, а також має місце фазове запізнення Δφ вихідного сигналу. У більшості випадків, коли миттєвими значеннями похибки не цікавляться, використовують так звані амплітудно-частотну та фазочастотну похибки ЗВТ.

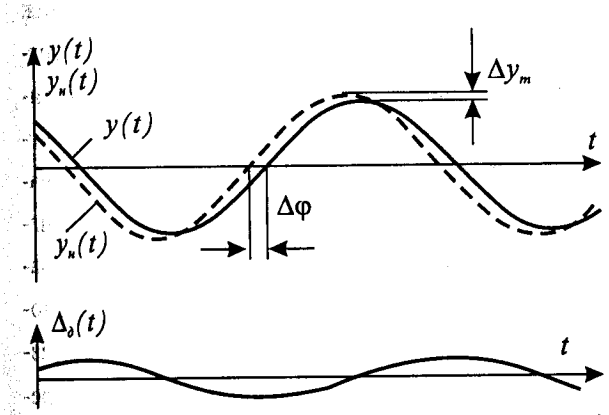



*Рис. 5.14. Динамічна похибка при подачі на вхід ЗВТ гармонійного сигналу*

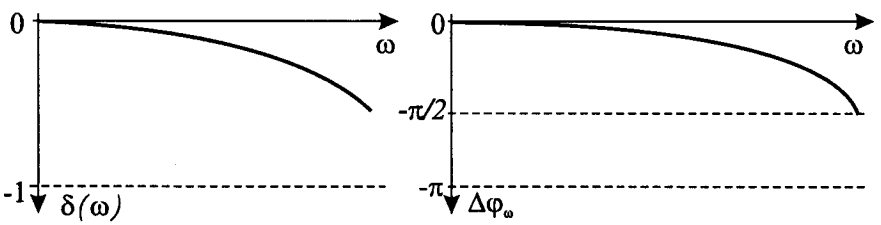
Відносну зміну амплітуди вихідного сигналу від необхідного (номінального) значення $x_m A_н(\omega)$ називають *амплітудно-частотною похибкою* (*відносною*) ЗВТ (рис. 5.15,*а*),

$$\delta_\omega = \frac{x_m A(\omega) - x_m A_н(\omega)}{x_m A_н(\omega)} = \frac{A(\omega)}{A_н(\omega)} - 1,$$

а зміну фази – *фазочастотною похибкою* (рис. 5.15,*б*):

$$\Delta\varphi_\omega = \varphi(\omega) + \varphi_н(\omega).$$

Тут $A_н(\omega)$ і $\varphi_н(\omega)$ – номінальні (чи бажані) АЧХ і ФЧХ ЗВТ.




*а)* *б)*

***Рис. 5.15.*** *Амплітудно – та фозочастотна динамічні похибки*

Оскільки при регулярних вимірювальних сигналах динамічні похибки є систематичними, то в певних випадках їх можна частково зменшити, застосовуючи корекцію. При цьому треба мати на увазі, що, як правило, динамічна корекція пов'язана з різким підсиленням впливу змінних похибок, зокрема завад та шумів.

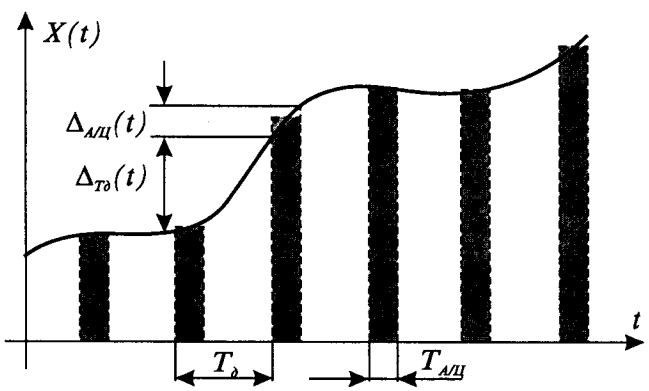



***Рис. 5.16.*** *До пояснення динамічних похибок при цифрових вимірюваннях*

***Динамічні похибки при цифрових вимірюваннях.*** При цифрових вимірюваннях можна розглядати дві часові характеристики цього процесу: часовий інтервал між почерговими вимірюваннями сигналу (при сталому часі його називають періодом дискретизації сигналу $T_д$) та інтервал часу $T_{а/ц}$ аналого-цифрового перетворення сигналу – час, який необхідно затратити, щоб отримати один цифровий результат вимірювання сигналу (рис. 5.16). Відповідно до цього при цифрових вимірюваннях розглядають динамічні похибки двох різновидів: похибка $\Delta_{T_д}(t)$, що пов'язана зі зміною вимірюваного сигналу за час дискретизації, та похибка $\Delta_{T_{а/ц}}(t)$, що пов'язана зі зміною сигналу за час його аналого-цифрового перетворення (рис. 5.16).

## 5.6. Основні етапи опрацювання результатів вимірювань

***Загальні зауваження.*** Після проведених вимірювальних експериментів здійснюють опрацювання результатів первинних вимірювань (спостережень) для знаходження остаточного результату вимірювання – основної мети вимірювання. Під час опрацювання результатів розв'язують дві задачі: першу – знаходять найкращу для вибраних методики і вимірювальних засобів, умов вимірювань та отриманих експериментальних даних оцінку значення вимірюваної величини і другу – оцінюють характеристики точності вимірювання. Результат вимірювання є повноцінним за умови, що він супроводжується оцінкою його точності. Крім того, разом з результатом вимірювання, доцільно вказати інші важливі дані, наприклад, такі, як кількість спостережень (первинних вимірювань) і їх статистичний розподіл, алгоритм опрацювання, характеристики вимірювальних засобів, умови вимірювань, способи корекції систематичних похибок, імовірнісні показники, тощо. Наявних цих даних забезпечує можливість порівняння результатів вимірювань, виконаних за однаковими чи різними методиками, різними засобами, в різних установах.

Обсяг опрацювання залежать від різновиду вимірювання, кількості експериментальних даних, вимог щодо точності вимірювання, апріорної інформації про систематичні та випадкові похибки вимірювання, тощо. Лише при прямих разових вимірюваннях отриманий результат спостереження може бути результатом вимірювання (за умови, що систематичні похибки вимірювання не коригують). В інших вимірюваннях опрацювання може здійснюватись за стандартизованими методиками (наприклад, статистичними методами), або вимагати створення спеціальних алгоритмів. У сукупних і сумісних вимірюваннях обов'язковим є розв'язування систем рівнянь найчастіше методом найменших квадратів.

У загальному випадку опрацювання передбачає такі етапи:

- попередній аналіз результатів спостережень (первинних вимірювань), їх систематизація, відкидання явно недостовірних результатів;
- корекція впливу систематичних ефектів (вивчення умов вимірювань, розрахунок і внесення поправок);
- аналіз впливу випадкових ефектів, перевірка гіпотез про їх розподіл, вибір найкращих оцінок шуканих величин;
- оцінювання характеристик точності числового алгоритму, його стійкості;
- виконання розрахунків згідно з вибраним алгоритмом;
- аналіз отриманих результатів;

- подання результатів вимірювань та характеристик їх точності за відповідною формою.

Кожен вид вимірювань має свої особливості і тому конкретний зміст зазначених операцій опрацювання результатів конкретного виду вимірювання має певні відмінності.

***Нехтування похибками та заокруглення похибок.*** При оцінюванні окремих складових похибок серед них можуть попадатися як більші, так і менші, а навіть і дуже малі, які практично не змінюють оцінки сумарної похибки. В цьому випадку такими похибками необхідно знехтувати. Прийняття рішення, що "даною похибкою можна знехтувати", або що "порівняно з іншою ця похибка є малою" не має однозначного теоретичного обґрунтування. Ці питання, а також тісно пов'язане з ними питання заокруглення похибок, залежать від вирішення іншого, загальнішого, питання, "як точно необхідно оцінювати похибки вимірювань". У практиці вимірювань метрологічні характеристики ЗВТ, умови вимірювань, властивості об'єкта досліджень та інші фактори процесу вимірювань можуть бути описані не абсолютно точно, а лише наближено. Тому, використовуючи апріорну і експериментальну наближену інформацію, неможливо не тільки абсолютно точно встановити значення вимірюваної величини, але й також неможливо точно оцінити характеристики похибок чи непевності (невизначеності) результату вимірювання. Тобто оцінки похибок результатів знаходять наближено, і власне це мають на увазі, коли говорять про "похибку від похибки". Щоб підкреслити наявність залишкової невизначеності похибки вимірювання говорять не про "визначення" характеристик похибки", а про "оцінювання" її характеристик.

*Умови нехтування малими похибками.* У метрологічній практиці прийнято, що при звичайних вимірюваннях непевність оцінювання похибки може досягати до 10%...15% ($p_н$ = 1/10...≈1/7) від її значення. При високоточних вимірюваннях (наприклад, в метрологічних установах) допустиму непевність оцінки похибки зменшують до 5% ($p_н$ = 1/20) і навіть менше, а при технічних вимірюваннях – вона може досягати навіть і 20% ($p_н$ = 1/5).

На основі цього можна встановити умову нехтування "малими" похибками.

Систематичною похибкою нехтують, якщо вона порівняно з більшою не перевищує:

≈ 1/20 при високоточних метрологічних вимірюваннях;

≈ 1/10... 1/7 при звичайних вимірюваннях;

≈ 1/5 при технічних вимірюваннях.

*Нехтування випадковими похибками.* При оцінюванні сумарного впливу випадкових похибок додають (з урахуванням їх взаємної кореляції) їх дисперсії. Тому умова нехтування випадковою похибкою трансформується в умову, щоб стандартне відхилення сумарної похибки відрізнялося від стандартного відхилення не більше ніж на вказані вище значення.

За відсутності докладної інформації про коефіцієнт кореляції, як типове можна взяти його середньоквадратичне значення $r_{12,кв} = 1/\sqrt{3} \cong 0{,}58$. Тоді умови нехтування частково корельованих випадкових похибок можна прийняти, якщо відношення стандартних відхилень не перевищує

$\approx 1/12$ – при високоточних метрологічних вимірюваннях;

$\approx 1/5$ – при звичайних вимірюваннях;

$\approx 1/3{,}5$ – при технічних вимірюваннях.

При некорельованих похибках ці умови стають слабшими.

Такі самі вимоги застосовують при нехтуванні декількох похибок. При цьому для перевірки умов нехтування знаходять суму (для систематичних) чи сумарну дисперсію (з урахуванням кореляції) для випадкових похибок, якими нехтують, а також відповідні значення тих похибок, що залишаються.

*Заокруглення похибок.* Похибку заокруглення можна розглядати як окрему складову систематичної похибки, якою нехтують. Для кожного певного числового значення (наприклад, числа $\pi \approx 3{,}14159265\ldots$) похибка заокруглення є систематичною. Тому спосіб заокруглення похибок безпосередньо випливає з умови нехтування малою систематичною похибкою: похибка від заокруглення похибки не може перевищувати значення, отримувані з умови нехтування. Якщо вимагати сталого значення максимальної абсолютної похибки заокруглення, то при різних значеннях самої похибки будемо отримувати різний вміст в ній похибки заокруглення різні відносні похибки заокруглення.

Якщо похибку заокруглювати згідно з прийнятими в математиці правил до однієї значущої цифри ($q = 1$), то абсолютна похибка заокруглення справжнього значення похибки не перевищить половини даного десяткового розряду р похибки $\pm 0{,}5 \cdot 10^{p}$. Наприклад, $0{,}0349 \approx 0{,}03$ і похибка заокруглення є меншою за $-0{,}5 \cdot 10^{-2}$ (старший розряд похибки – соті, $p = -2$). При заокругленні до двох значущих цифр ($q = 2$) похибка від заокруглення зменшиться в 10 раз, тобто буде знаходитися в межах $\pm 0{,}05 \cdot 10^{p}$, і т.д. Заокруглюване значення А може змінюватися від 1 до 9,999... (гранично до 10) одиниць найстаршого розряду похибки. Тому відносна похибка заокруглення похибки набуде значення

$$\delta_{\Delta,окр} = \frac{\pm 0{,}5 \cdot 10^{p-q+1}}{(1 \div 9{,}99) \cdot 10^{p}} 100\% = \frac{\pm 0{,}5 \cdot 10^{1-q}}{(1 \div 9{,}99)} 100\%.$$

Звідси виходить, що при заокруглюванні похибок до однієї значущої цифри, максимальні значення похибок заокруглення становлять: 33,3% (перша значуща цифра яких починається з 1); 20% (перша значуща цифра 2); 14,3% (перша значуща цифра 3); 11,1% (перша значуща цифра 4); 9,1% (перша значуща цифра 5); 7,7% (перша значуща цифра 6); 6,7% (перша значуща цифра 7); 5,9% (перша значуща цифра 8) і 5,5% (перша значуща цифра 9). Заокруглення до двох значущих цифр зменшує похибку у 10 раз, тобто їх максимальні значення дорівнюватиме 3,3%, 2,0%, 1,4% і т.д.

Отже, використовуючи симетричний спосіб заокруглення, похибка заокруглення не перевищуватиме 10...15% (похибка від похибки) за умови, що її значення буде заокруглено так: якщо перша значуща цифра похибки є 1 або 2, то похибку заокруглюємо до двох значущих цифр, у всіх інших випадках – до однієї цифри.

Щоб не отримати необґрунтованого покращання якості результату вимірювання в певних випадках кінцеві оцінки похибок прийнято заокруглювати до більшого значення (вгору), наприклад, 0,83 ≈ 0,9; 1,24 ≈ 1,3. Тобто використовують одностороннє заокруглення, для якого максимальна похибка заокруглення не перевищить значення одиниці останнього розряду. Якщо поставити цю ж саму умову, щоб відносна похибка заокруглення не перевищувала 10...15%, то до двох значущих цифр необхідно заокруглювати похибки, у яких перша цифра є 1, 2, 3, 4, 5 і 6. У випадку опрацювань результатів технічних вимірюваннях, для яких умова нехтування систематичних похибок слабша і становить ≈1/5 (20%), то до двох значущих цифр необхідно заокруглювати похибки, у яких перша цифра є 1, 2, 3 і 4.

Однак формальне заокруглення вгору не у всіх випадках є оправданим. Зокрема, заокруглення похибки 5,01 до 6 (5,01 ≈ 6) навіть інтуїтивно виглядає не цілком коректним. Щоб уникнути таких ситуацій, при технічних вимірюваннях заокруглення похибок доцільно використовувати несиметричне заокруглення. А саме, якщо значення наступного розряду похибки є меншою за 0,2 (1/5 від одиниці попереднього розряду), то даний розряд залишаємо без змін, в противному випадку, заокруглюємо до більшого значення. Наприклад, 5,17 ≈ 5, а 5,21 ≈ 6. При такому несиметричному способі заокруглень, для того, щоб максимальна похибка заокруглення не перевищила 20% (1/5), до двох значущих цифр необхідно заокруглювати похибки, перші значущі цифри яких є 1, 2 і 3.

Приклади заокруглення похибок при технічних вимірюваннях: ±0,02723мА ≈ ±0,028мА; ±4,013мВ ≈ ±4мВ; ±0,531°С ≈ ±0,6°С; ±0,0905мТл ≈ ±0,09мТл;

±0,0925мТл ≈ ±0,10мТл; ±14,035Вт ≈ ±14Вт; ±1,09Гц ≈ ±1,1Гц; ±0,00316с ≈ ±0,0032с; ±94,5Ом = ±0,0945кОм ≈ ±0,10кОм. В останньому змінено одиницю (Ом) на кратну (кОм) з метою, щоб усунути не цілком коректний запис похибки ±94,5Ом ≈ ±100Ом з трьома значущими цифрами (нулі в середині і в кінці числа вважаються значущими).

При лабораторних вимірюваннях дві значущі цифри треба залишати при заокругленні похибок, якщо перші значущі цифри яких лежать в діапазоні від 1 до 5. Нарешті, при опрацюванні результатів відповідальних вимірювань рекомендують у всьому діапазоні заокруглювати похибку до двох значущих цифр.

Очевидно, що ці правила стосуються лише до прикінцевих оцінок похибок, а при ручному записуванні проміжних похибок необхідно залишати принаймні два додаткові значущі цифри похибки. При автоматизованому опрацюванні результатів проміжні значення похибок не заокруглюють.

Важливість належного заокруглювання прикінцевих оцінок похибок і результатів вимірювань полягає в тому, що при надлишкових розрядах похибки і результату (особливо це стосується результатів, отриманих при розрахунках на калькуляторі чи за допомогою програми комп'ютера) може створитися хибна думка про вищу, ніж справжня, точність вимірювання. Результат вимірювання заокруглюють так, щоб його молодший розряд відповідав молодшому розряду заокругленої абсолютної похибки.

***Коригування систематичних похибок.*** Як вже було зазначено вище, виявлення і корекція систематичних похибок в результатах вимірювання (поправлення результатів вимірювань) є обов'язковим елементом їх опрацювання. Для кожного різновиду систематичних похибок існують свої методи зменшення їх впливу, однак існують загальні методи, які в тому чи іншому вигляді можна застосовувати для корекції систематичних похибок різного походження. Насамперед, типовими методами зменшують вплив систематичних похибок вимірювальних приладів. Розглянемо деякі з цих методів.

*Зменшення впливу систематичних похибок внесенням поправок до показів приладу.* Вимірювальні прилади періодично перевіряють (повіряють), при цьому основною метрологічною операцією є експериментальне оцінювання фактичних значень похибок в певних місцях шкали приладу (типово на оцифрованих відмітках аналогових приладів і цілих показах – цифрових приладів). Результатом метрологічної перевірки (повірки) є оцінки значень систематичних похибок на зазначених відмітках. Записані в таблицю з протилежним знаком експериментальні похибки утворюють таблицю поправок. Ці поправки можна враховувати при виконанні вимірювань для коригування систематичних похибок. Поправлений (скоригований) результат вимірювання отримують додаванням поправки $p$ до показу

$$x_к = x + p.$$

При метрологічній перевірці (повірці) зразкові (еталонні) засоби є точнішими від тих, що перевіряють лише у 3...5 раз. Тому експериментально визначені фактичні похибки і, отже, поправки, не є ідеально точними. Крім того, якщо після метрологічної перевірки минув певний час, то похибки приладу дещо змінилися порівняно з тими значеннями, що були під час перевірки. Можна вважати, що після внесення поправки основна систематична похибка зменшується приблизно у 2...2,5 раза.

Оскільки метрологічну перевірку (повірку) приладів здійснюють в нормальних умовах, то внесення поправки до показу не зменшує додаткових систематичних похибок. При цьому їх значення слід оцінювати використовуючи не скориговану основну похибку.

Якщо показ приладу віддалений від оцифрованої відмітки, то, приймаючи до уваги плавний характер залежності систематичної похибки від показу, поправку до показу можна знайти інтерполяцією сусідніх поправок.

*Зменшення впливу адитивної систематичної похибки приладу.* Якщо прилад має сталу адитивну похибку $\Delta_0$, а іншими похибками можна знехтувати, то показ приладу при вимірюванні величини $X$ становить

$$x = X + \Delta_0.$$

Крім відомого показу $x$, в цьому рівнянні є дві невідомі: значення вимірюваної величини $X$ та адитивна похибка $\Delta_0$. Очевидно, що одного вимірювання для знаходження істинного значення $X$ при двох невідомих недостатньо. Для корекції впливу адитивної похибки виконують ще одне вимірювання, при якому на вхід приладу подають довільне відоме значення $X_0$ і отримують показ, що спотворений цією ж адитивною похибкою

$$x_0 = X_0 + \Delta_0.$$

З цих двох рівнянь можна виключити адитивну похибку і отримати значення вимірюваної величини

$$X = x - x_0 + X_0.$$

Оскільки на значення $X_0$ ніяких обмежень не накладається, то його можна прийняти нульовим ($X_0 = 0$), наприклад, при вимірюванні напруги чи опору можна закоротити входи приладу. Тоді результат вимірювання

$$X = x - x_0.$$

З цих виразів бачимо, що сталу адитивну похибку можна скоригувати теоретично повністю. Однак насправді ефективність корекції обмежена впливом в обох вимірюваннях різних випадкових похибок вимірювань ($\Delta_{в1}$, $\Delta_{в2}$) та похибок квантування ($\Delta_{кв1}$, $\Delta_{кв2}$). В результаті чого вираз для результату вимірювання набирає вигляду

$$X = x - x_0 - \Delta_{в1} - \Delta_{кв1} + \Delta_{в2} + \Delta_{кв2}.$$

Якщо випадкові похибки у певних випадках можуть бути нехтовно малими, то похибка квантування (в цифрових приладах автоматично, в аналогових – оператором) є завжди. Тому така корекція адитивної похибки (і, як буде показано вище, загалом інших систематичних похибок) спричиняється до зростання впливу випадкових похибок і похибок квантування. Зокрема, якщо при одинокому вимірюванні дисперсія похибки становила $\sigma_\Delta^2$, то в скоригованому результаті вимірювання є вже дві випадкові похибки, тому дисперсія результату становить $2\sigma_\Delta^2$ при статистично незалежних похибках і навіть $4\sigma_\Delta^2$ при їх тісній кореляції. Граничне значення похибки квантування також зростає вдвічі.

Отже, корекцію систематичних похибок доцільно виконувати, якщо вплив випадкових похибок та похибок квантування порівняно з систематичною похибкою є малим. Інакше, замість покращання результату вимірювання можна отримати його погіршення.

*Зменшення сумісного впливу систематичних адитивної та мультиплікативної похибок приладу.* Якщо прилад, крім адитивної, має також сталу в часі мультиплікативну похибку $\delta_S X$, то показ приладу при вимірюванні величини $X$ становить

$$x = X + \Delta_0 + \delta_S X.$$

Крім відомого показу $x$, в цьому рівнянні з'явилася третя невідома мультиплікативна похибка $\delta_S X$. Очевидно, що для корекції впливу обох складових похибок необхідно виконати вже не одне, а два додаткові вимірювання різних значень $X_{01}$ $X_{02}$ відомої величини. В такому випадку отримують ще два рівняння

$$x_1 = X_{01} + \Delta_0 + \delta_S X_{01};$$

$$x_2 = X_{02} + \Delta_0 + \delta_S X_{02},$$

розв'язуючи які, сумісно з попереднім, отримаємо значення вимірюваної величини теоретично без впливу систематичних похибок

$$X = X_{01} + \frac{x - x_1}{x_2 - x_1}\left(X_{02} - X_{01}\right).$$

Якщо при першому додатковому вимірюванні $X_{01} = 0$ (закорочені входи), то

$$X = \frac{x - x_1}{x_2 - x_1} X_{02}.$$

Очевидно, як і при коригуванні лише адитивної похибки, на результат вимірювання впливають випадкові похибки і похибки квантування, тобто скоригований результат вимірювання

$$X = \frac{x - \Delta_в - \Delta_{кв} - x_1 + \Delta_{в1} + \Delta_{кв1}}{x_2 - \Delta_{в2} - \Delta_{кв2} - x_1 + \Delta_{в1} + \Delta_{кв1}} X_{02}.$$

*Корекція систематичних похибок приладу методом заміщення.* Систематичну похибку, яка довільним чином залежить від вимірюваної величини найефективніше можна скоригувати методом заміщення. Суть методу заміщення полягає у тому, що виконують два вимірювання (рис. 5.17).

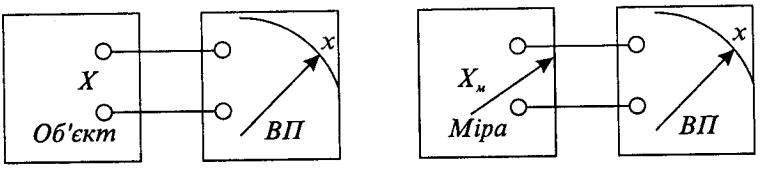



***Рис. 5.17.*** *До суті методу заміщення*

Перше вимірювання – до входу приладу подають вимірювану величину X і отримують показ x, що містить систематичну похибку Δ(X)

$$x = X + \Delta(X).$$

Друге – до входу приладу під'єднують вихід міри $X_м$, регулюючи яку, добиваються попереднього показу приладу

$$x_2 = X_m + \Delta(X_m) = x.$$

Прирівнюючи обидва результати, отримаємо значення вимірюваної величини

$$X = X_m,$$

що теоретично дорівнює показу міри, а похибка вимірювання визначається похибкою міри $\Delta X_m$. Фактично ж внаслідок дії випадкових похибок, похибок квантування, а також від впливу скінченної обмеженої чутливості приладу ($\Delta_ч$), похибка вимірювання методом заміщення більша за похибку міри і становить

$$\Delta_{тз} = \Delta X_m - \Delta_{в1} - \Delta_{кв1} + \Delta_{в2} + \Delta_{кв2} + \Delta_ч.$$

Особливістю методу заміщення є те, що він забезпечує коригування як основної, так і додаткових систематичних похибок приладу. Очевидно, що при оцінюванні похибки вимірювання методом заміщення при потребі необхідно враховувати також додаткові похибки міри. Складову похибки від обмеження чутливості можна визначити експериментально, регулюючи вихідну величину міри до моменту отримання вже замітного зміщення покажчика з попереднього положення або зміни показу цифрового приладу на 1–2 кванти.

*Метод протиставлення*. Такий метод застосовують при вимірюваннях з приладами зрівноважування, в яких є можливість переставити місцями вимірювану величину і регульовану міру. Наприклад, при зважуванні на терезах або при вимірюванні опору мостовим методом. Розглянемо останній приклад (рис. 5.18). Нехай при вимірюванні опору міст зрівноважили і отримали значення опру плеча порівняння $R_{пор1}$, тобто

$$R_x = R_{пор1}\frac{R_A}{R_B},$$

де $R_A$ $R_B$ – опори плеч відношень моста, похибки яких треба скоригувати. Для цього в другому вимірюванні переставимо місцями вимірюваний опір і опір плеча порівняння й знову зрівноважимо міст, звичайно при дещо іншому опорі плеча порівняння $R_{пор2}$, тобто

$$R_{пор2} = R_x\frac{R_A}{R_B}.$$

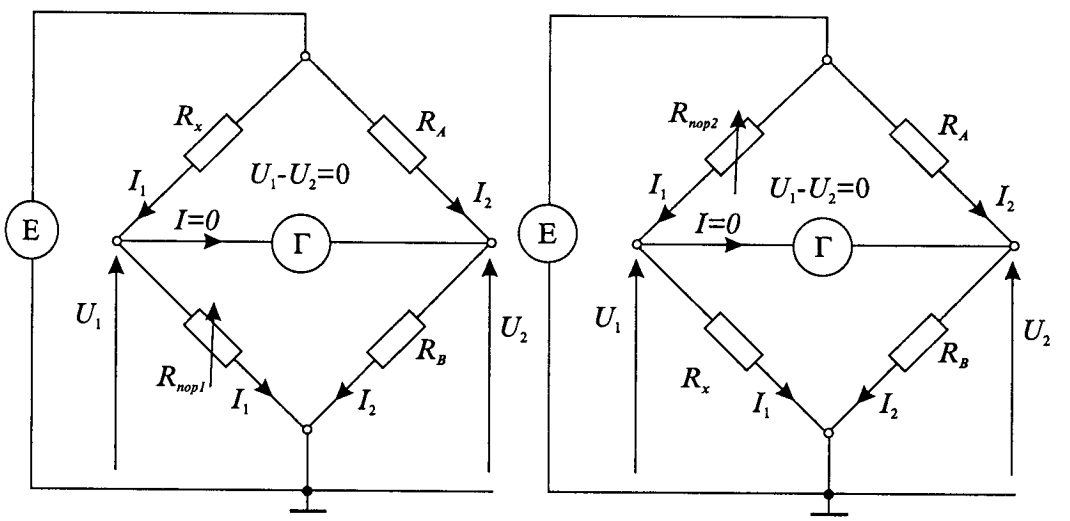



***Рис. 5.18.*** *До суті пояснення методу протиставлення*

Розділивши одне рівняння на друге, отримаємо $\frac{R_x}{R_{пор2}} = \frac{R_{пор1}}{R_x}$, звідки значення вимірюваного опору

$$R_x = \sqrt{R_{пор1} \cdot R_{пор2}},$$

яке теоретично не залежить від опорів плеч відношення, тобто і їх похибок.

Залишкова відносна похибка $\delta_n$ результату вимірювання при застосуванні методу протиставлення визначається похибкою $\delta_м$ регульованої міри – плеча порівняння, а також його похибками квантування $\delta_{м,кв}$

$$\delta_n \cong \delta_м + \delta_{м,кв}.$$

*Корекція прогресуючих похибок, метод симетричних в часі спостережень.* Нагадаємо, що прогресуючою називають похибку, що в часі змінюється лінійно (наростає чи спадає). Оскільки загалом лінія описується двома параметрами: початковим значенням $\Delta_0$ та крутизною $s$

$$\Delta(t) = \Delta_0 + s \times t,$$

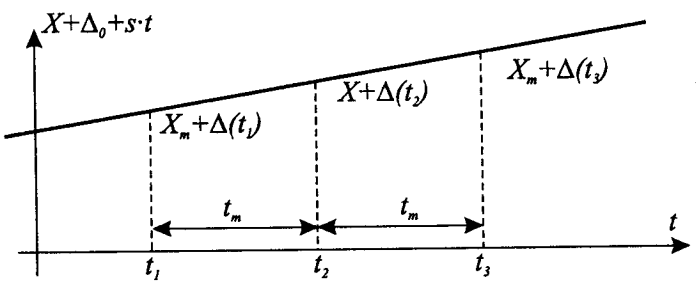



***Рис. 5.19.*** *Корекція прогресуючих похибок (метод симетричних спостережень)*

то враховуючи ще невідоме значення вимірюваної величини, для корекції прогресуючої похибки треба виконати принаймні три вимірювання.

Серед різних варіантів найпростішим є так званий метод симетричних спостережень, в якому через рівні інтервали часу $t_m$ виконують три вимірювання (рис. 5.19):

- в момент часу $t_1$ вимірюють відоме значення $X_м$ вихідної величини міри і отримують показ

$$x_1 = X_m + \Delta(t_1) = X_m + \Delta_0 + s \times t_1;$$

- в момент часу $t_2=t_1+t_m$ вимірюють значення $X$ вимірюваної величини і отримують показ

$$x_2 = X + \Delta(t_2) = X + \Delta_0 + s \times t_2 = X + \Delta_0 + s \times (t_1 + t_m);$$

- в момент часу $t_3 = t_2 + t_m = t_1 + 2t_m$ знову вимірюють це ж саме відоме значення $X_м$ вихідної величини міри і отримують показ

$$x_3 = X_m + \Delta(t_3) = X_m + \Delta_0 + s \times t_3 = X_m + \Delta_0 + s \times (t_1 + 2t_m),$$

Обчисливши середнє першого і третього результату

$$\frac{x_1 + x_3}{2} = X_m + \Delta_0 + s \cdot \frac{t_1 + t_3}{2} = X_m + \Delta_0 + s \cdot (t_1 + t_m) = X_m + \Delta_0 + s \cdot t_2,$$

знаходять значення прогресуючої похибки в момент часу $t_2$, яке підставляють у друг рівняння і знаходять значення вимірюваної величини

$$X = X_m + x_2 - \frac{x_1 + x_3}{2}.$$

Залишкова похибка методу симетричних спостережень визначається похибкою міри, а також випадковими похибками і похибками квантування у кожному з трьох вимірювань

$$\Delta_{с.сп} = \Delta X_т - \Delta_{в2} - \Delta_{кв2} + \frac{\Delta_{в1} + \Delta_{кв1} + \Delta_{в3} + \Delta_{кв3}}{2}.$$

Зокрема, при нехтовно малих випадкових похибках, граничне значення залишкової похибки

$$\Delta_{с.сп.гр} = \Delta X_{м,гр} + 2\Delta_{кв,гр}.$$

*Аналітичний розрахунок поправок.* У певних випадках систематичну похибку можна оцінити і, відповідно, поправити результат на основі аналізу вимірювальної схеми з використанням апріорної інформації про характеристики елементів схеми.

Таким способом можна оцінювати і коригувати систематичні похибки, наприклад, від взаємодії ЗВТ з об'єктом вимірювання. Зокрема, при вимірюванні струму (рис. 5.5), як вже було оговорено вище, внаслідок вмикання в коло амперметра з ненульовим опором $R_A$, опір кола збільшується, тому струм зменшується, тобто виникає методична похибка від взаємодії. За відомих опорів кола $R_к$ та амперметра $R_A$ цю похибку можна оцінити відповідно до виразу

$$\Delta I_м = -I_A \frac{R_A}{R_k},$$

і далі внести поправку у результат вимірювання. Насправді зазначені опори відомі не точно, тому повністю виключити методичну похибку розрахунковим шляхом не вдається, ця похибка лише зменшується.

***Підсумовування систематичних похибок.*** У переважній більшості практичних вимірювальних задач похибка вимірювання може бути описана як алгебрична сума декількох складових (наприклад, основних і додаткових похибок ЗВТ, методичних, особистих тощо), кожна з яких впливає на сумарну через певний коефіцієнт впливу $c_i$:

$$\Delta = c_1\Delta_1 + c_2\Delta_2 + ... + c_n\Delta_n = \sum_{i=1}^{n} c_i\Delta_i .$$

Цими складовими можуть бути як самі невідомі систематичні похибки, так і їх нескориговані залишки. Виникає задача оцінювання характеристик сумарної похибки, якщо відомі характеристики складових. За невеликої кількості складових похибки, за звичай до чотирьох-п'яти, знаходять верхню оцінку похибки вимірювання, як її безумовне граничне значення. При цьому обчислюють суму граничних похибок аргументів (помножених на модулі коефіцієнтів впливу $|c_i|$)

$$\Delta_{\text{гр}} = \pm\left(|c_1|\,|\Delta_{1\,гр}| + |c_2|\,|\Delta_{2\,гр}| + \ldots + |c_n|\,|\Delta_{n\,гр}|\right) = \pm\sum_{i=1}^{n}|c_i|\,|\Delta_{i\,гр}|.$$

Якщо похибка вимірювання містить велику кількість складових, то мало ймовірно, щоб усі вони одночасно прийняли своє найбільше (граничне) значення та ще й всі з погодженими знаками. Тому для підсумовування великої кількості систематичних похибок використовують квазістатистичний підхід, який дає більш реалістичну оцінку похибки, якою є довірча похибка. Для цього необхідно мати значення дисперсій окремих складових $\sigma_i^2$, тоді довірчі границі можна оцінити за виразом

$$\Delta_{\text{дов}} = \pm K(P_{\text{дов}}, n)\sqrt{\left(c_1^2\sigma_1^2 + c_2^2\sigma_2^2 + \ldots + c_n^2\sigma_n^2\right)} = \pm K(P_{\text{дов}}, n)\sqrt{\sum_{i=1}^{n} c_i^2\sigma_i^2},$$

де $K(P_{дов},n)$ – коефіцієнт, що залежить від довірчої ймовірності $P_{дов}$, розподілу складових і їх кількості $n$.

Якщо інформація про розподіл похибки відсутня, а відомі її лише граничні значення $\Delta_{iгр}$, то зазвичай приймається її рівномірний розподіл. Теоретично доведено, при відомих граничних значеннях саме похибки з рівномірним розподілом вносять найбільшу непевність результату. Тоді стандартне відхилення окремих складових $\sigma_i = \Delta_{i,гр}/\sqrt{3}$ і довірчі границі похибки (невизначеність (непевність) результату)

$$\Delta_{\text{дов}} = \pm\frac{K(P_{\text{дов}}, n)}{\sqrt{3}}\sqrt{\sum_{i=1}^{n} c_i^2\,\Delta_{i,гр}^2}.$$

Якщо кількість складових є понад 4–5, і серед них нема очевидно переважаючих над іншими, то в першому наближенні розподіл сумарної похибки можна прийняти нормальним, тому значення коефіцієнта $K(P_{дов},n)$ вибирають як відповідні квантилі нормального розподілу: $K(P_{дов},n) \approx 1{,}65$ $(P_{дов} = 0{,}9)$; $K(P_{дов},n) \approx 1{,}96$ $(P_{дов} = 0{,}95,\ n \geq 4)$; $K(P_{дов},n) \approx 2{,}58$ $P_{дов} = 0{,}99)$; $(n > 4\ldots5)$.

## 5.7. Опрацювання результатів прямих вимірювань

***Опрацювання результатів прямих одноразових вимірювань.*** З погляду опрацювання результатів спостережень, пряме вимірювання – це вимірювання однієї величини, в якому її значення отримують безпосередньо за показом відповідного приладу без необхідних для знаходження значення вимірюваної величини додаткових обчислень Приклади прямих вимірювань: вимірювання сили струму – амперметром, довжини - лінійкою, інтервалу часу – годинником, температури – термометром тощо.

Значення вимірюваної величини вважається знайденим прямо, коли шкала вимірювального засобу проградуйована прямо у відповідних значеннях вимірюваної величини або посередньо через таблицю чи графік. Вимірювання є прямим навіть якщо необхідно виконати додаткові вимірювання впливних величин, наприклад, щоб зробити корекцію систематичних похибок.

Разові вимірювання виконують за умови невеликих випадкових похибок, коли переважаючими є систематичні похибки. При цьому зазвичай виконують декілька спостережень (3–4), щоб переконатись у стабільності результатів. Як результат вибирають один з них, не виконуючи якогось опрацювання. Основне рівняння такого вимірювання (залежність результату вимірювання у від результату спостереження $x$)

$$y = c \times x,$$

де $c$ – відомий коефіцієнт, наприклад, масштабний.

Для оцінювання характеристик похибки прямого разового вимірювання необхідно по можливості встановити всі складові, оцінити характеристики кожної і, використовуючи їх, знайти характеристики сумарної похибки. Модель похибки вимірювання містить складові інструментальної похибки, а також, можливо, методичних і особистої (суб'єктивної), похибок експериментатора

$$\Delta_y = \Delta_i + \Delta_м + \Delta_c = \Delta_{io} + \Delta_{id} + \Delta_м + \Delta_c,$$

де $\Delta_i$ – інструментальна похибка, яка містить основну ($\Delta_{io}$) та додаткові ($\Delta_{id}$) складові; $\Delta_м$ – методична похибка; $\Delta_c$ – суб'єктивна (особиста) похибка, яка зумовлена зчитуванням показу зі шкали аналогового приладу (під час вимірювання цифровими приладами ця складова похибки відсутня).

Якщо є можливість або потреба, то оцінюють одну чи декілька систематичних похибок і до результату вводять поправки ($\vartheta$), в результаті чого отримують скоригований результат. Введення поправок не усуває повністю систематичних похибок, а лише їх зменшує в тій чи іншій мірі. Після введення поправок результат містить не скориговані залишки (інструментальної $\Delta_{ik}$, та методичної $\Delta_{мк}$) систематичних похибок

$$\Delta_{yk} = \Delta_i + \Delta_м + \Delta_c - \vartheta_i - \vartheta_м = \Delta_{ik} + \Delta_{мк} + \Delta_c.$$

Подальше опрацювання похибок здійснюється за викладеною вище методикою підсумовування систематичних похибок і результатів вимірювання записують як

$$X = (x \pm \Delta_{гр}) \quad \text{або} \quad X = (x \pm \Delta_{дов}),\ P_{дов} = \ldots,$$

де $x$ – значення, знайдене під час вимірювань.

***Опрацювання результатів прямих багаторазових вимірювань. Зменшення впливу випадкових похибок.*** Основним методом зменшення впливу випадкових похибок є проведення вимірювань з *багаторазовими спостереженнями* і подальше *статистичне опрацювання* отриманих результатів. Методика статистичного опрацювання залежить від статистичних властивостей випадкових похибок, зокрема, їх розподілу, кореляованості тощо. В переважній більшості практичних застосуваннях приймають *модель нормального розподілу* випадкових похибок, що дає можливість застосовувати до опрацювання результатів добре теоретично обґрунтовані статистичні методи. Найбільш ефективним методом у зменшенні впливу на результат вимірювання нормально розподілених похибок є *усереднення результатів*.

Якщо в цьому конкретному вимірюванні заздалегідь невідомий розподіл випадкових похибок, то необхідно провести детальні дослідження на предмет встановлення форми розподілу. При цьому застосовують відповідні статистичні критерії і для досягнення заданого рівня впевненості про вид розподілу необхідно виконати великий обсяг вимірювальних експериментів, навіть кілька сотень і більше. Найчастіше на основі експериментальних даних спочатку будують гістограму і за її формою роблять попередній висновок про вид розподілу. Далі на основі критеріїв $\chi^2$, Колмогорова чи іншого перевіряють гіпотезу на приналежність даного розподілу до вибраного модельного. Слід зауважити, що ніякий критерій не дає гарантії про підпорядкованість даної сукупності експериментальних даних тому чи іншому розподілу, лише отримується відповідь, що з такою ймовірністю такий розподіл не суперечить експериментальним результатам.

*Опрацювання результатів при нормально розподілених випадкових похибках.* Найбільш поширена як в теоретичних дослідженнях, так і при практичному опрацюванні результатів є модель нормального розподілу випадкових похибок. При вимірюваннях сталого значення величини X вплив випадкових похибок $\Delta_i$ появляється у хаотичній, нерегулярній зміні окремих послідовних в часі результатів $x_i$ ($i = 1,2,\ldots,n$), де $n$ – кількість результатів спостережень:

$$x_i = X + \Delta_i.$$

Прийнято вважати, що кількість спостережень при багаторазових вимірюваннях не менша за 4–5 ($n \geq 4$-5). В результаті почергових вимірювань даної величини отримують набір результатів.

$$x_1, x_2, x_3, x_4, \ldots, x_n.$$

Для зменшення впливу нормально розподілених випадкових похибок застосовується усереднення результатів спостережень, тобто за результат вимірювання приймається їх середнє значення

$$X \approx \bar{x}_{(n)} = \frac{x_1 + x_2 + x_3 + x_4 + \ldots + x_n}{n} = \frac{1}{n}\sum_{i=1}^{n} x_i ,$$

тут індекс $(n)$ означає знаходження середнього з n спостережень.

Методика подальшого опрацювання, зокрема з метою оцінювання довірчих границь непевності отриманого результату, залежить від апріорної інформації про характеристики похибок результатів спостережень. Розглянемо опрацювання результатів при рівноточних вимірюваннях. Рівноточними вважаються почергові вимірювання незмінними засобами, в незмінних умовах, тим самим експериментатором.

Якщо дисперсія (чи стандартне відхилення) випадкових похибок заздалегідь невідомі, то:

- за оцінку результату вимірювання беруть середнє;
- оцінюють вибіркову дисперсію випадкових похибок результатів спостережень

$$S_n^2 = \frac{1}{n-1}\sum_{i=1}^{n}\left(x_i - \bar{x}_{(n)}\right)^2 ;$$

- перевіряють найбільш відхилені від середнього значення результати спостережень на можливість їх спотворення грубими похибками чи наявність промахів. При потребі такі результати відкидають і повторно виконують перші два пункти при скороченій (на кількість відкинутих результатів) виборці;
- оцінюють дисперсію випадкової похибки результату вимірювання (середнього значення), що в $n$ раз менша за оцінку дисперсії окремих результатів спостережень

$$S_{\bar{x}}^2 = \frac{S_n^2}{n} = \frac{1}{n\cdot(n-1)}\sum_{i=1}^{n}\left(x_i - \bar{x}_{(n)}\right)^2 ;$$

- оцінюють стандартне відхилення випадкової похибки результату вимірювання, що в корінь квадратний з кількості результатів $\sqrt{n}$ менша від стандартного відхилення похибок результатів спостережень

$$S_{\bar{x}} = \sqrt{\frac{S_n^2}{n}} = \frac{S_n}{\sqrt{n}} = \sqrt{\frac{1}{n\cdot(n-1)}\sum_{i=1}^{n}\left(x_i - \bar{x}_{(n)}\right)^2} ;$$

- оцінюють довірчі границі похибки (невизначеність (непевність) результату вимірювання)

$$\Delta_{\bar{x}} = \pm t(n-1, P_{дов}) \cdot S_{\bar{x}} = \pm t(n-1, P_{дов}) \cdot \frac{S_n}{\sqrt{n}},$$

де $t(n\text{-}1, P_{дов})$ – коефіцієнт, що взятий з таблиці для розподілу Стьюдента, що залежить від такзваної кількості ступенів свободи $f$, яка в цьому випадку дорівнює $f = n - 1$, та довірчої ймовірності $P_{дов}$ (табл. 5.1).

*Таблиця. 5.1*

**Значення коефіцієнтів t Стьюдента**

| $f$ | P | | | $f$ | P | | |
|---|---|---|---|---|---|---|---|
| | 0,90 | 0,95 | 0,99 | | 0,90 | 0,95 | 0,99 |
| 3 | 2,353 | 3,182 | 5,841 | 19 | 1,729 | 2,093 | 2,961 |
| 4 | 2,132 | 2,776 | 4,604 | 20 | 1,725 | 2,086 | 2,845 |
| 5 | 2,015 | 2,571 | 4,032 | 21 | 1,721 | 2,080 | 2,831 |
| 6 | 1,943 | 2,447 | 3,707 | 22 | 1,717 | 2,074 | 2,819 |
| 7 | 1,895 | 2,365 | 3,499 | 23 | 1,714 | 2,069 | 2,807 |
| 8 | 1,860 | 2,306 | 3,355 | 24 | 1,711 | 2,064 | 2,797 |
| 9 | 1,833 | 2,262 | 3,250 | 25 | 1,708 | 2,060 | 2,787 |
| 10 | 1,812 | 2,228 | 3,169 | 26 | 1,706 | 2,056 | 2,779 |
| 11 | 1,796 | 2,201 | 3,106 | 27 | 1,703 | 2,052 | 2,771 |
| 12 | 1,782 | 2,179 | 3,055 | 28 | 1,701 | 2,048 | 2,763 |
| 13 | 1,771 | 2,160 | 3,012 | 29 | 1,699 | 2,045 | 2,756 |
| 14 | 1,761 | 2,145 | 2,977 | 30 | 1,697 | 2,042 | 2,750 |
| 15 | 1,753 | 2,131 | 2,947 | 40 | 1,684 | 2,021 | 2,704 |
| 16 | 1,746 | 2,120 | 2,921 | 60 | 1,671 | 2,000 | 2,660 |
| 17 | 1,740 | 2,110 | 2,898 | 120 | 1,658 | 1,980 | 2,617 |
| 18 | 1,734 | 2,103 | 2,878 | ∞ | 1,645 | 1,960 | 2,576 |

Якщо кількість результатів спостережень становить кілька десятків (звичайно більше 30), то розподіл Стьюдента практично трансформується в нормальний і тоді довірчі границі непевності (невизначеності) результату можна оцінити за відповідними квантилями нормального розподілу.

Дисперсія $D = \sigma^2$ випадкових похибок може бути відома з попередніх досліджень, що виконувалися тими самими засобами в таких самих умовах. Тоді:

- результат вимірювання також знаходять як середнє з отриманих результатів первинних вимірювань;
- перевіряють результати на наявність грубих похибок, і при потребі відкидають такі результати. Повторно оцінюють середнє значення;
- оцінку довірчих границь (невизначеності (непевності) результату вимірювання) розраховують за виразом

$$\Delta_{\bar{x}} = \pm z_{\text{н}}(P_{\text{дов}}) \cdot \frac{\sigma}{\sqrt{n}},$$

де $z_н(P_{дов})$ – квантиль нормального розподілу.

Результат вимірювання записують у стандартній формі

$$X = \bar{x}_{(n)} \pm \Delta_{\bar{x}}, \quad P_{\text{дов}} = \ldots, \quad n = \ldots, \text{ норм.}$$

Отже, для зменшення впливу випадкових похибок знаходять середнє значення з результатів спостережень. При цьому розкид середнього значення (стандартне відхилення) в $\sqrt{n}$ менший за розкид окремого результату спостереження. Отже, для зменшення впливу випадкової похибки у n раз необхідно здійснити $n^2$ спостережень, зокрема для зменшення випадкової похибки в 10 раз необхідно провести $10^2 = 100$ спостережень, а у 100 раз – $100^2 = 10000$ спостережень. Очевидно, що збільшення кількості спостережень спричиняється до пропорційного зростання часу вимірювання.

## 5.8. Сумісне підсумовування систематичних та випадкових похибок

На практиці на результати вимірювання часто впливають одночасно як випадкові, так і систематичні похибки. Звичайно обидві складові похибки вимірювання оцінюють окремо. Оцінку систематичної похибки вимірювання (або її не скоригованого залишку) знаходять у формі безумовних границь $\Delta_{с,гр}$ (при невеликій кількості складових) або довірчих границь $\Delta_{с,дов}$ (при кількості складових понад 4...5). Випадкову складову за звичай характеризують довірчими границями $\Delta_{в,дов}$. Довірчі границі сумарної похибки переважно знаходять як суму безумовних чи довірчих границь систематичної та довірчих границь випадкової похибок

$$\Delta_{\Sigma\text{дов}} = \Delta_{с,гр} + \Delta_{в,дов}, \quad \text{або} \quad \Delta_{\Sigma\text{дов}} = \Delta_{с,дов} + \Delta_{в,дов}.$$

Якщо довірчі ймовірності систематичної та випадкової похибок різні, то необхідно перерахувати відповідні границі, або, в разі неможливості, слід прийняти меншу довірчу імовірність.

Частіше застосовують квазістатистичний підхід до підсумовування систематичної та випадкової похибок. Це має сенс, якщо систематична похибка містить нескориговані залишки змінних складових. Для знаходження невизначеності (непевності) результату (довірчого інтервалу сумарної похибки) застосовують дещо різні підходи. Найчастіше його знаходять за виразом

$$\Delta_{\Sigma\text{дов}} = K(P_{\text{дов}}, \nu)\,[\Delta_{с,дов} + \Delta_{в,дов}]$$

де $K(P_{дов}, v)$ – коефіцієнт, що залежить від відношення границі систематичної похибки до стандартного відхилення випадкової похибки $v = \Delta_{с,дов} / S_в$.

Якщо виконується умова $0,8 \le v \le 8$, то можна використати значення коефіцієнта $K(0,95) = 0,8$ і $K(0,99) = 0,85$. Якщо ж $v < 0,8$, то систематичною похибкою нехтують і за границю сумарної приймають границю випадкової похибки, а при $v > 8$, нехтують випадковою складовою похибки і залишають лише систематичну.

Використовують також іншу емпіричну формулу підсумовування

$$\Delta_{\Sigma дов} = K_\Sigma(P_{дов}) S_\Sigma,$$

де $S_\Sigma = \sqrt{S_с^2 + S_в^2}$ – оцінка сумарного стандартного (середньо – квадратичного) відхилення похибки; $K_\Sigma(P_{дов}) = \dfrac{\Delta_{с,дов} + \Delta_{в,дов}}{S_с + S_в}$ – коефіцієнт, що залежить від співвідношення суми границь систематичної та випадкової похибок при одній і ті ж довірчій ймовірності до суми їх стандартних відхилень.

При однаковому розподілі систематичної та випадкової похибок, найчастіше нормальному, цей коефіцієнт є відповідним квантилем відповідного, розподілу, зокрема нормального – $K_\Sigma(P_{дов}) = z_н(P_{дов})$.

## 5.9. Опрацювання результатів опосередкованих вимірювань

***Опрацювання результатів опосередкованих вимірювань з разовим вимірюванням аргументів.*** Нагадаємо, що при опосередкованих вимірюваннях значення величини $Y$ знаходять за результатами безпосередніх вимірювань величин $X_1$, $X_2$, $X_3$,…,$X_n$ які пов'язані з нею функційною залежністю

$$Y = f(X_1, X_2, X_3, ...X_n).$$

Разові опосередковані вимірювання виконують при невеликих випадкових похибках, тобто при стабільних почергових результатах вимірювань кожної величини. Будемо вважати, що результати вимірювань $x_1$, $x_2$, $x_3$,…,$x_n$. Результат опосередкованого вимірювання отримують підстановкою результатів первинних вимірювань величин - аргументів у відповідне рівняння вимірювання

$$y = f(x_1, x_2, x_3, ..., x_n).$$

Прикладом опосередкованого вимірювання є визначення опору $R_x$ споживача в режимі його роботи за результатами прямих вимірювань напруги $U_V$ вольтметром, струму $I_A$ амперметром за законом Ома

$$R_x = \frac{U_V}{I_A}.$$

Для записування результату вимірювання необхідно оцінити похибку його визначення.

*Вираз (модель) похибки опосередкованого вимірювання.* Оцінювання похибки опосередкованого вимірювання відбувається у такій послідовності:

- знаходження виразу похибки;
- оцінювання характеристик окремих складових похибок вимірювань величин-аргументів, за необхідності корекція їх похибок;
- оцінювання характеристик сумарної похибки;
- записування результату з вказанням його невизначеності (непевності), (довірчих границь).

Вираз похибки отримують з рівняння вимірювання, розкладаючи його в околі результатів вимірювання аргументів в ряд Тейлора. При цьому приймають, що похибки вимірювань величин аргументів $\Delta_1$, $\Delta_2$, $\Delta_3$,…,$\Delta_4$ невеликі, тобто у розкладі обмежуються лише лінійними членами розкладу

$$\Delta y \cong \frac{\partial f}{X_1}\Delta_1 + \frac{\partial f}{X_2}\Delta_2 + \frac{\partial f}{X_3}\Delta_3 + \ldots + \frac{\partial f}{X_n}\Delta_n + \Delta_м .$$

Тут $\Delta_м$ – методична похибка, що зумовлена невідповідністю функційної залежності $Y = f(X_i)$ справжній залежності між величинами.

Або в загальному випадку вираз похибки набирає вигляду

$$\Delta y \cong \sum_{i=1}^{n} \frac{\partial f(x_1, x_2, \ldots, x_n)}{\partial X_i}\Delta_i + \Delta_м = \sum_{i=1}^{n} C_i \Delta_i + \Delta_м ,$$

де $C_i = \partial f / dX_i \big|_{x_1, x_2, \ldots, x_n}$ – часткова похідна функції по $i$-му аргументу, обчислена при аргументах, які дорівнюють їх результатам вимірювань ($X_i = x_i$, $i = 1,2,\ldots,n$). Цю похідну часто називають коефіцієнтом впливу похибки $i$-го аргументу $\Delta_i$ на похибку вимірювання $\Delta y$.

Знаючи $\Delta y$ можна записати також вираз відносної похибки

$$\delta_y = \frac{\Delta y}{y} \cong \frac{\sum_{i=1}^{n} \frac{\partial f(x_1, x_2, \ldots, x_n)}{\partial X_i}\Delta_i}{f(x_1, x_2, \ldots, x_n)} + \frac{\Delta_м}{f(x_1, x_2, \ldots, x_n)} = \frac{\sum_{i=1}^{n} C_i x_i \delta_i}{f(x_1, x_2, \ldots, x_n)} + \frac{\Delta_м}{f(x_1, x_2, \ldots, x_n)} .$$

Отже, вирази похибки опосередкованого вимірювання залежать від вигляду рівняння вимірювання (функції) і часто в одних випадках вираз абсолютної похибки є значно простішим, ніж відносної, а в інших, – навпаки. Можна застосовувати такі загальні рекомендації: якщо рівняння вимірювання містить добутки, частку, піднесення до степеня, добування коренів, то доцільно оперувати відносною похибкою, якщо ж рів-

няння вимірювання є алгебричною сумою, чи містить інші, ніж перечислені вище нелінійні функції, то доцільно оперувати абсолютною похибкою. В багатьох випадках доцільно використовувати комбінований підхід.

Вирази абсолютних та відносних похибок для поширених типових рівнянь вимірювань подані в табл. 5.2.

*Таблиця 5.2*

**Вирази похибок опосередкованого вимірювання**

| № п/п | Функційна залежність | Абсолютна похибка | Відносна похибка |
|---|---|---|---|
| 1 | $Y=X_1+X_2$ | $\Delta y = \Delta_1 + \Delta_2 = X_1\delta_1 + X_2\delta_2$ | $\delta_Y = \frac{\Delta_1 + \Delta_2}{X_1 + X_2} = \frac{X_1}{X_1 + X_2}\delta_1 + \frac{X_2}{X_1 + X_2}\delta_2$ |
| 2 | $Y=X_1-X_2$ | $\Delta y = \Delta_1 - \Delta_2 = X_1\delta_1 - X_2\delta_2$ | $\delta_Y = \frac{\Delta_1 - \Delta_2}{X_1 + X_2} = \frac{X_1}{X_1 + X_2}\delta_1 - \frac{X_2}{X_1 + X_2}\delta_2$ |
| 3 | $Y=C_1X_1+C_2X_2$ | $\Delta y = C_1\Delta_1 + C_2\Delta_2 = C_1X_1\delta_1 + C_2X_2\delta_2$ | $\delta_Y = \frac{C_1\Delta_1 + C_2\Delta_2}{C_1X_1 + C_2X_2} = \frac{C_1X_1}{C_1X_1 + C_2X_2}\delta_1 + \frac{C_2X_2}{C_1X_1 + C_2X_2}\delta_2$ |
| 4 | $Y=C_1X1\cdot X_2$ | $\Delta y = C_1(X_2\Delta_1 + X_1\Delta_2) = C_1X_1X_2(\delta_1 + \delta_2)$ | $\delta_Y = \frac{\Delta_1}{X_1} + \frac{\Delta_2}{X_2} = \delta_1 + \delta_2$ |
| 5 | $Y = \frac{1}{X}$ | $\Delta_Y = -\frac{1}{X^2}\Delta_x = -\frac{1}{X}\delta_x$ | $\delta_Y = -\frac{\Delta_x}{X_x} = -\delta_x$ |
| 6 | $Y = C_1\frac{X_1}{X_2}$ | $\Delta_Y = C_1\left(\frac{1}{X_2}\Delta_1 - \frac{X_1}{X_2^2}\Delta_2\right) = C_c\frac{X_1}{X_2}(\delta_1 - \delta_2)$ | $\delta_Y = \frac{\Delta_1}{X_1} - \frac{\Delta_2}{X_2} = \delta_1 - \delta_2$ |
| 7 | $Y = \frac{X_1X_2}{X_3X_4}$ | $\Delta_Y = \frac{X_2}{X_3X_4}\Delta_1 + \frac{X_1}{X_3X_4}\Delta_2 - \frac{X_1X_2}{X_3^2X_4}\Delta_3 - \frac{X_1X_2}{X_3X_4^2}\Delta_4 = \frac{X_1X_2}{X_3^2X_4}(\delta_1 + \delta_2 - \delta_3 - \delta_4)$ | $\delta_Y = \frac{\Delta_1}{X_1} + \frac{\Delta_2}{X_2} - \frac{\Delta_3}{X_3} - \frac{\Delta_4}{X_4} = \delta_1 + \delta_2 - \delta_3 - \delta_4$ |
| 8 | $Y = X^2$ | $\Delta_Y = 2X\Delta_x = 2X^2\delta_x$ | $\delta_Y = 2\frac{\Delta_x}{X_x} = 2\delta_x$ |
| 9 | $Y = X^n$ | $\Delta_Y = nX^{n\ 1}\Delta_x = nX^n\delta_x$ | $\delta_Y = n\frac{\Delta_x}{X} = n\delta_x$ |
| 10 | $Y = \sqrt{X}$ | $\Delta_Y = \frac{\Delta_x}{2\sqrt{X}} = \frac{1}{2}\sqrt{X}\delta_x$ | $\delta_Y = \frac{\Delta_x}{X} = \frac{1}{2}\delta_x$ |

На практиці похибка вимірювання кожного з аргументів звичайно містить декілька складових (зокрема, основну, додаткові, особисту, методичну тощо (див. прямі разові вимірювання)), тому навіть при двох аргументах загальна кількість складових похибки може бути досить великою (5, 6 і більше). В цьому випадку для підсумовування похибок використовують статистичний підхід, який дає більш реалістичну оцінку похибки, якою є довірча похибка. При центрованих (з нульовим середнім значенням, точніше – математичним сподіванням) і статистично незалежних (некорельованих) складових похибки довірчу границю похибки вимірювання (невизначеність (непевність) результату) при заданій вірогідності (довірчій ймовірності $P_{дов}$) обчислюють за виразом

$$\Delta y_{\text{дов}} = \pm K(P_{\text{дов}}, n)\sqrt{\sum_{i=1}^{n} C_i^2 \sigma_i^2} = \pm K(P_{\text{дов}}, n)\sqrt{\sum_{i=1}^{n}\left(\frac{\partial f}{\partial X_i}\right)^2 \sigma_i^2}\ .$$

Якщо відомі лише граничні значення похибок $\Delta_{igp}$, то, орієнтуючись на найгірший випадок, розподіл складових приймають рівномірний з середнім квадратичним значенням похибок $\sigma_i = \frac{\Delta_{i,гр}}{\sqrt{3}}$. Тоді довірчі границі оцінки похибки вимірювання (невизначеність (непевність) результату) можна порахувати за виразом

$$\Delta y_{\text{дов}} = \pm \frac{K(P_{\text{дов}}, n)}{\sqrt{3}} \sqrt{\sum_{i=1}^{n}\left(\frac{\partial f}{\partial X_i}\right)^2 \Delta_{igp}^2}\ .$$

***Опосередковані вимірювання з багаторазовими спостереженнями аргументів.*** Такі вимірювання виконують з метою зменшення впливу випадкових похибок вимірювань кожного з аргументів $X_1$, $X_2$ ,$X_3$,...,$X_n$, для цього їх вимірюють багаторазово. При цьому спосіб опрацювання результатів первинних вимірювань залежить від виду функційної залежності між безпосередньо вимірюваними величинами.

Можливі два типи опосередкованих вимірювань. Перший – результати вимірювань аргументів незалежні між собою, наприклад, як при визначенні питомої густини матеріалу $\rho_v$ безпосереднім вимірюванням об'єму $V$ та маси $m$ тіла

$$\rho_v = \frac{m}{V},$$

або визначення питомого електричного опору провідника $\rho_e$ шляхом безпосереднім вимірюванням його опору $R$, довжини $L$ та діаметра $D$

$$\rho_e = \frac{R\pi D^2}{4L}.$$

В цих прикладах кожну з величин можна вимірювати незалежно від інших, навіть в різний час, результат вимірювання однієї ніяк не впливає на результат вимірювання іншої. При вимірюванні кожного аргументу кількість спостережень може бути різною, наприклад, залежною від рівня випадкової похибки вимірювання даної величини (де більша випадкова похибка доцільно збільшити обсяг спостережень)

До другого типу належать вимірювання, в яких результати вимірювань взаємозалежні і мають зміст лише разом. Прикладом такого вимірювання є згадане вище вимірювання електричного опору, використовуючи закон Ома

$$R_x = \frac{U_V}{I_A}.$$

В цьому випадку напругу та струм необхідно вимірювати одночасно, оскільки зміна напруги спричиняється до зміни струму і навпаки. Кількість вимірювань кожної з величин мусить бути однакова і результати спостережень мають бути записані разом для кожного окремого експерименту.

Опрацювання результатів опосередкованого вимірювання з незалежними результатами вимірювань аргументів виконують у такій послідовності:

- результати спостережень кожного з аргументів опрацьовують за методикою опрацювання результатів прямих вимірювань з багаторазовими спостереженнями і знаходять оцінки результатів $\bar{x}_i$, і середньоквадратичних відхилень $S_{i,n_i}$ ($n_i$–кількість спостережень при прямому вимірюванні величини $X_i$);
- результат опосередкованого вимірювання знаходять підстановкою оцінок результатів вимірювань аргументів у рівняння вимірювання

$$y = f\left(\bar{x}_1, \bar{x}_2, \bar{x}_3, ..., \bar{x}_n\right).$$

- враховуючи рівняння вимірювання, аналогічно як при разових вимірюваннях, знаходять вираз похибки

$$\Delta y \cong \sum_{i=1}^{n} \frac{\partial f(x_1, x_2, ..., x_n)}{\partial X_i} \Delta_i + \Delta_м = \sum_{i=1}^{n} C_i \Delta_i + \Delta_м,$$

де $\Delta_м$ – методична похибка, що зумовлена невідповідністю функційної залежності справжній залежності між величинами; $C_i = \partial f / dX_i \big|_{x_1, x_2, ..., x_n}$ – часткова похідна функції по $i$-му аргументу (коефіцієнт впливу похибки $i$-го аргументу $\Delta_i$ на похибку вимірювання $\Delta y$).

- оцінюють методичну похибку і в разі потреби її коригують і оцінюють нескоригований залишок;

- для заданої довірчої ймовірності розраховують довірчі границі похибки опосередкованого вимірювання (невизначеність (непевність) результату)

$$\Delta y_{дов} = \pm t(n_{ef}, P_{дов}) \sqrt{\sum_{i=1}^{k} C_i^2 \frac{S_{i,n_i}^2}{n_i}},$$

де $t(n_{ef}, P_{дов})$ – квантиль розподілу Стьюдента для ефективної кількості результатів спостережень $n_{ef}$,

- записують результат вимірювання

$$Y=(y \pm \Delta y_{дов});\ P_{дов}= \dots ,\ n_{ef}= \dots .$$

Опрацювання результатів при залежних вимірюваннях аргументів здійснюють у такій послідовності:

- для кожної групи результатів вимірювань різних аргументів підстановкою в рівняння вимірювання знаходять відповідне значення шуканої величини

$$y_i = f(x_{1,i},\ x_{2,i},\ x_{3,i}, \dots x_{n,i});$$

- отримані результати $y_i$ опрацьовують як при прямих вимірюваннях з багаторазовими спостереженнями і знаходять оцінку результату вимірювання $\bar{y}$, і середньоквадратичне відхилення $S_n$ (n- кількість груп спостережень, або кількість значень величини y);
- для заданої довірчої ймовірності розраховують довірчі границі похибки опосередкованого вимірювання (невизначеність (непевність) результату)

$$\Delta y_{дов} = \pm t(n-1, P_{дов}) \sqrt{\frac{S_n^2}{n}},$$

- записують результат вимірювання

$$Y = (y \pm \Delta y_{дов});\ P_{дов}= \dots ,\ n= \dots .$$

У разі одночасного впливу на результат вимірювання систематичних та випадкових похибок, їх сумісне підсумовування здійснюють за методикою, викладеною вище.

## 5.10. Опрацювання результатів сумісних вимірювань. Вимірювання параметрів залежностей між фізичними величинами

***Наближення (апроксимація) результатів експериментів функціями.*** Нагадаємо, що сумісні вимірювання використовують для знаходження функціональних залежностей між декількома фізичними величинами, в найпростішому між двома X та Y (рис. 5.20) $Y(X) = F[X]$.

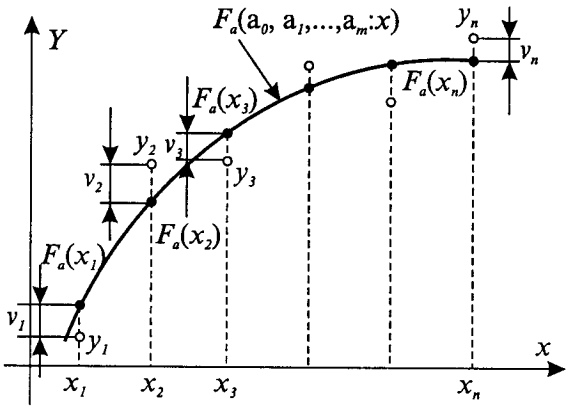



***Рис. 5.20.*** *До апроксимації результатів експериментів*

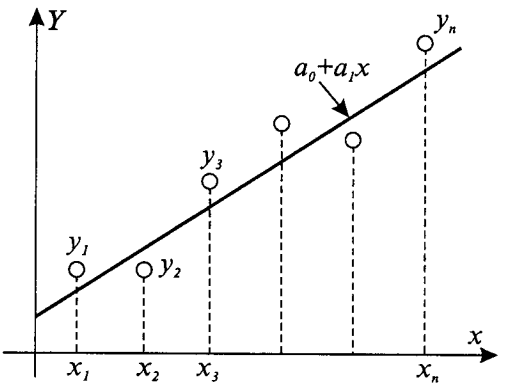



***Рис. 5.21.*** *Лінійна апроксимація МНК*

Загалом ця функція може бути як лінійною, так і нелінійною відносно як незалежного аргументу $X$, так і шуканих коефіцієнтів. Апроксимаційну функцію

$$Y(X) = F_a[a_0, a_1, ..., a_{m-1}; X]$$

розглядають як модель справжньої функціональної залежності $Y(X)$ і вона є функцією $m$-невідомих коефіцієнтів $a_0$, $a_1$,..., $a_{m-1}$, які необхідно знайти під час опрацювання результатів сумісних вимірювань. Внаслідок відмінності апроксимаційної функції від справжньої залежності (навіть за відсутності похибок вимірювань) існує методична похибка апроксимації (наближення), тобто похибка прийнятої моделі функціональної залежності

$$\Delta_a(X) = F_a[a_0, a_1, ..., a_{m-1}; X] - Y(X).$$

Кажуть, що модель є відповідною чи адекватною, якщо похибкою моделі чи апроксимації можна знехтувати, або вона не перевищує заданого допустимого значення $\Delta_{a,доп}$

$$|\Delta_a(X)| \le \Delta_{a,доп}.$$

За умови адекватної моделі, для знаходження коефіцієнтів апроксимуючої функції для заданих $n$ значень аргументу $x_1, x_2, \ldots, x_n$ і вимірюють відповідні їм значення функції $y_1, y_2, \ldots, y_n$ в результаті чого формують систему рівнянь

$$\left.\begin{aligned} y_1 &= F_a[a_0, a_1, ..., a_{m-1}; x_1]; \\ y_2 &= F_a[a_0, a_1, ..., a_{m-1}; x_2]; \\ \ldots & \qquad \ldots \\ y_n &= F_a[a_0, a_1, ..., a_{m-1}; x_n]; \end{aligned}\right\},$$

розв'язками якої є шукані коефіцієнти $a_0$, $a_1$,..., $a_{m-1}$. При цьому кількість рівнянь $n$ системи (кількість вимірювань $n$ пар аргумент-функція) має бути не меншою за кількість невідомих коефіцієнтів $m$, тобто $n \geq m$.

Очевидно, що в загальному випадку результати вимірювань спотворені різного роду похибками. Тому виникає проблема побудови "найкращої" за даних умов апроксимаційної залежності.

*Метод найменших квадратів.* На практиці шукану залежність будують так, щоб мінімізувати певну функцію її відхилень від експериментальних точок (рис. 5.20)

$$v_i = F_a[a_0, a_1, \ldots, a_{m-1}; X] - y_i,$$

при цьому широко вживається критерій мінімуму суми квадратів відхилень шуканої функції від експериментальних точок, тобто

$$MIN\left\{\sum_{i=1}^{n} v_i^2\right\}.$$

Завдяки тому, що за цим критерієм мінімізується сума квадратів відхилень шуканої функції від експериментальних точок, то він отримав назву *методу найменших квадратів* (*МНК*).

Як відомо, для аналітичного знаходження параметрів, при яких функція набуває мінімуму, необхідно спочатку обчислювати похідні по всіх параметрах функції, далі прирівняти їх до нуля і, нарешті, розв'язати отриману систему рівнянь. Оскільки похідна від квадрату є однозначною лінійною функцією, то за умови, що апроксимуюча функція $F_a[a_0, a_1, \ldots, a_{m-1}; X]$ є лінійною відносно коефіцієнтів $a_0$, $a_1$,..., $a_{m-1}$, задача апроксимації зводиться до розв'язування системи лінійних рівнянь.

*Лінійна апроксимація.* Найпростішою є лінійна апроксимація $y(x)=a_0+a_1x$ (рис. 5.21). В цьому випадку відхиленні $i$-ї точки описується виразом $v_i=a_0+a_1x_i-y_i$, і умова мінімуму суми квадратів відхилень набирає вигляду

$$MIN\left\{V = \sum_{i=1}^{n} v_i^2\right\} = MIN\left\{V = \sum_{i=1}^{n} (a_0 + a_1 x_i - y_i)^2\right\},$$

яка досягається при значеннях $\hat{a}_0$, $\hat{a}_1$ коефіцієнтів, які будуть щораз іншими для іншого набору результатів вимірювань.

Для знаходження умови мінімуму беруть похідні по кожному з коефіцієнтів $\hat{a}_0$, $\hat{a}_1$ і прирівнюють їх до нуля

$$\left.\begin{aligned}\frac{\partial V}{\partial \hat{a}_0} &= 2\sum_{i=1}^{n}\left(\hat{a}_0 + \hat{a}_1 x_i - y_i\right) = 0;\\ \frac{\partial V}{\partial \hat{a}_1} &= 2\sum_{i=1}^{n}\left(\hat{a}_0 + \hat{a}_1 x_i - y_i\right)x_i = 0.\end{aligned}\right\}.$$

Після розкриття операції підсумовування та виконання перестановок, отримують систему лінійних рівнянь відносно оцінок шуканих коефіцієнтів $\hat{a}_0$, $\hat{a}_1$

$$\left.\begin{aligned}\hat{a}_0 n + \hat{a}_1 \sum_{i=1}^{n} x_i &= \sum_{i=1}^{n} y_i;\\ \hat{a}_0 \sum_{i=1}^{n} x_i + \hat{a}_1 \sum_{i=1}^{n} x_i^2 &= \sum_{i=1}^{n} y_i x_i.\end{aligned}\right\} \text{ або } \left.\begin{aligned}\hat{a}_0 + \hat{a}_1 \bar{x} &= \bar{y};\\ \hat{a}_0 \bar{x} + \hat{a}_1 \overline{x^2} &= \overline{yx}.\end{aligned}\right\}$$

де $\bar{x} = \frac{1}{n}\sum_{i=1}^{n} x_i$ – середнє значення аргументів; $\overline{x^2} = \frac{1}{n}\sum_{i=1}^{n} x_i^2$ – середнє значення квадратів аргументів; $\bar{y} = \frac{1}{n}\sum_{i=1}^{n} y_i$ – середнє значення експериментальних значень функції; $\overline{yx} = \frac{1}{n}\sum_{i=1}^{n} y_i x_i$ – середнє значення добутків експериментальних значень функції на значення відповідних аргументів.

Розв'язанням цієї системи є оцінки коефіцієнтів функції

$$\hat{a}_0 = \frac{\overline{x^2}\cdot\bar{y} - \bar{x}\cdot\overline{y\cdot x}}{\overline{x^2} - \left(\bar{x}\right)^2}; \quad \hat{a}_1 = \frac{\overline{yx} - \bar{y}\cdot\bar{x}}{\overline{x^2} - \left(\bar{x}\right)^2}.$$

Якщо відомі дисперсії $\sigma^2_{\Delta y}$ випадкових похибок вимірювання значень функції, то дисперсії знайдених коефіцієнтів можна порахувати за виразами

$$\sigma^2_{\hat{a}_0} = \frac{\overline{x^2}}{\overline{x^2} - \left(\bar{x}\right)^2}\frac{\sigma^2_{\Delta y}}{n}; \quad \sigma^2_{\hat{a}_1} = \frac{1}{\overline{x^2} - \left(\bar{x}\right)^2}\frac{\sigma^2_{\Delta y}}{n},$$

які зменшуються зі збільшенням кількості експериментальних точок.

Загалом похибки знайдених коефіцієнтів є корельованими між собою, при чому коефіцієнт кореляції між ними становить $R_{a_0 a_1} = -\frac{\bar{x}}{\overline{x^2} - \left(\bar{x}\right)^2}\frac{\sigma^2_{\Delta y}}{n}$. З останнього випливає, що кореляція поміж коефіцієнтами буде відсутня в разі нульового середнього значення аргументів $\bar{x} = \frac{1}{n}\sum_{i=1}^{n} x_i = 0$, тобто їх симетрії відносно початку координат.

Довірчі границі похибок (при довірчій ймовірності $P_{дов}$) (невизначеність (непевність)) отриманих оцінок коефіцієнтів функції знаходять за виразом

$$a_j = \hat{a}_j \pm t(n-m, P_{дов})\sigma_{a_j},$$

де $t(n-m, P_{дов})$ – квантиль розподілу Стьюдента з числом ступенів свободи $n-m$.

Якщо дисперсія випадкових похибок $\sigma^2_{Ду}$ наперед невідома, то її оцінюють під час опрацювання результатів

## 5.11. Опрацювання результатів сукупних вимірювань

*Задачі сукупних вимірювань.* Серед ЗВТ існують так звані набори мір. Хоча кожна міра з цього набору може застосовуватися окремо, однак основне призначення таких наборів є їх сукупне використання. Наприклад, багатогранну призму застосовують для калібрування кутів, при цьому в кожному конкретному випадку в калібруванні може брати участь один, два чи більше сусідніх кутів призми. Оскільки у калібруванні може брати участь різна кількість кутів, то доцільно мати значення не тільки окремих кутів, але також у їх сукупній залежності.

Іншим прикладом є цифро-аналогові перетворювачі (ЦАП), які побудовані переважно на основі резистивних сіток. Спрощений варіант такого ЦАП показано на рис. 5.22. Очевидно, резистори такої сітки окремо не використовують. При відтворенні того чи іншого значення вихідної напруги резистори сітки вмикають у відповідних комбінаціях. Оскільки всі резистори можуть брати участь у формуванні вихідного сигналу ЦАП, то для розрахунку функції перетворення ЦАП, можливої його нелінійності та інших метрологічних параметрів необхідно мати дійсні значення опорів резисторів.

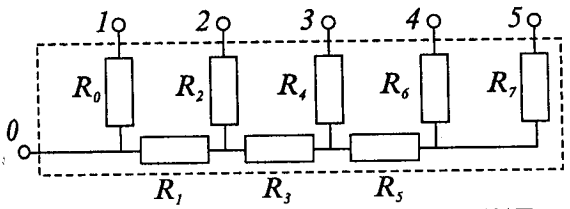



***Рис. 5.22.** До сукупних вимірювань опорів ЦАП*

Очевидно, що відповідно до схеми сполучення і наявних виводів мікросхеми, їх неможливо виміряти ні прямо, ні опосередковано. Це можливо здійснити, вимірюючи різні комбінації послідовного сполучення шуканих опорів між різними виводами (сукупну дію різних резисторів), і опрацьовуючи результати таких сукупних вимірювань. Такі ж проблеми можуть виникати у випадку багатоелементних вимірювальних перетворювачів з обмеженим числом виводів.

Калібрування наборів мір, визначення параметрів багатоелементних пристроїв, елементи яких використовують сукупно, здійснюють шляхом виконання *сукупних вимірювань*. Їх особливістю є те, що за групою результатів вимірювань сукупного впливу різних комбінацій однотипних елементів досліджуваного об'єкта знаходять "найкращі", в певному сенсі, індивідуальні значення параметрів цих елементів.

*Складання і розв'язування системи рівнянь сукупних вимірювань.* Розглянемо більш докладно сукупні вимірювань для визначення опорів резистивної сітки ЦАП (рис. 5.22), яка побудована з $m = 8$ резисторів і має $p = 6$ виводів. Відповідно до кількості різних виводів такого ЦАП можна здійснити загалом $n = p(p\text{-}1)/2 = 15$ різних вимірювань з результатами R1-R15 опорів сукупної дії послідовних сполучень відповідних комбінацій резисторів $R_0$, $R_1$,…,$R_7$. У цьому випадку цим вимірюванням відповідають лінійні рівняння відносно шуканих опорів системи рівнянь, яка наведена нижче.

Такого виду системи рівнянь доцільно подавати у матричній формі. Матриця **C** цієї системи містить лише одиниці і нулі, при цьому одиниці розміщені на місцях відповідних опорів резисторів, а нулі у всіх інших місцях. Це типова ситуація для лінійних сумісних вимірювань. У певних випадках, деякі коефіцієнти, крім значень "0" і "1", можуть мати значення "–1", наприклад при сукупному калібруванні мас гирь, якщо в певному вимірюванні одна чи декілька гирь були на іншій шальці терезів, ніж решта

$$\begin{array}{l}
R_0 = R1 \\
R_1 + R_2 = R2 \\
R_1 + R_3 + R_4 = R3 \\
R_1 + R_3 + R_5 + R_6 = R4 \\
R_1 + R_3 + R_5 + R_7 = R5 \\
R_0 + R_1 + R_2 = R6 \\
R_0 + R_1 + R_3 + R_4 = R7 \\
R_0 + R_1 + R_3 + R_5 + R_6 = R8 \\
R_0 + R_1 + R_3 + R_5 + R_7 = R9 \\
R_2 + R_3 + R_4 = R10 \\
R_2 + R_3 + R_5 + R_6 = R11 \\
R_2 + R_3 + R_5 + R_7 = R12 \\
R_4 + R_5 + R_6 = R13 \\
R_4 + R_5 + R_7 = R14 \\
R_6 + R_7 = R15
\end{array}
\qquad C = \begin{vmatrix}
1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
0 & 1 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 \\
0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 1 & 0 \\
0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 \\
1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
1 & 1 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 \\
1 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 1 & 0 \\
1 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 \\
0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 \\
0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 1 & 1 & 0 \\
0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 \\
0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 \\
0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 1 \\
0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1
\end{vmatrix}$$

Оскільки рівнянь ($n = 15$) є більше за кількість невідомих опорів резисторів ($m = 8$), то отриману систему розв'язують за допомогою МНК. При цьому матриця $CC^T$

$$\mathbf{CC}^T = \begin{vmatrix}
5 & 4 & 1 & 3 & 1 & 2 & 1 & 1 \\
4 & 8 & 2 & 6 & 2 & 4 & 2 & 2 \\
1 & 2 & 5 & 3 & 2 & 1 & 1 & 1 \\
3 & 6 & 3 & 9 & 2 & 6 & 3 & 3 \\
1 & 2 & 2 & 2 & 5 & 2 & 1 & 1 \\
2 & 4 & 1 & 6 & 2 & 8 & 4 & 4 \\
1 & 2 & 1 & 3 & 1 & 4 & 5 & 1 \\
1 & 2 & 1 & 3 & 1 & 4 & 1 & 5
\end{vmatrix}$$

нормальної системи рівнянь будується дуже просто: на діагональних місцях стоять числа, які дорівнюють кількості одиниць у відповідних стовпцях матриці С, а на місцях *r,s* стоять числа, які дорівнюють кількості збігань рядкових одиниць у *r*-му та *s*- му стовпцях.

Кожен *s*-ий елемент $(C^TRI)_s$ стовпця вільних членів формується як сума тих результатів вимірювань, які відповідають одиницям даного *s*-го стовпця (наприклад, $s$ = 6-й елемент є сумою 4-го, 5-го, 8-го, 9-го, 11-го, 12-го, 13-го і 14-го результатів, які відповідають одиницям $s$ = 6-го стовпця). Тут RI – стовпець результатів вимірювань.

Згідно з МНК шукані опори знаходять, розв'язуючи нормальну систему рівнянь

$$\hat{R} = \left(C^T C\right)^{-1} C^T RI .$$

При некорельованих результатах вимірювань комбінацій опорів з дисперсією $\sigma_{RI}^2$ оцінки дисперсії знайдених опорів розраховують, застосовуючи діагональні елементи $M_D(j,j)$ дисперсійної матриці $M_D=(C^TC)^{-1}$, згідно з виразом

$$s_{R_j}^2 = \sigma_{RI}^2 \cdot M_D(j,j),\ (j = 1,2,3).$$

Довірчі границі (невизначеність (непевність)) кожного з опорів

$$R_j = \hat{R}_j \pm t(n-m, P_{дов})\sigma_{R_j},$$

де $t(n-m, P_{дов})$ – квантиль розподілу Стьюдента, в нашому випадку з $n-m = 15-8 = 7$ ступенями свободи.

Якщо дисперсія похибок вимірювань комбінацій опорів наперед невідома, то її можна оцінити під час експериментальних досліджень.

Знайдені оцінки опорів окремих резисторів очевидно будуть корельованими між собою, але в такому випадку це не є недоліком, а певною мірою позитивною стороною. Це можна пояснити тим, що нам необхідно знати не опори окремих резисторів ЦАП, а його "найкращу" функцію перетворення, у формуванні якої беруть участь різні комбінації резисторів.

# *Частина II*
# *ЗАСОБИ ЕЛЕКТРОВИМІРЮВАЛЬНОЇ ТЕХНІКИ*

## Розділ 6
## МІРИ ЕЛЕКТРИЧНИХ ВЕЛИЧИН

### 6.1. Міри електрорушійної сили та напруги

Мірою електрорушійної сили (ЕРС) є нормальний елемент (НЕ) – гальванічний елемент з точно відомою та стабільною в часі ЕРС. Електролітом елемента є водяний розчин сульфату кадмію 3, додатним електродом – ртуть 5 і сульфат закису ртуті 4, а від'ємним – амальгама кадмію (розчин кадмію у ртуті) 1 у двофазовому (твердому та рідкому) стані (рис. 6.1). Нормальні елементи виготовляють як Н-подібної (рис. 6.1,*а* і *б*) так і циліндричної форми (рис. 6.1,*в*).

Залежно від стану електроліту нормальні елементи бувають насиченими та ненасиченими. У всьому робочому діапазоні температур в електроліті насичених елементів (рис. 6.1,*а*) є надлишок кристалів 2 сульфату кадмію, а в ненасичених елементах (рис. 6.1,*б* і *в*) – електроліт ненасичений. А між амальгамою кадмію, як і між сульфатом закисі ртуті, встановлені захисні коркові або пластмасові кільця, обтягнені шовковою тканиною. Балон НЕ розташований у тепловирівнювальному пластмасовому або металевому корпусі, який одночасно захищає від механічних пошкоджень. Нормальні елементи не допускають трясок, вібрацій, ударних навантажень, після яких в них виникають незворотні зміни ЕРС.

Основні технічні та метрологічні характеристики НЕ нормуються міждержавним стандартом ГОСТ 1954–89 "Меры электродвижущей силы. Общие технические условия" (табл. 6.1).

ЕРС насичених НЕ при температурі, відмінній від 20°*C*, визначається за формулою

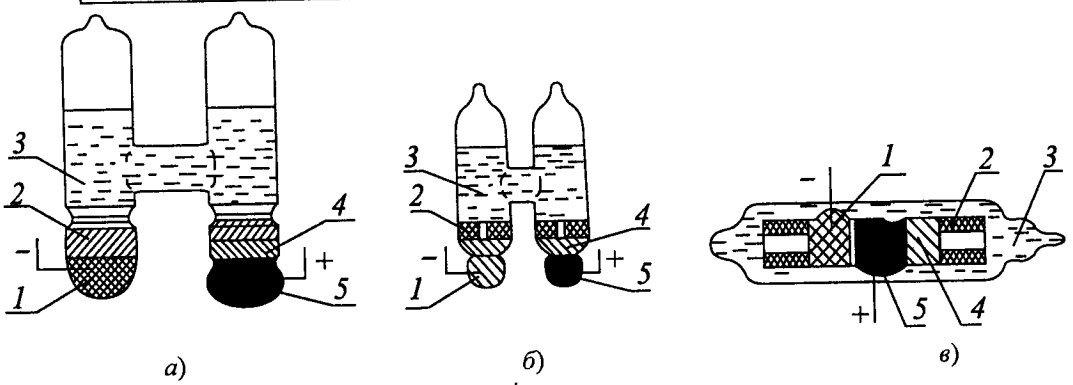
$$E_t = E_{20} - [40{,}6(t-20) + 0{,}95(t-20)^2 - 0{,}01(t-20)^3] \times 10^{-6},$$

де $E_t$, $E_{20}$ – ЕРС, відповідно, при температурі $t$ та +20°*C*.

*Таблиця 6.1*

**Основні технічні та метрологічні характеристики НЕ**

| Тип НЕ | Клас точності | Значення ЕРС при 20°*С*, *В* | Відхилення ЕРС за 1 рік, *мкВ*, не більше |
|---|---|---|---|
| Насичений | 0,0002<br>0,0005<br>0,001<br>0,002<br>0,005 | від 1,018590<br>до 1,0180700 | ±2<br>±5<br>±10<br>±20<br>±50 |
| Ненасичений | 0,002<br>0,005<br>0,01<br>0,02 | від 1,0190000<br>до 1,0190600 | ±20<br>±50<br>±100<br>±200 |




*а)* *б)* *в)*

***Рис. 6.1.*** *Структура нормальних елементів*

Слід зауважити, що $E_{20}$ для окремих елементів можуть бути дещо різними (технологічний розкид). Їх значення визначають при випуску НЕ і вказують у паспорті. Температурна нестабільність нормальних елементів з насиченим розчином сульфату кадмію становить приблизно 40 *мкВ/К*, а ненасичених елементів дещо менша і не перевищує 5 *мкВ/К* в діапазоні температур від +10 до 40°*С* та 10 *мкВ/К* – в діапазоні від +5 до 10 і від +40 до 50°*С*.

Для НЕ, розміщених в активному термостаті, відпадає необхідність у визначенні значення його ЕРС при зміні робочих температур.

Відтворюваність ЕРС ненасичених елементів дещо гірша, порівняно із насиченими, але через менше значення температурного коефіцієнта ЕРС виключається необхідність розрахунку її значення відповідно до температури довкілля.

Основною метрологічною характеристикою НЕ є показник класу точності, що встановлює границі допустимих відхилень ЕРС нормального елемента за 1 рік. Для забез-

печення нормальної роботи НЕ, крім уникнення трясок, вібрацій, ударів, нормальні елементи не повинні перевантажуватись струмами понад 0,1...1 *мкА* для насичених та 1...5 *мкА* для ненасичених елементів.

На ВАТ "Мікроприлад" (м. Львів) виготовляють одні з найкращих у Європі нормальні елементи. Так, ненасичені елементи типів Х485 та Х4810 мають клас точності 0,01 та 0,005; їх ЕРС – в границях 1,01880...1,01896 *В*; температурний коефіцієнт ЕРС не перевищує ±4 *мкВ/К*; внутрішній опір не більший за 1500 *Ом*; річна нестабільність ЕРС не перевищує 250 та 100 *мкВ*. Термостатовані насичені елементи типів Х488/1 та Х489 мають клас точності 0,001 та 0,0005; ЕРС в границях – 1,01813...1,01873 *В*; внутрішній опір не більший за 1000 *Ом*; річна нестабільність – 10 та 5 *мкВ*.

Перспективними мірами напруги, позбавленими експлуатаційних недоліків нормальних елементів при задовільній стабільності напруги, є напівпровідникові стабілітрони та транзисторні міри напруги. Стабілітрон є напівпровідниковим діодом, який увімкнений у зворотному напрямі. При певному значенні зворотної напруги $U_{ст}$ – напруги стабілізації, виникає відновлювальний електричний пробій *p–n*-переходу, що практично унеможливлює подальше зростання зворотної напруги. На рис. 6.2 наведені вольт-амперна характеристика стабілітрона та найпростіша схема міри напруги на його базі – схема параметричного стабілізатора.

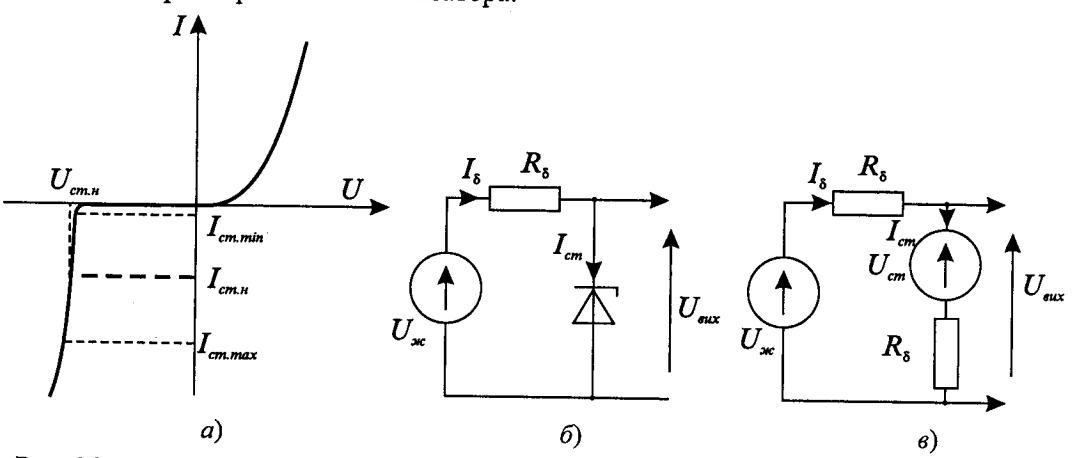



***Рис. 6.2.*** *Вольт-амперна характеристика стабілітрона та схема параметричного стабілізатора*

Як видно із рис. 6.2,*а*, при досягненні певного мінімального значення струму $I_{ст.min}$ у зворотно зміщеному *p-n*-переході виникає відновлювальний електричний пробій і напруга на ньому практично не змінюється при збільшенні струму до максимального значення $I_{ст.max}$. При струмах понад $I_{ст.max}$ виникає незворотний тепловий пробій і стабілітрон виходить з ладу, тому на практиці струм через стабілітрон не повинен перевищу-

вати $I_{ст.max}$. Струми $I_{ст.min}$ та $I_{ст.max}$ нормуються для конкретних типів стабілітронів і знаходяться в границях від 3 до 100 *мА*. Крім цього, для них нормується значення номінальної напруги стабілізації $U_{ст.н}$ при номінальному струмі стабілізації, її допустимий розкид від зразка до зразка, температурний коефіцієнт напруги (ТКН) стабілізації, її часовий дрейф, динамічний опір $R_д = \frac{\Delta U_{ст}}{\Delta I_{ст}} = \frac{U_{ст2} - U_{ст1}}{I_{ст2} - I_{ст1}}$, (тут $U_{ст1}$, $U_{ст2}$ – напруга на стабілітроні при струмі через нього, відповідно, $I_{ст1}$, $I_{ст2}$ в границях від $I_{ст.min}$ до $I_{ст.max}$).

Найпростішою мірою напруги на основі стабілітрона є параметричний стабілізатор (рис. 6.2,*б*), схема заміщення якого наведена (рис. 6.2,*в*). Вихідна напруга параметричного стабілізатора визначається як:

$$U_{вих} = U_{ст} + I_{ст}R_д = U_{ст} + U_{ж}\frac{R_д}{R_д + R_б},$$

вихідний опір $R_{вих}$

$$R_{вих} = \frac{R_б R_д}{R_б + R_д}.$$

Оскільки $U_{вих} + \Delta U_{вих} = U_{ст} + (U_{ж} + \Delta U_{ж})\frac{R_д}{R_д + R_б} = U_{ст} + U_{ж}\frac{R_д}{R_д + R_б} +$

$+ \Delta U_{ж}\frac{R_д}{R_д + R_б}$, то коефіцієнт стабілізації вихідної напруги $K_{ст}$ дорівнюватиме

$$K_{ст} = \frac{\Delta U_{ж}}{\Delta U_{вих}} = \frac{R_б + R_д}{R_д}.$$

Як видно із поданих вище співвідношень, за умови, що баластний опір $R_б$ є набагато більшим за динамічний опір $R_д$ стабілітрона ($R_б >> R_д$), основні метрологічні характеристики параметричного стабілізатора практично визначатимуться характеристиками стабілітрона

$$U_{вих} \approx U_{ст},$$
$$R_{вих} \approx R_{ст},$$
$$K_{ст} \approx \frac{R_б}{R_д}.$$

Не важко також оцінити, що коефіцієнт впливу нестабільності напруги стабілізації стабілітрона на вихідну напругу стабілізатора за умови $R_н >> R_д$ буде близьким до одиниці

$$K_{нест} = \frac{\Delta U_{вих}}{\Delta U_{ст}} = \frac{R_б}{R_б + R_д} \approx 1.$$

Наведені вище співвідношення для вихідних характеристик параметричного стабілізатора будуть виконуватись і при його роботі під навантаженням за умови, що опір навантаження $R_н$, увімкнений до виходу стабілізатора, буде значно більшим за динамічний опір стабілітрона, тобто $R_н >> R_д$.

Отже, для досягнення високих метрологічних характеристик параметричних стабілізаторів вибирають стабілітрони з найменшим динамічним опором, забезпечують режим роботи близький до неробочого ходу ($R_н >> R_д$) та збільшують опір баластного резистора, а отже, і збільшують напругу живлення. Збільшення останньої обмежене, здебільшого, енергетичними показниками та прийнятим (стандартним) рядом її значень. Через технологічні обмеження сучасної мікроелектроніки не вдається зменшити динамічний опір до значень, менших від декількох десятків *Ом*. Тому для побудови прецизійних мір використовують ряд схемотехнічних прийомів: мостові стабілізатори, метод усереднення, стабілізацію струму живлення. Для усунення впливу ТКН стабілітронів застосовують активне термостатування. Як термостат, здебільшого, використовується цілий напівпровідниковий кристал, на якому розміщується схема стабілізатора, регулятор температури та нагрівач.

Основними характеристиками стабілітронів є номінальна напруга стабілізації (від 3,9 до 180 *В*) при номінальному струмі стабілізації (від 3 до 100 *мА*), розкид напруги стабілізації від зразка до зразка (не більший, ніж ±15 %), динамічний опір (від 18 до 200 *Ом*), температурний коефіцієнт напруги (від ±0,001 до ±0,1%/*К*), часовий дрейф (від 3 до 150 *мВ*/1000 *год*), робочий діапазон температур (від –40 до +100°*С*).

Незважаючи на ряд суттєвих переваг мір напруги на базі стабілітронів, останні не змогли повністю замінити нормальних елементів через більший рівень вихідної шумової напруги (2...30 *мкВ*), неповторюваність значень напруги $U_{ст}$ (в границях до ±100 *мкВ*) при повторних включеннях напруги живлення, значну незворотну часову зміну напруги $U_{ст}$, особливо у початковий період експлуатації, прояви в деяких зразках явища гістерезису. Тому для використання в прецизійних мірах напруги застосовують спеціальні методики прискореного старіння стабілітронів з метою усунення вказаних недоліків, що суттєво підвищує їх вартість. Порівняно із мірами напруги на базі нормальних елементів при однаковій точності міри напруги на базі стабілітронів потрібно частіше повіряти (найточніші приблизно один раз на три місяці експлуатації). Принциповим недоліком стабілітронів, які обмежують подальші можливості покращення їх метрологічних характеристик, є можливий поверхневий пробій *p-n*-переходу, зумовлений забрудненістю його поверхні та наявності на ній зарядів. Якщо якісне очищення поверхні *p-n*-переходів є складною, але технічно розв'язуваною задачею, то поверхневий заряд *p-n*-переходів мо-

же змінюватись і від зовнішніх електромагнітних джерел, тобто може бути непрогнозованим.

Досконалішими є міри напруги на базі прямозміщених *p-n*-переходів транзисторів. У цьому випадку опорною напругою є фундаментальна стала напівпровідникового матеріалу, з якого виготовлений *p-n*-перехід – ширина його забороненої зони, яка визначається енергією зв'язку електронів з атомами решітки і встановлює різницю енергій між зоною валентності (зоною нижчих енергетичних рівнів атомів) та зоною провідності (зоною вищих енергетичних рівнів, в якій обов'язково є вільні рівні). Для найрозповсюдженішого напівпровідникового матеріалу – кремнію – значення ширини забороненої зони при кімнатних температурах становить $E_к = 1{,}2050$ *В*. Типова спрощена схема міри, побудованої на основі ширини забороненої зони напівпровідника, наведена на рис. 6.3. Вихідна напруга $U_{вих}$ такої міри визначається сумою напруг база-емітер транзистора VT3 та спадком напруги на резисторі *R*2

$$U_{вих} = U_{бе} + I_2 R_2,$$

де $I_2$ – струм транзистора VT2.

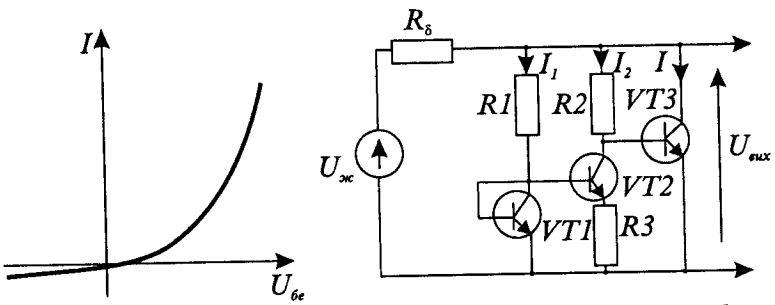



***Рис. 6.3.** Структурна схема міра напруги на основі ширини забороненої зони напівпровідника*

Незмінність вихідної напруги цієї міри при зміні напруги живлення пояснюється так. Зміна напруги живлення, наприклад її збільшення, приводить до збільшення струмів $I_1$ та $I$ транзисторів VT1 та VT3 і, враховуючи властивості транзисторів і схеми їх ввімкнення, до зменшення струму $I_2$ транзистора VT2. Параметри елементів схеми вибрані таким чином, що при збільшенні напруги живлення збільшується напруга $U_{бе}$ транзистора VT3, а це приводить до такого ж зменшення спаду напруги на резисторі *R*2, зумовленого зменшенням струму $I_2$. При зменшенні напруги живлення зменшується напруга $U_{бе}$ на транзисторі VT3 і відповідно збільшується спад напруги на резисторі *R*2. Така міра виготовляється як єдина інтегральна схема, в якій передбачені також додаткові елементи для покращання технічних і метрологічних характеристик.

Температурний коефіцієнт вихідної напруги цієї міри є близьким до нуля, в той час як температурний коефіцієнт напруги $U_{бе}$ є від'ємним і становить декілька *мВ/°С*. Це

доволі велике значення, для прикладу, воно на два порядки більше від температурного коефіцієнта ЕРС стандартних термоелектричних перетворювачів і на порядок – від спаду напруги на терморезистивних перетворювачах. Встановлено, що практично нульового значення температурного коефіцієнта міри можна досягти тільки за умови рівності значення опорної напруги $U_{вих}$ значенню ширини забороненої зони напівпровідника $E_к$.

Дійсно, напруга база-емітер транзистора VT3 визначається рівнянням

$$U_{бе} = E_к - \frac{T}{T_0}\left(E_к - \frac{kT_0}{q}\ln\frac{I}{I_{S0}}\right),$$

де $E_к$ – значення ширини забороненої зони напівпровідника; $k$ – стала Больцмана; $q$ – заряд електрона; $I$ – струм емітерного переходу; $I_{so}$ – тепловий струм емітерного переходу при кімнатній температурі $T_0$ (струм, що генерується в об'ємі самого транзистора); $T$ – абсолютна температура $p$-$n$-переходу.

Як видно з цього рівняння, напруга база-емітер залежить від температури (із температурним коефіцієнтом для кремнію –2 *мВ/К*).

Можна визначити співвідношення між параметрами схеми (рис. 6.3) при якому вихідна напруга $U_{вих}$ не залежатиме від температури, а її значення визначиться напругою ширини забороненої зони напівпровідника. Дійсно:

$$U_{вих} = U_{бе} + I_2R_2 = E_к - \frac{T}{T_0}\left(E_к - \frac{kT_0}{q}\ln\frac{I}{I_{S0}}\right) + I_2R_2.$$

Значення струму $I_2$ визначимо за другим законом Кірхгофа для контуру база-емітерні переходи транзисторів VT1 та VT2 і резистор $R3$

$$I_2R_3 = U_{бе1} - U_{бе2} = \frac{kT}{q}\ln\frac{I_1}{I_2}, \text{ звідки } I_2 = \frac{kT}{qR_3}\ln\frac{I_1}{I_2},$$

де $I_1$, $I_2$ – струми емітерних переходів, відповідно, транзисторів VT1 та VT2.

Підставивши значення струму $I_2$ у формулу для вихідної напруги $U_{вих}$ остаточно отримаємо

$$U_{вих} = E_к + \frac{T}{T_0}\left[\frac{R_2}{R_3}\frac{kT_0}{q}\ln\frac{I_1}{I_2} - E_к + \frac{kT_0}{q}\ln\frac{I}{I_{S0}}\right].$$

Вихідна напруга міри $U_{вих}$ буде термоскомпенсованою, якщо вираз у квадратних дужках дорівнюватиме нулю: $\frac{R_2}{R_3}\frac{kT_0}{q}\ln\frac{I_1}{I_2} + \frac{kT_0}{q}\ln\frac{I}{I_{S0}} - E_k = 0$. Тоді її значення дорівнюватиме

$$U_{вих} = E_{ю}$$

а це можна досягнути, як вже відзначалось вище, вибором певних співвідношень між параметрами схеми на рис. 6.3.

Вихідний динамічний опір ($R_{вих} = \Delta U_{вих} / \Delta I_{вих}$) цієї міри напруги доволі великий, практично визначається опором паралельно сполучених резисторів $R1$ та $R2$ і може сягати декількох кілоом. Тому практична схема міри напруги містить ряд додаткових елементів для зменшення його значення до декількох десятих ома.

Коефіцієнт стабілізації напруги визначається як

$$K_{ст} = \frac{R_б + R_{вих}}{R_{вих}},$$

і при виконанні умови $R_б >> R_{вих}$, $K_{ст} \approx \frac{R_б}{R_{вих}}$.

Сучасна інтегральна технологія дає змогу серійно виготовляти такі міри напруги з температурним коефіцієнтом в границях ±(0,0001…0,005) *%/К* при значенні напруги $U_{вих} = 1{,}2В \pm 2\ \%$.

*Калібратори постійних напруги та струму.* Масове використання ЗВТ, особливо цифрових, у найрізноманітніших галузях сучасного господарства привело до необхідності створення засобів їх автоматизованої метрологічної перевірки – калібраторів постійних напруги та струму. Калібратором електричних величин називають багатозначну керовану міру, призначену для відтворення електричних величин. Основні технічні вимоги на калібратори електричних величин встановлюються ДСТУ 3507–97.

Структурна схема калібраторів постійних напруги та струму (рис. 6.4) обов'язково містить міру напруги (МН) та керований оператором або автоматично від зовнішнього контролера, наприклад, персонального комп'ютера, подільник напруги (КПН). Піддіапазони відтворення вихідної напруги $U_к$ встановлюються зміною коефіцієнта передачі масштабного перетворювача напруги (МПН), а піддіапазони відтворення струму $I_к$ – зміною коефіцієнта передачі масштабного перетворювача струму (МПС).

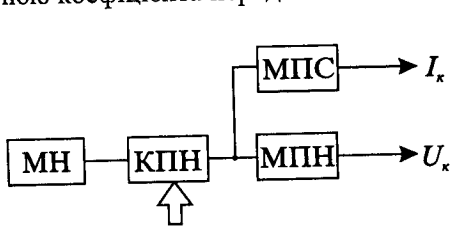



***Рис. 6.4.*** *Структурна схема калібраторів напруги та струму*

*Калібратори змінних напруги та струму.* Їх структурна схема подібна до структури калібраторів постійних напруги і струму, за винятком, звичайно, лише одного блоку – замість міри постійної напруги використовується стабілізований за амплітудою генератор змінної напруги з регульованим значенням частоти. Значення встановленої

частоти визначається за допомогою зовнішнього або, значно рідше, вмонтованого частотоміра. Вихідні масштабні перетворювачі здебільшого будуються на базі трансформаторів, а як керовані подільники напруги використовуються індуктивні подільники або подільники на базі магнітних компараторів змінного струму.

## 6.2. Міри електричного опору

Мірами електричного опору є: однозначні міри опору (вимірювальні котушки опору), багатозначні міри опору (вимірювальні магазини опорів), перехідні міри, кодо-керовані міри. Діапазон номінальних значень опорів серійних мір опору знаходиться у границях від $10^{-4}$ до $10^{16}$ *Ом*.

Міри опору повинні мати добру відтворюваність значення опору, високі часову та температурну стабільності, мінімальні значення залишкових (паразитних) параметрів (початкове значення опору за рахунок з'єднувальних дротів, малу залишкову індуктивність та ємність), незначні контактні термо-ЕРС в парі з міддю. Ці вимоги задовольняються, у першу чергу, властивостями матеріалів їх резистивних елементів.

Серед відомих сплавів найповніше до вказаних вимог відповідає манганін (сплав міді Cu-84 %, марганцю Mn-12 %, нікелю Ni-3 %, домішки алюмінію Al та заліза Fe), який характеризується високим питомим опором $\rho = (0{,}42\ldots0{,}48)\cdot10^{-6}$ *Ом·м*, малою термо-ЕРС в парі з міддю (матеріалом з'єднувальних проводів) – (1,5…3) *мкВ/К*.

Схематично конструкцію вимірювальної котушки можна показати як на рис. 6.5. Резистивний елемент може бути у вигляді обмотки, намотаної на каркас із ізоляційного матеріалу (якщо опір великий), пластини, спіралі або петлі (якщо опір малий). Високоомні котушки (опір понад $10^6$ *Ом*) виготовляються з мікродроту (манганіновий дріт діаметром від декількох до декількох десятків мікрон, вкритий скляною ізоляцією), а низькоомні – переважно на базі традиційних друкованих резисторів. Виводи резистивного елемента під'єднано до струмовідводів, змонтованих на ізоляційній панелі, на якій розміщено струмові 1 та потенціальні 2 затискачі. Вся конструкція закріплюється у металевому циліндричному корпусі, який виконує роль тепловирівнювача.

При створенні мір активного електричного опору, призначених для роботи у колах змінного струму, застосовують різноманітні способи мінімізації залишкових ємностей та індуктивностей (біфілярна намотка, секціонування намотки із спеціальним увімкненням секцій, використання тонких пластин, друковані резистивні елементи тощо).

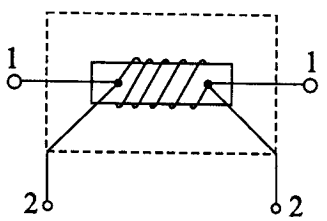



***Рис. 6.5.*** *Схема вимірювальної котушки опору*

Основні параметри вимірювальних котушок електричного опору (ВКО) нормуються стандартом ГОСТ 23737-90 "Меры электрического сопротивления". Згідно з цим стандартом номінальні значення опорів для ВКО дорівнюють $1 \cdot 10^n$, де $n$ – ціле число від – 4 до +16, а також клас точності від 0,0002 до 0,2.

Допустиме відхилення дійсного значення опору ВКО від його номінального значення для мір високого класу точності (від 0,0002 до 0,01) не повинно перевищувати 0,01 %, а для мір класів точності від 0,02 до 0,2 – числового значення класу точності в %. Дійсне значення опору ВКО вказується в її паспорті або свідоцтві про повірку.

Попри високу температурну стабільність опорів ВКО для мір високого класу точності відхилення температури від номінального значення може призвести до появи додаткової (температурної) похибки. Тому стандарт нормує як номінальні, так і робочі температурні умови (робочий діапазон температур). Додаткова температурна похибка в границях робочого діапазону температур (поза межами нормального діапазону температур) не повинна перевищувати числового значення класу точності в %.

Значення опору $R_t$ для ВКО високого класу точності при температурі в границях робочого діапазону температур визначаємо за формулою

$$R_t = R_{20} + R_{ном}[\alpha(t-20) + \beta(t-20)^2],$$

де $R_{20}$ – дійсне значення опору при температурі 20°$C$; $R_{ном}$ – номінальне значення опору, *Ом*; $\alpha = (3\ldots40)\cdot10^{-6}$ $1/K$ і $\beta = -(3\ldots8)\cdot10^{-7}$ $1/K^2$ – температурні коефіцієнти (вказуються в експлуатаційній документації на ВКО).

Допустима зміна опору ВКО за 1 рік (річна нестабільність) не повинна перевищувати числового значення класу точності в %.

Прикладом ВКО високого класу точності можуть бути міри електричного опору типу Р324 з $R_{ном} = 1$ *Ом*, класу точності 0,0002, на базі яких побудований груповий еталон електричного опору.

Допустиме навантаження для ВКО характеризується значеннями номінальної та максимальної потужностей. Для мір з опором до $10^5$ *Ом* включно нормується номінальна потужність, значення якої здебільшого не перевищує 0,1 *Вт*, а для мір з опором понад $10^6$ *Ом* - номінальна напруга (100...1000) *В*. В границях номінальної потужності похибка міри не виходить за границі допустимого значення для даного класу точності. При відхиленні значень потужності від номінального до максимального допускається поява додаткової похибки, значення якої не повинно перевищувати класу точності.

Повний опір $Z$ міри на змінному струмі можна записати у вигляді:

$$Z = R_{ном}(1 + j\omega\tau),$$

де $\tau = \frac{L}{R} - RC$ – стала часу, значення якої для сучасних однозначних мір опору становить $5 \cdot 10^{-8} \ldots 5 \cdot 10^{-5}$ *с*.

Стала часу $\tau$ ВКО як і, відповідно, верхня границя частотного діапазону (звичайно від 50 *Гц* до 100 *кГц*) вказується в технічній документації на ВКО.

У метрологічній практиці окрім однозначних використовуються багатозначні міри опору МО (магазини опору). Їх основними технічними та метрологічними характеристиками є максимальне значення опору, кількість декад, мінімальний опір однієї ступені наймолодшої декади (дискретність $\Delta R$), клас точності. Допустима річна нестабільність опорів в процентах від номінального значення для МО класів точності 0,0005...0,01 (стала с двочленної формули) визначається

$$\delta_н = \pm\left[c + d\left(\frac{R_{\max}}{R} - 1\right)\right],$$

а границя допустимого відхилення дійсного значення опору в процентах від номінального як

$$\delta = \pm\left[b + d\left(\frac{R_{\max}}{R} - 1\right)\right],$$

де $R_{max}$ – максимальне значення опору магазину; $R$ – номінальне значення увімкненого опору; $b = 0{,}01$ для МО класів точності 0,0005...0,01 і $b = c$ для решти класів точності.

Одним з технічних параметрів магазина є початковий опір $R_п$ – опір між затискачами магазину при встановленні всіх перемикачів на нульові покази.

Для магазинів опору з номінальним значенням опору резистора не більшим за $10^5$ *Ом* вказується номінальна потужність одного ступеня (здебільшого це 0,1 *Вт*), а для магазинів з опором резисторів понад $10^5$ *Ом* нормується номінальна напруга ступені, яка, звичайно, не перевищує 3 *кВ*.

В магазинах, призначених для використання на змінному струмі, встановлюється верхнє граничне значення частоти або нормується значення сталої часу $\tau$ залежно від увімкненого опору та номінальної потужності одного ступеня.

Як приклади можна навести такі багатодекадні магазини опорів: семидекадний магазин опору типу Р3026/1 класу точності 0,002; $R_{max} = 111111{,}11$ *Ом*, $\Delta R = 0{,}01$ *Ом*; семидекадний магазин опору типу Р4831 класу точності 0,02, $R_{max} = 111111{,}1$ *Ом*, $\Delta R = 0{,}1$ *Ом*.

*Перехідні міри* використовують при точних вимірюваннях опорів резисторів, номінальні значення яких не є кратними $10^n$ *Ом* ($n$ – ціле число). Вони містять секції по

11 резисторів із значеннями опору $R_м=10^n$ *Ом*. Конструктивно забезпечена можливість вимірювань опору кожного з резисторів методом заміщення із однозначною мірою опору $10^n$*Ом*, а потім, вмикаючи різну кількість резисторів, отримують будь-який опір в границях $(1...11)\cdot10^n$ *Ом* і використовують його як зразковий. Існують також міри, в яких окремі секції можуть вмикатися послідовно-паралельно. Це дає можливість отримати опори, значення яких будуть в границях $(0,1...11)\cdot10^n$ *Ом*.

*Кодо-керовані магазини опору (провідності).* Кодо-керовані магазини опору (провідності) призначені для автоматизації повірки омметрів, а також є елементами цифрових мостів. Традиційними структурами перетворювачів код-опір є ланки послідовно сполучених резисторів, кожен з яких може бути зашунтований ключем (рис. 6.6,*а*). Найбільшим недоліком таких кодо-керованих магазинів опору є порівняно велике значення похибки, зумовленої залишковими опорами замкнених ключів. Сумарне значення залишкового опору магазину залежить, до того ж, від кількості увімкнених ключів. Крім цього, мають місце залишкові термо-ЕРС замкнених ключів і, як наслідок, початкова напруга на магазині.

В кодо-керованих магазинах провідності (рис. 6.6,*б*) незалежно від значення увімкненої провідності елементів опору похибка від залишкових опорів замкнених ключів практично визначається лише опором одного замкненого ключа.

Максимальне значення початкової напруги в магазинах провідності порівняно із магазинами опору зменшується в ($n$-1) раз. Ці обставини й зумовили широке використання магазинів провідності у схемах цифрових мостів.

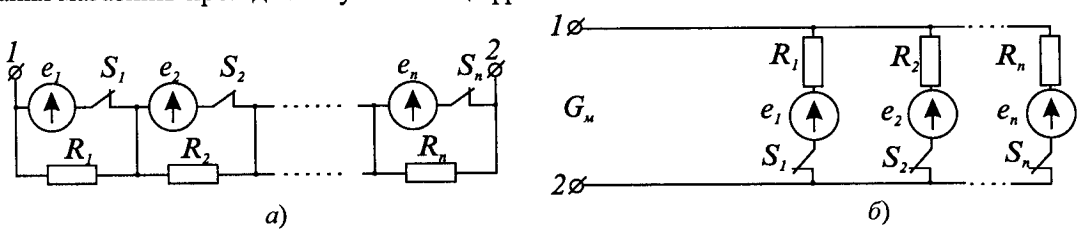



***Рис. 6.6.*** *Кодо-керовані магазини опорів та провідностей*

Максимальне значення відтворюваного опору кодо-керованих магазинів опорів (провідностей) визначається опорами ізоляції розімкнених ключів. Крім того, в широкому діапазоні відтворення опорів необхідні сильнострумові та високовольтні ключі. Одиниця молодшого розряду визначатиметься опором замкненого ключа і навіть при найякісніших ртутних контактних реле ($R_з$=0,015±0,002 *Ом*) в багатодекадному магазині опорів вона не буде меншою за 0,1 *Ом*. Вимоги до якості ключів (відношення їх опорів у розімкненому та замкненому станах) швидко зростають із збільшенням кількості розрядів. Так, на ртутних реле може бути реалізований лише 6-декадний магазин опору класу

точності 0,1. Максимальне значення відтворюваних опорів при класі точності 0,1 та опорі ізоляції ключів у границях $10^{11}...10^{12}$ *Ом* не перевищуватиме $10^{8}...10^{9}$ *Ом*.

Отже, основною проблемою при побудові кодо-керованих магазинів опору (провідності) є зменшення впливу залишкових параметрів ключів. Слід відзначити, що схемотехнічні можливості покращання метрологічних параметрів кодо-керованих магазинів є достатньо обмеженими.

Найменшого впливу залишкових параметрів ключів можна досягнути в класичній декаді однономінальних резисторів. Для компенсації залишкових параметрів єдиного струмового ключа перспективним є використання операційних підсилювачів, а саме однієї із основних їх властивостей – практичної рівності потенціалів обох входів операційних підсилювачів, охоплених зворотними зв'язками. Резистори магазину, при цьому, необхідно комутувати двопровідним комутатором, окремо струмовий окремо потенціальний. Потенціально-струмова комутація резисторів дає змогу скомпенсувати залишкові параметри комутаційних елементів в широкому діапазоні відтворюваних опорів (рис. 6.7). Потенціальні ключі не повинні мати залишкових ЕРС, а значення їх опорів у замкненому стані не відіграє суттєвої ролі. Цим вимогам відповідають електронні ключі на основі польових транзисторів. Завдяки увімкненню опорів замкнених ключів послідовно із високим вхідним опором ОП їх вплив на відтворюваний опір в кодо-керованому магазині є нехтовно малим.

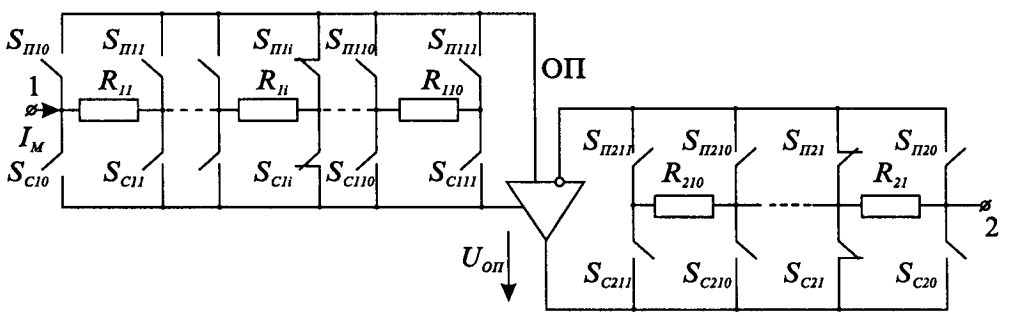



***Рис. 6.7.*** *Кодо-керований магазин опорів із потенціально-струмовою комутацією*

Оператором або із зовнішнього контролера, наприклад, персональної ЕОМ, до пар ключів (струмових $S_{C1i}$ і $S_{C2j}$ та потенціальних $S_{П1i}$ і $S_{П2j}$) одночасно подаються сигнали на їх замикання. Оскільки резистори однономінальні ($R_{11}=...=R_{1i}=...=R_{110}=1\cdot10^{n}$ *Ом*, $R_{21}=...=R_{2i}=...=R_{210}=1\cdot10^{n-1}$ *Ом*), то це дозволяє залежно від кодів *i* та *j* одержувати між вихідними клемами 1 і 2 будь-яку комбінацію опорів у межах двох декад. Відповідно до положення ключів увімкнений опір КМО визначається як

$$R_{км} = \sum_{n=1}^{i} R_{1n} + \sum_{m=1}^{j} R_{2m},$$

де $i = 1,2,3\ldots,10$; $j = 1,2,3\ldots,10$ - коди керування відповідно старшою та молодшою декадами; $R_{1n}$, $R_{2m}$ – опори резисторів відповідних декад.

З урахуванням спадків напруг та залишкових ЕРС на замкнених струмових ключах вираз для опору КМО має вигляд

$$R_{км} = \sum_{n=1}^{i} R_{1n} + \sum_{m=1}^{j} R_{2m} + \frac{U_{кл} - U_{ОП}}{I_м},$$

де $U_{ОП} = e_{C1i} + e_{C2j} + I_м(R_{C1i} + R_{C2j})$ – вихідна напруга ОП; $U_{кл} = e_{C1i} + e_{C2j} + I_м(R_{C1i} + R_{C2j})$ – спад напруги на обох замкнених струмових ключах; $e_{C1i}$, $e_{C2j}$ – залишкові ЕРС замкнених відповідно $i$-го та $j$-го струмових ключів; $R_{C1i}$, $R_{C2j}$ – опори замкнених відповідно $i$-го та $j$-го струмових ключів; $I_м$ – вимірювальний струм, який протікає через КМО.

Внаслідок такого включення ОП, яке показане на рис. 6.7, його вихідна напруга буде завжди дорівнювати за значенням і протилежною за знаком до залишкової напруги замкнених ключів і тому відтворюваний цим кодо-керованим магазином опір практично не залежатиме від залишкових параметрів як струмових, так і потенціальних ключів, оскільки

$$U_{кл} - U_{ОП} \to 0.$$

Для збільшення розрядності кодо-керованих магазинів пари декад (рис. 6.7) з'єднуються послідовно, а номінальні значення опорів кожної наступної декади зменшуються на порядок порівняно із значеннями опорів попередньої. Наприклад, для 6-декадного кодо-керованого магазину опорів з номінальними значеннями опорів старшої декади $1 \cdot 10^n$ *Ом*, номінальні значення опорів решти п'яти молодших декад становитимуть $1 \cdot 10^{n-1}$ *Ом*, $1 \cdot 10^{n-2}$ Ом, $1 \cdot 10^{n-3}$ *Ом*, $1 \cdot 10^{n-4}$ *Ом*.

На базі такої структури виконаний 6-декадний кодо-керований магазин типу Р3045 з такими характеристиками: $R_{max} = 1111110$ *Ом*, дискретність $\Delta R = 1$ *Ом*, клас точності 0,1. Для кодо-керованих магазинів нормують також початкове значення напруги, її варіацію, а також температурну і часову нестабільності.

Основними недоліками багаторозрядних кодо-керованих магазинів опору є мала дискретність, необхідність використання великої кількості прецизійних резисторів та сильнострумових і високовольтних електронних комутаторів. Вказані недоліки усунені в структурах активних імітаторів електричного опору, які в прямій залежності до коду керування відтворюють між своїми затискачами закон Ома (рис. 6.8). Операція квантування опору в них замінена операцією квантування напруги, що дає змогу практично забезпечити дискретність відтворюваних опорів в $10^{-4}$ *Ом* і навіть менше, автоматичне

перемикання діапазонів відтворення, можливість автоматизації вимірювального експерименту.

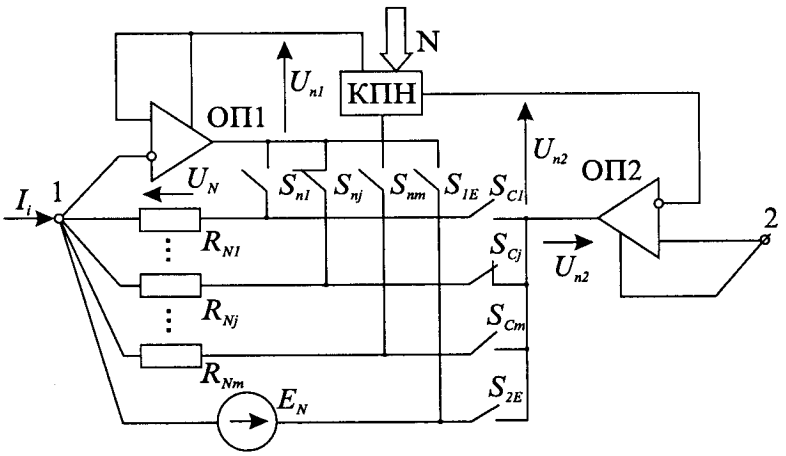



***Рис. 6.8.*** *Структурна схема кодо-керованої міри напруги–імітатора електричного опору*

Піддіапазони відтворюваного опору задаються масштабними резисторами $R_{N1},\ldots, R_{Nj},\ldots, R_{Nm}$, кожен з яких потенціально-струмовими комутаторами $S_{П1}$, $S_{C1};\ldots, S_{Пj}$, $S_{Cj};\ldots, S_{Пm}$, $S_{Cm}$ підмикаються до схеми імітатора опору залежно від номера піддіапазону $j = 1, 2, 3,\ldots, m$. При відтворенні електричного опору оператором або від зовнішнього контролера, наприклад, комп'ютера, подається сигнал на увімкнення $j$-го потенціально-струмового комутатора, а також код $N_i$ до кодо-керованого подільника напруги КПН, який визначає потрібне значення опору в межах піддіапазону. При відтворенні напруги, відмінність полягає тільки в тому, що подається сигнал на увімкнення потенціального комутатора $S_{1E}$, $S_{2E}$. Обидва ОП в мірі напруги - імітаторі опору увімкнені як повторювачі напруги. Електричний опір імітується між затискачами 1 та 2, через які від зовнішнього джерела протікає струм $I_i$ (в будь-якому напрямку), наприклад, від затискача 1, через масштабний резистор $R_{Nj}$, замкнений струмовий ключ $S_{Cj}$, вихід ОП2 і до затискача 2. Спад напруги $I_iR_{Nj}$ повторюється ОП1 на вхід КПН. Вихідна напруга КПН $U_{П2}=NI_iR_{Nj}$ повторюється підсилювачем ОП2 на його виході

$$U'_{П2} = U_{П2},$$

де $N = \dfrac{N_i}{N_{\max}}$ – коефіцієнт передачі КПН; $N_i$, $N_{max}$ – відповідно, подане та максимальне значення коду КПН.

З урахуванням спаду напруги та залишкової ЕРС замкненого $j$-го струмового ключа вираз для $U_{П2}$ матиме вигляд

$$U_{П2} = NI_iR_{Nj} + U_{кj},$$

де $U_{кj} = e_{кj} + I_iR_{кj}$ – еквівалентна напруга $j$-го струмового ключа; $e_{кj}$, $R_{кj}$ – відповідно ЕРС та опір $j$-го замкненого струмового ключа.

Значення імітованого опору за законом Ома для ділянки кола визначається як відношення різниці потенціалів між клемами 1 та 2 до значення струму $I_i$, який протікає через неї,

$$R_i = \frac{I_i R_{Nj} + U_{кj} - U_{П2}}{I_i} = \frac{I_i R_{Nj} + U_{кj} - \left(NI_i R_{Nj} + U_{кj}\right)}{I_i} = R_{Nj}\left(1 - N\right)$$

і не залежить від параметрів комутаційних елементів.

Напруга кодо-керованої міри напруги на виході ОП2 дорівнюватиме

$$U_к = NE_N.$$

Номінальне значення розсіюваної потужності мірами опору не перевищує 0,1 *Вт* і при відтворенні малих опорів нижче ніж 1 *Ом* значення вимірювального струму зростає від 0,3 *А* до 300 *А* при $R_i$=1·10$^{-6}$ *Ом*, а при відтворенні великих опорів вище 1·10$^4$ *Ом* спад напруги на мірі зростає від 32 *В* до 3 *кВ* при $R_i$=1·10$^9$ *Ом*. Вказані значення струмів і напруг значно перевищують паспортні дані серійних типів ОП, що значно ускладнює реалізацію кодо-керованих мір опору через необхідність використання підсилювачів струму або ж напруги, а також високоякісних сильнострумових або високовольтних ключів.

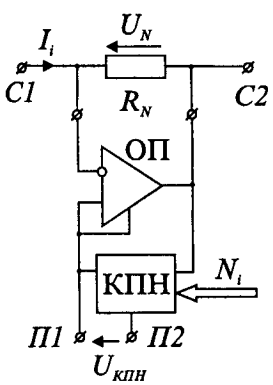



***Рис. 6.9.*** *Структурна схема низькоомної чотиризатискачевої кодо-керованої міри імітатора опору*

Оскільки низькоомні міри опору є чотиризатискачевими з парою струмових С1, С2 та парою потенціальних П1, П2 виводів, то для реалізації кодо-керованих мір малих значень опору використовують структуру, подану на рис. 6.9. Вона складається з однозначної чотиризатискачевої міри опору $R_N$, повторювача напруги ОП та кодо-керованого подільника напруги КПН. Значення відтворюваного опору знаходиться за законом Ома для ділянки кола

$$R_i = \frac{U_{КПН}}{I_i} = \mu R_N,$$

де $U_{КПН} = \mu I_i R_N$ – вихідна напруга КПН; $\mu = \frac{N_i}{N_{\max}}$ – коефіцієнт передачі КПН; $N_i$, $N_{max}$ – відповідно, встановлюване та максимальна значення коду КПН.

Для розширення верхньої границі відтворюваних значень опору (практично до 10 *МОм*) до багатодіапазонної міри опору (рис. 6.8) слід послідовно підімкнути кодо-керований магазин опору (рис. 6.7). Подальше збільшення верхньої границі відтворюваних

значень опору практично обмежується через порівняно невеликі значення (близько $10^9$ *Ом*) опорів розімкнених електронних ключів (польових транзисторів) та вхідних опорів ОП, а також суттєвим впливом вхідних струмів ОП. Для розширення верхньої границі відтворюваних значень опору до значень близько $10^{17}$ *Ом* використовують тризатискачеві кодо-керовані міри провідності (рис. 6.10). Міра складається із висококольтного подільника напруги $R_{M1}$, $R_{M2}$, двох повторювачів напруги ОП1 та ОП2, кодо-керованого подільника напруги КПН, струмозадавальних резисторів $R_{N1},\ldots,R_{Nj},\ldots,R_{Nm}$ і ключів $S_1,\ldots,S_j,\ldots,S_m$. При використанні цієї міри необхідно забезпечувати рівність потенціалів низьковольтних затискачів 2 та 3 (практично це забезпечується у всіх типах високоомних вимірювачів опору – в мостах, електронних омметрах та в приладах з використанням інтегруючих конденсаторів). Піддіапазони відтворюваної провідності встановлюються підімкненням комутаторами $S_1,\ldots,S_j,\ldots,S_m$ відповідних мастабних резисторів $R_{N1},\ldots,R_{Nj},\ldots,R_{Nm}$. Значення необхідної провідності встановлюється кодом $N_i$, що подається до КПН.

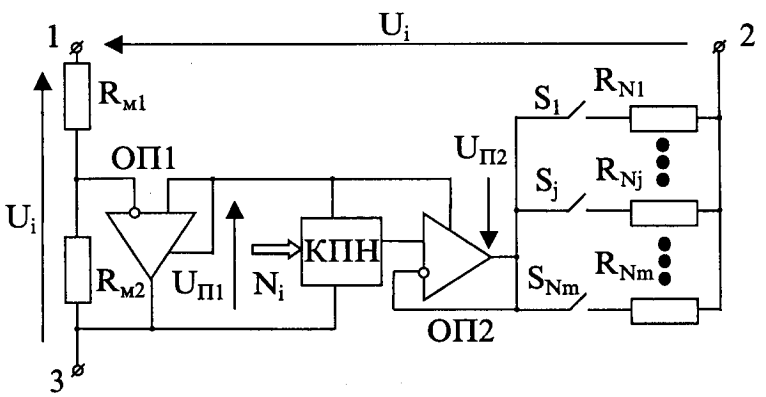



***Рис. 6.10.*** *Структурна схема високоомної тризатискачевої кодо-керованої міри-імітатора електричної провідності*

Висока напруга $U_i$ прикладається до високоомного подільника $R_{M1}$, $R_{M2}$, з виходу якого повторюється на виході ОП1 $U_{П1}$ і подається до КПН. Вихідна напруга КПН повторюється на виході ОП2 $U_{П2}$ і за допомогою резисторів $R_{N1},\ldots,R_{Nj},\ldots,R_{Nm}$ перетворюється у вихідний струм імітатора $I_i$. Відтворювана мірою провідність визначається за законом Ома як

$$G_i = \frac{I_i}{U_i} = G_{Nj}\frac{U_{П2}}{U_i} = G_{Nj}\cdot M(1-\mu),$$

де $G_{Nj}\dfrac{1}{R_{Nj}}$; $U_{П2}$ – вихідна напруга ОП2; $\mu = \dfrac{N_i}{N_{\max}}$ – коефіцієнт передачі КПН; $N_i$, $N_{max}$ – відповідно встановлене і максимальне значення коду КПН; $M = \dfrac{R_{M2}}{R_{M1}+R_{M2}}$ – коефіцієнт поділу високовольтного подільника.

На основі імітаторів опору ВАТ "Мікроприлад" (м. Львів) виготовляє переносні калібратори напруги, струму та електричного опору типу МК 4702 для метрологічної

перевірки термометричних приладів в лабораторних умовах чи на місці експлуатації. Міра комбінована багатозначна МК 4702 призначена для імітації сигналів термоелектричних та терморезистивних перетворювачів при перевірці вторинних теплотехнічних приладів. Діапазон каліброваних напруг 0...10,999 *В* має три піддіапазони з дискретністю, відповідно, 0,01; 0,1 та 1,0 *мВ*, діапазон каліброваних струмів 0...21,99 *мА* (чотири піддіапазони) з дискретністю відповідно від 0,01 *мкА* до 2,0 *мкА* та діапазон імітованих опорів від 10,99 до 2099,9 *Ом* (три піддіапазони) з дискретністю, відповідно, 0,001; 0,01 та 0,1 *Ом*.

## 6.3. Міри індуктивності та взаємної індуктивності

Мірами індуктивності та взаємної індуктивності виготовляються таких типів:

- міри індуктивності однозначні (котушки індуктивності);
- міри індуктивності багатозначні з неперервним змінюванням індуктивності (варіометри);
- міри індуктивності багатозначні, що мають одну або декілька декад зі ступінчастим або ж ступінчастим та плавним змінюванням індуктивності (магазини індуктивності);
- міри взаємної індуктивності однозначні (котушки взаємної індуктивності);
- міри взаємної індуктивності багатозначні з плавною зміною взаємної індуктивності (варіометри взаємної індуктивності);
- міри взаємної індуктивності багатозначні, що мають одну або декілька декад зі ступінчастим або ж ступінчастим та плавним змінюванням взаємної індуктивності (магазини взаємної індуктивності).

Відповідно до ДСТУ 2718–94 "Міри індуктивності, взаємної індуктивності і комплексної взаємної індуктивності" границі допустимої основної похибки δ, вираженої в процентах від номінального значення індуктивності чи взаємної індуктивності виражаються:

- для однозначних мір, магазинів, або окремих декад магазинів індуктивності і взаємної індуктивності за формулою:

$$\delta = \pm k;$$

- для варіометрів індуктивності і взаємної індуктивності як

$$\delta = \pm k \frac{X_{\max}}{X};$$

- для магазинів індуктивності та магазинів взаємної індуктивності за формулою

$$\delta = \pm\left[c + d\left(\frac{X_{\max}}{X} - 1\right)\right],$$

де $k$ –число, що відповідає класу точності міри; $X_{max}$ – найбільше значення індуктивності чи взаємної індуктивності варіометрів або магазинів; $X$ – номінальне значення увімкненої індуктивності чи взаємної індуктивності; $c$, $d$ – сталі коефіцієнти.

Основними вимогами до мір індуктивності є стабільність параметрів, мінімальний активний опір, незалежність індуктивності від значення струму через неї, мала залежність від частоти струму та температури довкілля. Усі вимоги забезпечуються як конструктивно, так і вибором відповідних матеріалів. Котушки індуктивності виготовляються у вигляді намотки з мідного дроту на ізоляційних каркасах. Мале значення залишкових параметрів отримують використанням каркасів з матеріалів з магнітною проникністю, близькою до одиниці (фарфор, кераміка, кварцове скло тощо). Для зменшення активного опору та частотних похибок за рахунок поверхневого ефекту використовують багатожильний мідний дріт з ізольованими жилами (літцендрат). Для зменшення впливу зовнішніх електромагнітних полів на індуктивність використовують тороїдні конструкції, а для збільшення опору ізоляції обмотки котушок просочують спеціальними технічними оливами та заливають фіксувальною масою. Зменшення впливу температури довкілля на значення міри досягають завдяки підбору матеріалів окремих конструктивних елементів міри із приблизно однаковими температурними коефіцієнтами лінійного розширення.

Важливим параметром котушки індуктивності є її добротність

$$Q = \frac{2\pi f L}{R_L}$$

або стала часу

$$\tau = \frac{L}{R_L},$$

де $L$ – ефективна індуктивність на частоті $f$, $R_L$ – активний опір.

Оцінювання якості котушки індуктивності через сталу часу має ту перевагу перед добротністю, що характеризує власне якість самої котушки не залежно від частоти струму.

Найпоширеніші котушки індуктивності мають номінальне значення індуктивності від 1*мкГн* до 1 *Гн*, клас точності від 0,02 до 0,2, верхню границю частоти змінного струму до приблизно 100 *кГц*.

Котушки взаємоіндуктивності виготовляються або з розділеними первинною та вторинною обмотками, або із суміщеними обмотками. Суміщення обмоток (намотування їх джгутом) забезпечує велике значення коефіцієнта зв'язку (практично одиницю), але, на жаль, суттєво збільшує ємність між витками і, тим самим, звужує частотний діапазон. При цьому суттєво збільшується і провідність через ізоляцію.

Найпоширеніші котушки взаємної індуктивності мають номінальне значення міри від 100 *мкГн* до 10 *Гн*, верхню границю основної допустимої похибки ± 0,1%, верхня частотна границя - 50 *кГц*.

Варіометри – це багатозначні міри індуктивності та взаємоіндуктивності. Плавна зміна $L$ або $M$ здійснюється зміною положення рухомої котушки (ротора) відносно нерухомої (статора). У варіометрах індуктивності обидві котушки вмикаються послідовно у коло, а у варіометрах взаємоіндуктивності – у різні кола.

Магазини індуктивностей і взаємоіндуктивностей є багатозначними мірами із ступінчастою або плавною зміною $L$ чи $M$. В магазині індуктивностей передбачена незмінність активного опору при будь-яких змінах встановлюваних значень індуктивності. У штепсельних магазинах вона забезпечується заміщувальними резисторами з опорами $R_1'$, $R_2'$, ..., $R_n'$, що однакові за значенням з опорами $R_1$, $R_2$, ..., $R_n$ відповідних елементів (котушок) індуктивностей (рис. 6.9,*а*). У важільних магазинах індуктивностей для забезпечення незмінності активного опору магазину при довільному значенні увімкненої індуктивності передбачені резистори зі значеннями опорів $R_0$, $R_1'$, $R_2'$,..., $R_{n-1}'$ (рис. 6.9,*б*) відповідно

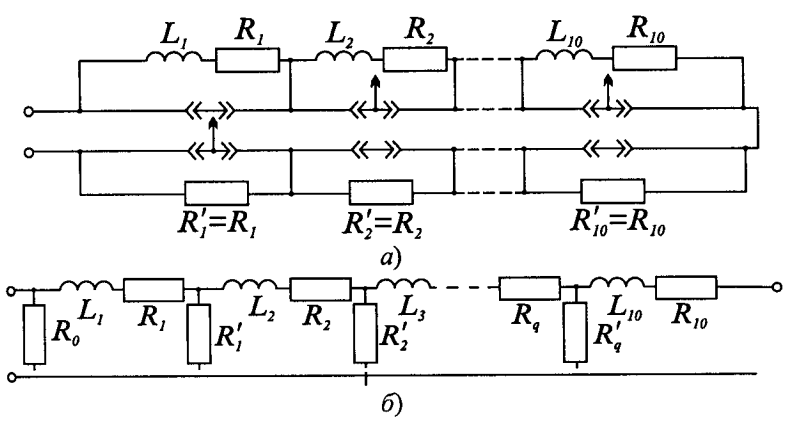



***Рис. 6.11.*** *Еквівалентна схема декади магазина індуктивностей: штепсельного(а) та важільного(б)*

$$R_0 = \sum_{i=1}^{10} R_i \; ; \; R_1' = R_0 - R_1; \; R_2' = R_0 - R_1 - R_2; \ldots \; ; \; R_9' = R_0 - \sum_{i=1}^{9} R_i \; .$$

Магазини індуктивностей та взаємоіндуктивностей здебільшого 3- або 4-декадні з одиницею наймолодшої декади 0,01 або 0,001 *мГн* з класом точності не вище за 0,2 і верхньою границею частоти – 10...50 *кГц*.

Кодо-керовані міри індуктивності будуються за схемами рис. 6.9, в яких штепсельні або важільні перемикачі замінені електронними ключами. Клас точності таких магазинів обмежений залишковими параметрами комутаційних елементів.

Діапазон вимірювань індуктивності сучасними приладами сягає значення $2 \cdot 10^4$ *Гн*. Побудова мір індуктивності таких великих значень традиційним способом у вигляді навитих котушок без феромагнетиків практично неможлива, особливо на низьких частотах, через суттєве збільшення габаритів та маси. Використання феромагнетиків призводить до появи значної нелінійності вольт-амперної характеристики мір індуктивності. Крім того, оскільки значення $L$ та $M$ таких мір та їх характеристики визначатимуться, у першу чергу, параметрами феромагнетика, то у результаті вони матимуть великий розкид характеристик від зразка до зразка, будуть чутливими до параметрів довкілля та піддаватися старінню. Тому на практиці міри індуктивності із феромагнітними осердями не використовуються.

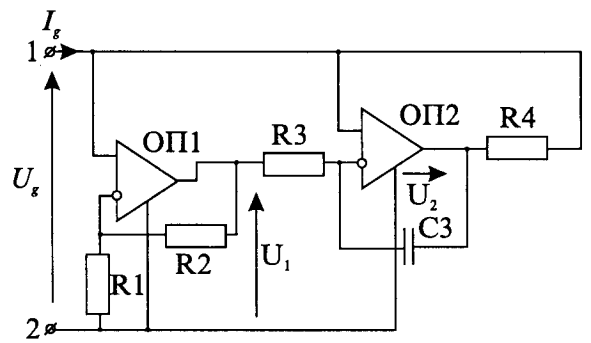



***Рис. 6.12.*** *Гіраторна міра індуктивності*

Для побудови однозначних мір індуктивності особливо великих значень використовують метод імітації індуктивності на базі активних RC-ланок. Серед них комплекс найкращих метрологічних характеристик мають міри на основі гіраторів (рис. 6.12). Гіратор – перетворювальний елемент у вигляді чотириполюсника для імітації комплексного опору одного характеру (наприклад, індуктивного) за допомогою електричного опору іншого характеру (ємнісного), функція перетворення якого описується гіперболічною залежністю

$$|X_L| = \frac{k}{X_C}.$$

Нехтуючи вхідними струмами ОП1 та ОП2, значення струму гіратора $I_g$ визначається як

$$I_g = \frac{U_g - U_2}{R_4},$$

де $U_2 = U_g\left(1 + \frac{1}{j\omega R_3 C_3}\right) - U_1 \frac{1}{j\omega R_3 C_3}$ – вихідна напруга ОП2; $U_g$ – вхідна напруга гіратора; $U_1 = U_g\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)$ – вихідна напруга ОП1.

Підставляючи $U_1$ та $U_2$, знаходимо значення струму $I_g$

$$I_g = \frac{U_g}{R_4} \cdot \frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{1}{j\omega R_3 C_3},$$

а значення вхідного опору міри індуктивності буде дорівнювати

$$Z = \frac{U_g}{I_g} = j\omega C_3 R_3 R_4 \frac{R_1}{R_2}.$$

Отже, відтворювана мірою рис. 6.10 еквівалентна індуктивність дорівнюватиме

$$L = C_3 R_3 R_4 \frac{R_1}{R_2}.$$

Для імітації великих значень індуктивності в мостах змінного струму використовуються імітатори індуктивності у вигляді Т-подібної пасивної RC-ланки (див. мости змінного струму).

На основі цієї структури можна реалізовувати еквівалентні високодобротні індуктивності великих значень у звуковому діапазоні частот з похибкою меншою, ніж ±0,2 %.

## 6.4. Міри ємності

Мірами ємності служать вимірювальні конденсатори постійної та змінної ємності, магазини ємності та імітатори ємності.

Вимірювальні конденсатори повинні мати малі втрати у діелектрику (бути високодобротними), мати малу залежність ємності від частоти та форми кривої струму, малий температурний коефіцієнт ємності, великий опір ізоляції (малий $tg\delta$).

Основні характеристики мір електричної ємності нормуються міждержавним стандартом ГОСТ 6746–94 «Меры электрической ёмкости. Общие технические требования». Зокрема, встановлюється така їх класифікація:

- міри ємності однозначні (конденсатори сталої ємності);
- міри ємності багатозначні з плавною зміною ємності (конденсатори змінної ємності);
- міри ємності багатозначні, що складаються з однієї чи декількох декад зі ступінчастою або ступінчастою та плавною зміною ємності (магазини ємностей);
- міри ємності однозначні високовольтні (конденсатори високовольтні).

Границі допустимої основної похибки δ, вираженої у відсотках від номінального значення ємності мір, нормуються так:

- для однозначних мір ємності та окремих декад магазинів ємності за формулою

$$\delta = \pm k;$$

- для конденсаторів змінної ємності за формулою

$$\delta = \pm k\frac{C_{\max}}{C};$$

- для магазинів ємностей за формулою

$$\delta = \pm\left[c + d\left(\frac{C_{\max}}{C} - 1\right)\right],$$

де $k$ – число, що дорівнює класу точності міри; $C_{max}$ – найбільше значення ємності конденсатора змінної ємності чи магазина ємності; С – номінальне значення увімкненої ємності; $c$ і $d$ – сталі коефіцієнти.

Стандарт нормує також номінальну частоту або номінальну область частот напруги, що підводиться до міри ємності, максимальне значення напруги, що може підводитися до міри, а також значення $tg\delta$.

Вимірювальні конденсатори бувають повітряними (постійної та змінної ємності) та зі слюдяним або іншим твердим діелектриком (сталої ємності). Повітряні конденсатори сталої ємності високостабільні, мають малий $tg\delta$ (приблизно $10^{-5}$) і малий температурний коефіцієнт ємності (приблизно $2\cdot10^{-3}$ $1/K$), але через малу діелектричну проникність повітря мають великі габарити.

Найпоширеніші повітряні конденсатори сталої ємності виготовляються з номінальними значеннями від 50 до 4000 *пФ*, класу точності 0,05, можуть використовуватись у частотному діапазоні до 100 *Гц* і при напрузі до 200 *В*.

У слюдяних конденсаторах електродами є алюмінієва фольга, а в деяких типів конденсаторів – тонкий шар срібла, нанесений на слюду. Вони компактні, стабільні в часі, характеризуються приблизно таким же, як і повітряні конденсатори, температурним коефіцієнтом ємності, але дещо більшим $tg\delta$ $(1\ldots2)\cdot10^{-4}$. Поширені міри ємності з номінальними значеннями ємності від 1 *пФ* до 1 *мкФ*, класів точності від 0,05 до 0,2 (залежно від значення міри ємності), на частотний діапазон від 40 до $10^5$ *Гц*. В конденсаторах із значенням ємності понад 1 *мкФ* як діелектрики використовуються полімерні плівки.

Повітряні конденсатори змінної ємності складаються з двох систем пластин – нерухомої (статора) та рухомої (ротора), на якій прикріплена шкала. Найширше вико-

ристовуються повітряні конденсатори змінної ємності класів точності від 0,05 до 0,5 з максимальним значенням ємності 15...150 *пФ*, в частотному діапазоні до 100 *Гц* і робочою напругою до 200 *В*.

Магазини ємності бувають важільними або штепсельними. В штепсельних магазинах передбачені спеціальні гнізда для закорочення відімкнених конденсаторів (усунення їх залишкових зарядів).

Для автоматизації процесу повірки конденсаторів, магазинів ємності використовують кодо-керовані міри. При реалізації кодо-керованих ємнісних мір за схемою класичного магазину ємностей на їх метрологічні параметри суттєво впливатимуть залишкові параметри комутаційних елементів. На практиці переважно використовують метод імітації ємності (рис. 6.13).

Вхідна напруга $U_i$ через повторювач ОП1 подається на вхід кодокерованого подільника напруги КПН, коефіцієнт передачі якого встановлюється кодом $N_i$ (оператором або зовнішнім контролером). Вихідна напруга КПН повторюється на виході другого повторювача ОП2. Через зразковий конденсатор $C_N$ за умови, що вхідний струм ОП1 нехтовно малий, протікатиме струм $I_i$

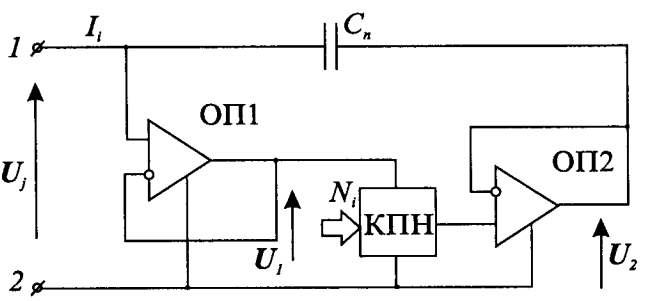



***Рис. 6.13.*** *Структурна схема кодо-керованої міри-імітатора ємності*

$$\boldsymbol{I}_i = \frac{\boldsymbol{U}_i - \boldsymbol{U}_2}{X_{C_N}} = j\omega C_N (1 - N_i)\boldsymbol{U}_i,$$

де $C_N$, $X_{CN}=1/j\omega C_N$ – відповідно ємність та опір зразкового конденсатора; $U_2 = NU_i$ – вихідна напруга другого ОП2; $N=N_i/N_{max}$ – коефіцієнт передачі КПН; $N_i$, $N_{max}$ – встановлюване та максимальне значення коду КПН.

Відтворюваний схемою опір $Z_i$ визначатиметься співвідношенням

$$\boldsymbol{Z}_i = \frac{\boldsymbol{U}_i}{\boldsymbol{I}_i} = \frac{1}{j\omega C_N (1 - N)} = \frac{1}{j\omega C_i},$$

де $C_i = C_N(1 - N)$ – відтворювана схемою ємність.

На базі поданої схеми можна відтворювати високодобротні ємності в діапазоні $1 \cdot 10^{-10}$...10 *Ф* у звуковому діапазоні частот з границею допустимих значень похибки ±(0,05...0,5)%.

# Розділ 7
# ЕЛЕКТРИЧНІ ВИМІРЮВАЛЬНІ ПРИСТРОЇ

## 7.1. Вимірювальні трансформатори та індуктивні подільники

*Вимірювальними* називаються *трансформатори*, призначені для масштабного перетворення із заданою точністю електричного струму чи напруги. Конструктивно вимірювальний трансформатор струму (рис. 7.1), як і вимірювальний трансформатор напруги, складається із феромагнітного тороїдного осердя 1, первинної 5 та вторинної 6 обмоток. Осердя для частот приблизно до 100 кГц виконуються звичайно із стрічкового пермалою чи аморфного магнітного матеріалу завтовшки 0,01...0,35 мм. Для зняття механічних напружень, що виникають під час навивання тороїду (механічні напруження сильно впливають на властивості пермалою), готове осердя піддають термічній обробці – відпалу у вакуумній печі. Для захисту від можливих механічних навантажень при намотуванні обмоток осердя поміщають у захисний кожух 4 з неферомагнітного матеріалу (сплав алюмінію, пресматеріал), заповнюють простір між осердям та кожухом хемічно-нейтральним мастилом 3 та закривають неметалевою накривкою 2. Для частот понад 100 кГц використовують здебільшого феритові осердя.

*Вимірювальні трансформатори струму*. Основними технічними та метрологічними характеристиками вимірювальних трансформаторів струму є номінальний первинний струм $I_{1ном}$, номінальний вторинний струм $I_{2ном}$, номінальний коефіцієнт трансформації $K_{1ном} = \frac{I_{1ном}}{I_{2ном}}$, клас точності.

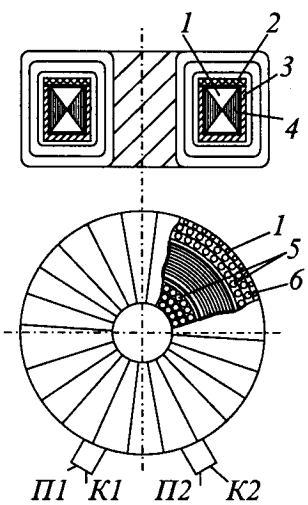


***Рис. 7.1.*** *Будова вимірювального трансформатора*

До особливостей роботи вимірювальних трансформаторів струму треба віднести таке: оскільки їх вторинні обмотки замикаються під час роботи на амперметри, струмові обмотки ватметрів, лічильників електричної енергії чи фазометрів, опір яких дуже малий, то режим роботи трансформаторів струму близький до короткого замикання. Отже, розмикання вторинного кола при наявності струму у первинному колі є аварійним режимом. Дійсно, за відсутності вторинного струму і відповідно розмагнічувальних ампервитків $I_2w_2$ осердя намаг-

нічується до насичення, а напруга на вторинній обмотці може досягнути сотень вольт. У зв'язку з цим у трансформаторах струму передбачується елемент для закорочування вторинної обмотки, якщо при наявності струму в первинній обмотці потрібно здійснити певні перемикання у вторинному колі.

Залежно від призначення вимірювальні трансформатори струму бувають стаціонарними та переносними (лабораторними). Переносні лабораторні трансформатори здебільшого багатограничні. Для розширення границь вимірювань у корпусах переносних трансформаторів з тороїдним осердям може бути передбачений центральний отвір для намотування на тороїд зовнішньої первинної обмотки. Кількість намотаних витків визначають, враховуючи номінальні ампервитки трансформатора $(I_1 w_1)_{ном}$, значення яких знаходяться здебільшого в границях 600...2000 і вказується на щитку та в паспорті трансформатора.

Основні метрологічні характеристики вимірювальних трансформаторів струму нормуються міждержавним стандартом ГОСТ 23624–89, згідно з яким лабораторні трансформатори можуть мати клас точності від 0,01 до 0,2, а стаціонарні – від 0,2 до 10. Граничні значення похибок коефіцієнта трансформації вимірювальних трансформаторів нормуються здебільшого двочленною формулою

$$\delta_I = \pm\left[ c + d\left(\frac{I_{ном}}{I} - 1\right)\right].$$

Показник класу точності (член $c$ двочленної формули) як лабораторних, так і стаціонарних трансформаторів вказує на гранично можливе відхилення (у відсотках) дійсного коефіцієнта трансформації від номінального при номінальному значенні первинного струму. Стандарт нормує також член $d$ і кутові похибки.

Номінальні значення первинних струмів вимірювальних трансформаторів струму здебільшого знаходяться в границях від 0,2 до 3000 *А*, а вторинний номінальний струм – 5 *А* (рідко 1 *А*, і тільки для трансформаторів, що на частоту 50 *Гц*), номінальний опір кола навантаження лабораторних трансформаторів – 0,2; 0,4 або 0,6 *Ом*, номінальна частота здебільшого 50 або 400 *Гц*, або частотний діапазон переважно 50...1000 *Гц*.

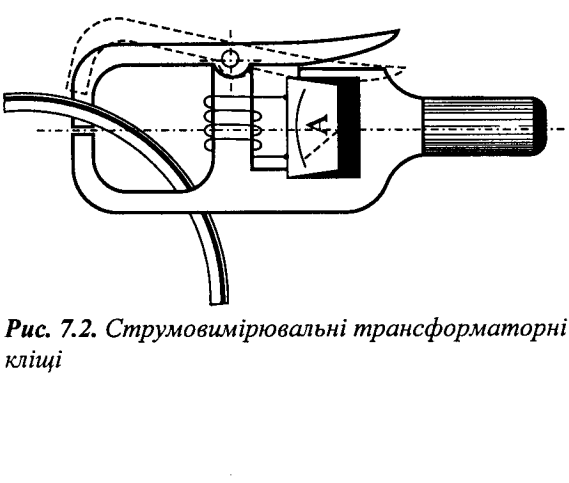


***Рис. 7.2.** Струмовимірювальні трансформаторні кліщі*

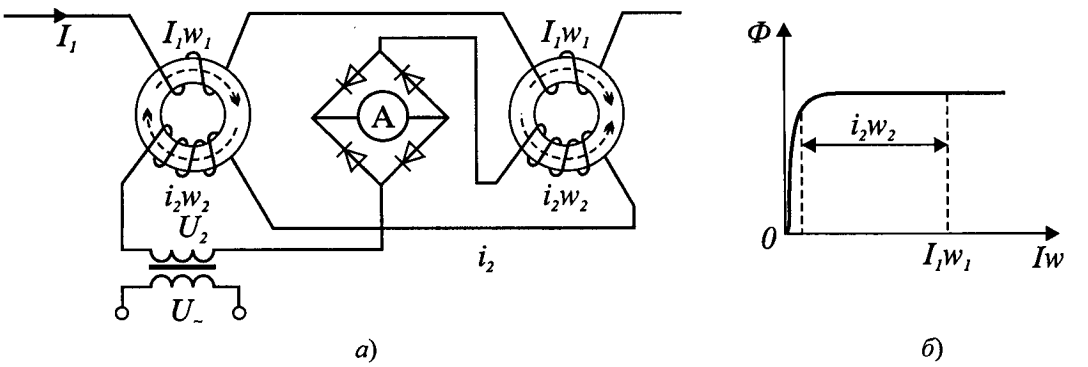
Особливе місце серед вимірювальних перетворювачів (трансформаторів) струму займають трансформаторні кліщі (рис. 7.2), в яких магнітопровід може розмикатися за принципом кліщів для охоп-

лення провідника з вимірюваним струмом. Такі кліщеві перетворювачі струму є технічними вимірювальними засобами здебільшого з вмонтованим амперметром на виході вторинної обмотки такого трансформаторного перетворювача.

*Вимірювальні трансформатори напруги.* Конструктивно вимірювальні трансформатори напруги аналогічні до вимірювальних трансформаторів струму, однак мають свої особливості, що випливають з умов роботи. Вони працюють в режимі, близькому до неробочого ходу, оскільки до їх вторинних обмоток під'єднуються засоби вимірювальної техніки з порівняно великим електричним опором (вольтметри, кола напруги вольтметрів, лічильників електричної енергії, фазометрів).

Вимірювальні трансформатори напруги також бувають стаціонарними або лабораторними. Лабораторні трансформатори бувають класів точності 0,1; 0,2 та 0,5. Номінальні значення первинних напруг для однофазних трансформаторів є в границях від 220 В до 35 *кВ*, номінальні вторинні напруги – 150, 100, $100/\sqrt{3}$ *В*, а номінальна повна потужність, яку можна брати від трансформатора – від 10 до 1200 *ВА* з коефіцієнтом потужності активно-індуктивного навантаження 0,8...1,0, номінальна частота 50 *Гц*.

*Вимірювальні трансформатори* (*трансформаторні перетворювачі*) *постійного струму.* Принципова схема перетворювача наведена на рис. 7.3. На два ідентичні осердя із феромагнітного матеріалу, який має значну магнітну проникливість і порівняно малу індукцію насичення (наприклад, з пермалою), намотані первинні і вторинні обмотки, кількість витків яких дорівнює, відповідно, $w_1$ та $w_2$. Через первинні обмотки, намотані на обидвох осердях в однакових напрямах і з'єднаних послідовно, протікає вимірювальний постійний струм. Вторинні обмотки також з'єднані послідовно, але намотані в протилежних напрямках, живляться від джерела змінної напруги.




*а)* *б)*

***Рис. 7.3.*** *До принципипу дії трансформаторного перетворювача постійного струму*

Завдяки такому виконанню і способу з'єднання первинних і вторинних обмоток намагнічувальні ампервитки $i_2w_2$ та $i_1w_1$ протягом одного півперіода напруги $U_\sim$ в одно-

му з осердь будуть збігатися за напрямом, а їх значення будуть додаватись, а в іншому - протилежні за напрямом і відніматись. У наступний півперіод осердя ніби міняються місцями.

Якщо форма кривої намагнічування осердя близька до прямокутної (рис. 7.3,*б*), опори обмоток $w_2$ дуже малі, а напруга $U_{\sim}$ досить велика, то форма кривої струму $i_2$ буде близькою до прямокутної і середнє значення цього струму не залежатиме від напруги $U_{\sim}$ та її частоти. Якщо в коло струму $i_2$ увімкнути вимірювальний прилад з двопівперіодною схемою випрямлення, то покази такого приладу будуть пропорційні середньому значенню, тобто

$$I_{cp} = I_1 \frac{w_1}{w_2}.$$

Отже, середнє значення вторинного струму пропорційне до вимірюваного первинного струму, а відношення між цими струмами, як і в трансформаторах змінного струму, визначається відношенням кількості витків первинної і вторинної обмоток.

*Індуктивні подільники напруги та індуктивні подільники струму.* Індуктивний подільник напруги є масштабним електромагнітним перетворювачем, який служить для поділу із заданою точністю вхідної (вимірюваної) напруги. Індуктивний подільник струму можна вважати оберненим індуктивним подільником напруги. Принципові схеми індуктивних подільників напруги та струму наведені на рис. 7.4.

За принципом дії індуктивні подільники аналогічні до вимірювальних трансформаторів, але відрізняються деякими конструктивними особливостями, і можуть виконуватись за трансформаторною чи автотрансформаторною схемами. Автотрансформаторні подільники (рис. 7.5) конструктивно простіші. Обмотка такого подільника намотується джутом 2 із попередньо скручених ізольованих один від одного дротів, кожний з яких утворює окрему секцію, рівномірно розміщену по периферії тороїдного осердя 1 із феромагнітного матеріалу з високою магнітною проникністю і малими втратами. Кінець дроту однієї секції з'єднаний з початком іншої секції і т. д. Від місць з'єднань зроблені виводи до відповідних вихідних затискачів. Початок першої і

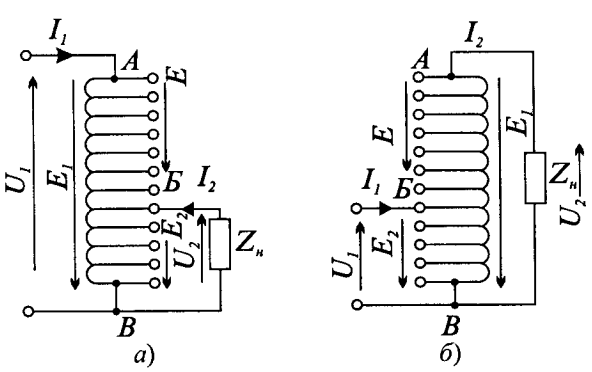



***Рис. 7.4.*** *Принципова схема індуктивного подільника напруги та струму*

кінець останньої секції утворюють вхід індуктивного подільника напруги (вихід індуктивного подільника струму). Як і у вимірювальних трансформаторах, осердя індуктивного подільника розміщене в захисному кожусі 4 з кришкою 3, а вільний простір між ними заповнений хемічно-нейтральним мастилом 5.

За необхідності мати гальванічне розділення вхідного та вихідного кіл подільники виконуються за трансформаторною схемою.

Коефіцієнт ділення індуктивних подільників може бути сталим або регульованим. Зміну коефіцієнта ділення здійснюють зміною кількості витків обмоток, причому залежно від того кількість витків якої обмотки змінюють (вхідної або вихідної) подільники будуть мати сталий вихідний або сталий вхідний опори.

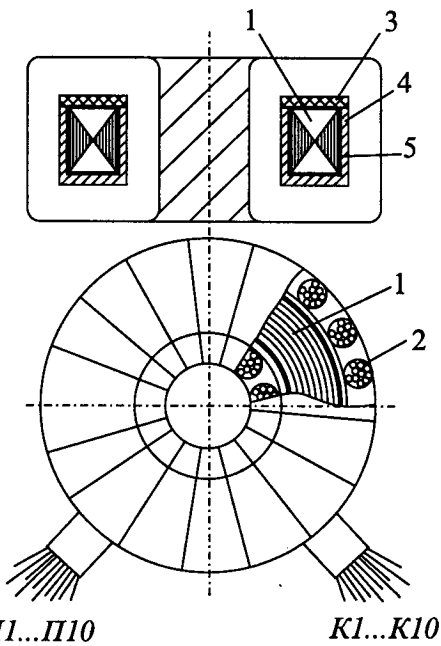



***Рис. 7.5.*** *Будова однодекадного індуктивного подільника напруги*

Особливість індуктивних подільників полягає в тому, що між витками обмоток є тісний індуктивний зв'язок (в ідеальному випадку всі витки мають однакове потокозчеплення, відсутні потоки розсіяння). За цієї умови відношення напруг на окремих обмотках подільника дуже точно визначається відношенням кількості витків відповідних обмоток, а номінальний коефіцієнт ділення індуктивного подільника напруги

$$K_{U\text{ном}} = \frac{U_{1ном}}{U_{2ном}} = \frac{w_1}{w_2},$$

а подільника струму

$$K_{I\text{ном}} = \frac{I_{1ном}}{I_{2ном}} = \frac{w_2}{w_1}.$$

Індуктивні подільники мають ряд принципових переваг перед параметричними подільниками (резистивними, ємнісними). До найвагоміших їх переваг належать: висока точність (похибка коефіцієнта ділення серійних подільників може бути зведена до 0,001%, а для індивідуальних зразків до майже $10^{-5}$ % при фазовій похибці не більше $10^{-6}$ *рад*), широкий частотний діапазон (приблизно 20 *Гц*...200 *кГц*) з постійною тенденцією до розширення у бік високих частот, стабільність коефіцієнта ділення, яка недосяжна для інших видів подільників, незалежність коефіцієнта ділення від вторинного навантаження в границях його практичних значень, технологічність та практична незалежність характеристик від кліматичних факторів.

Індуктивні подільники напруги широко застосовуються у пристроях та системах метрологічного забезпечення засобів вимірювальної техніки та автоматики, зокрема, як перетворювальні елементи засобів перевірки цифрових вольтметрів змінного струму, калібраторів напруги тощо. Їх застосування в автоматичних цифрових мостах змінного струму дало змогу значно розширити діапазон вимірювань та підвищити точність таких засобів.

Індуктивні подільники струму поки що не знайшли такого широкого застосування, як індуктивні подільники напруги. Вони застосовуються у пристроях для перевірки вимірювальних трансформаторів струму та магнітних компараторів і мають всі необхідні властивості для їх успішного використання в термоелектричних компараторах, в компенсаційно-мостових приладах, в аналого-цифрових та цифро-аналогових перетворювачах.

## 7.2. Вимірювальні підсилювачі

Вимірювальні підсилювачі (ВП) – це засоби вимірювальної техніки, призначені для підсилення електричних сигналів, а отже, для підвищення чутливості засобів вимірювань, з одночасним послабленням впливу неінформативних параметрів. Їх застосування дає змогу в цей же час зменшити споживання енергії від досліджуваного об'єкта. Вони застосовуються також для узгодження опорів перетворювачів при їх спряженні, зокрема за необхідності під'єднання низькоомного опору навантаження до високоомного джерела сигналу. Вимірювальні підсилювачі можуть бути не тільки масштабними перетворювачами напруги, але й перетворювачами напруги у струм або струму в напругу.

У загальному випадку структурну схему вимірювального підсилювача можна подати у вигляді підсилювального елемента (підсилювача), охопленого колом від'ємного зворотного зв'язку. Завдяки досягненням сучасної мікроелектронної техніки підсилювальні елементи виконують здебільшого у вигляді інтегральних мікросхем. Такі підсилювачі прийнято називати операційними підсилювачами (ОП). Їх еквівалентна схема подана на рис. 7.6,*а*, а на рис. 7.6,*б* – умовні позначення операційних підсилювачів в схемах засобів вимірювальної техніки.

Згідно з рис. 7.6,*а*, операційний підсилювач можна розглядати як елемент з двома входами: інвертуючим та неінвертуючим, до яких можуть під'єднуватись, відповідно, напруги $U_{вх1}$ та $U_{вх2}$.

Основною функцією операційного підсилювача є підсилення різниці вхідних синфазних напруг $U_{вх1}$ і $U_{вх2}$ з коефіцієнт підсилення $k_U$, причому його еквівалентна

вихідна напруга $e_{вих} = -k_U(U_{вх1} - U_{вх2})$. Через наявність вихідного опору $Z_{вих}$ підсилювача його вихідна напруга $U_{вих}$ дещо відрізняється від $e_{вих}$.

Залежно від схеми ввімкнення операційного підсилювача еквівалентний вхідний опір визначається синфазним опорами $Z_c^-$ і $Z_c^+$, та диференціальним опіром $Z_д$.

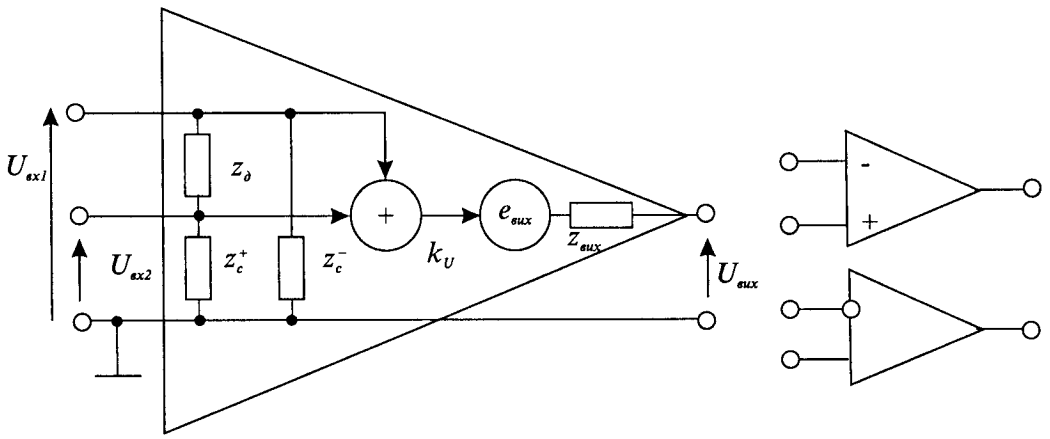



***Рис. 7.6.*** *Структурна та еквівалентна схеми електронного підсилювача*

Крім коефіцієнта підсилення та вхідних опорів, важливими технічними характеристиками операційного підсилювача є частота одиничного підсилення, максимальна швидкість наростання вихідної напруги, коефіцієнт послаблення синфазного сигналу напруги, еквівалентна вхідна напруга шумів та вхідна напруга зміщення.

Частотою одиничного підсилення називають частоту вхідного сигналу, який перетворюється операційним підсилювачем з коефіцієнтом $k_U = 1$.

Максимальна швидкість наростання вихідної напруги визначає найбільшу швидкість зміни вихідної напруги під час підмкнення на його входи імпульсу прямокутної форми максимально допустимої амплітуди.

Коефіцієнт послаблення синфазного сигналу $M_{сф}$ – це відношення коефіцієнта підсилення $k_U$ до коефіцієнта передавання на вихід операційного підсилювача синфазного сигналу.

Вхідною напругою зміщення $U_{зм}$ називають диференціальну постійну напругу, прикладення якої до входів операційного підсилювача викличе встановлення на його виході напруги, яка дорівнює нулю.

Аналізуючи схеми з операційними підсилювачами, часто вживають поняття ідеального ОП, для якого приймають безмежно великими значення вхідних опорів $Z_c^-; Z_c^+$ та $Z_д$, безмежно малим значення вихідного опору $Z_{вих} \to 0$, безмежно великими коефі-

цієнт підсилення $k_U$ та коефіцієнт послаблення синфазного сигналу $M_{сф}$, а також нехтувально малою напругою постійного зміщення $U_{зм}$.

Сучасні вимірювальні операційні підсилювачі можна поділити на дві групи: універсальні та спеціальні.

До універсальних належать підсилювачі середньої точності, з середньою швидкодією та смугою пропускання сигналів. Такі підсилювачі оптимізовані за статичними і динамічними параметрами, а саме – вхідними струмами в десятки – сотні наноампер, коефіцієнтом послаблення синфазної складової вхідної напруги не більше ніж 80 – 90 *дБ*, частотою одиничного підсилення до 5 *МГц*, швидкістю наростання вихідної напруги до 5 – 10 *В/мкс*, вхідною напругою зміщення в границях кількох мілівольт і її температурною зміною до десятків мікровольт на градус, вхідною напругою шумів в одиниці мікровольт в смузі 10 *Гц* – 10 *кГц*. Завдяки названим параметрам ОП середньої точності знаходять надзвичайно широке застосування як у вирішенні вимірювальних, так і контрольних функціональних завдань. До цієї численної групи можна також віднести мікропотужні і програмовані ОП. Перші характеризуються малими напругами живлення та мікроспоживанням, що робить їх незамінними у портативній і мініатюрній апаратурі. В програмованих підсилювачах за допомогою спеціального відводу можна регулювати режим роботи вхідних каскадів і таким чином змінювати ширину частотної смуги та потужність споживання самих ОП.

До другої групи спеціальних операційних підсилювачів належать швидкодіючі та прецизійні підсилювачі. Швидкодіючі – це підсилювачі з великою шириною частотної смуги (частота одиничного підсилення до 500 *МГц*) та найкращими динамічними параметрами (швидкість наростання вихідної напруги – сотні вольт за мікросекунду і час встановлення її – одиниці мікросекунд з точністю десяті частки відсотка). Прецизійні операційні підсилювачі – це спеціальні підсилювачі, для яких вжито схемних, структурно-алгоритмічних та конструкторських заходів з метою мінімізації певного масиву їх параметрів. Результатом цього є забезпечення в них вхідних струмів в десятки – сотні пікоампер; коефіцієнта послаблення синфазної складової вхідної напруги до 120 *дБ*; вхідної напруги зміщення в десятки – сотні мікровольт при її температурній зміні в одиниці мікровольт на градус; вхідної напруги шумів меншої за 1 *мкВ*.

Однак здебільшого такі операційні підсилювачі мають обмежену частотну смугу сигналів, тобто частоту одиничного підсилення не вище ніж 0,5 *МГц* та низьку швидкість наростання вихідної напруги – в частки вольт за мікросекунду.

Окремі параметри операційних підсилювачів гарантуються певними межами: наприклад коефіцієнт підсилення більший, ніж 50000, вихідний опір – одиниці *Ом*, вихідний струм не більший за 8...10 *мА* тощо.

З метою покращання метрологічних характеристик операційні підсилювачі охоплюють колами від'ємного зворотного зв'язку, що дозволяє наблизити до ідеальних значення їх вхідного та вихідного опорів, підвищити стабільність коефіцієнта підсилення у вибраній частотній смузі вхідних сигналів.

Найпростішими є схеми інвертуючого (рис. 7.7,*а*) та неінвертуючого (рис. 7.7,*б*) підсилювачів напруги. Якщо вважати операційний підсилювач ідеальним, то в схемі інвертуючого підсилювача вхідна напруга $U_{вх}$ прикладається до резистора $R_1$, що викликає появу струму $i_{вх} = \frac{U_{вх}}{R_1}$. Останній компенсується струмом, утвореним спадком вихідної напруги $U_{вих}$ на резисторі $R_2$. Тому $\frac{U_{вх}}{R_1} = -\frac{U_{вих}}{R_2}$, звідки $U_{вих} = -\left(\frac{R_2}{R_1}\right)\cdot U_{вх}$. Отже, при поданні вхідної постійної напруги $U_{вх}$ до інвертуючого підсилювача вихідна напруга $U_{вих}$ буде протилежної полярності, а при поданні вхідної змінної напруги буде до неї у протифазі. При цьому коефіцієнт підсилення $K_{ін} = -\frac{R_2}{R_1}$.

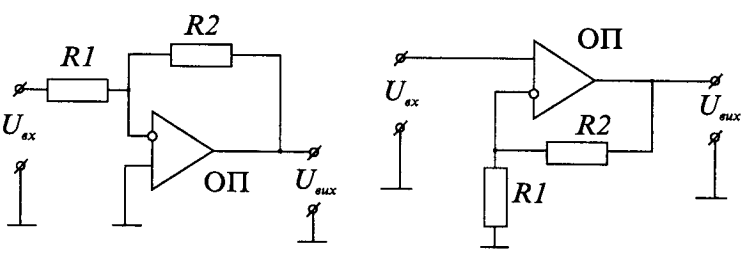



***Рис. 7.7.*** *Схеми інвертуючого (а) та неінвертуючого (б) підсилювачів напруги*

Якщо $U_{вх}$ подається до неінвертуючого підсилювача, то отримана вихідна напруга ділиться за допомогою дільника напруги, утвореного резисторами $R_1$ і $R_2$, частина якої, $U_{ін} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} U_{вих}$, прикладається до інвертуючого входу ОП. Внаслідок нульової різниці напруг між входами ідеального операційного підсилювача, викликаної його безмежним коефіцієнтом підсилення, напруга $U_{ін}$ дорівнюватиме вхідній напрузі, тобто $\frac{R_1}{R_1 + R_2} U_{вих} = U_{вх}$, а отже $U_{вих} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) U_{вх}$. При цьому $U_{вих}$ збігається по фазі з $U_{вх}$, а коефіцієнт підсилення для неінвертуючого підсилювача $K_{неін} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)$.

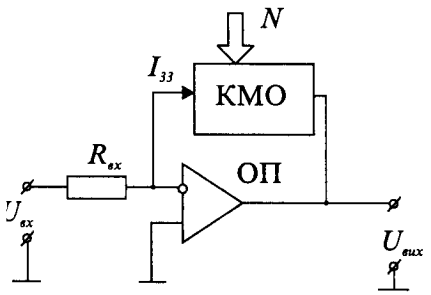



*Рис. 7.8. Вимірювальний підсилювач з дискретно регульованим коефіцієнтом підсилення*

Для регулювання коефіцієнта підсилення в схемах вимірювальних підсилювачів замість одного з резисторів, наприклад в колі від'ємного зворотного зв'язку, використовують кодокерований магазин опорів КМО (рис. 7.8). При цьому коефіцієнт підсилення такого підсилювача регулюється дискретно і дорівнює $K_\partial = -\dfrac{R_k}{R_1}$, де $R_k$ – опір кодокерованого магазину, значення якого встановлюється за допомогою коду $N$ (п.6.2).

У випадку підсилення малих сигналів, наприклад від різноманітних первинних перетворювачів, і, особливо, в умовах впливу шумів і завад, доцільно використовувати диференціальні вимірювальні підсилювачі. Вони достатньо ефективні при наявності суттєвої синфазної перешкоди, як у вигляді постійного, так і змінного в часі сигналу.

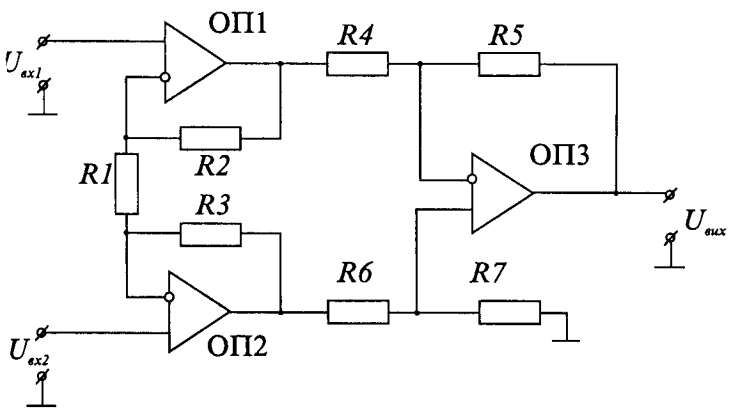


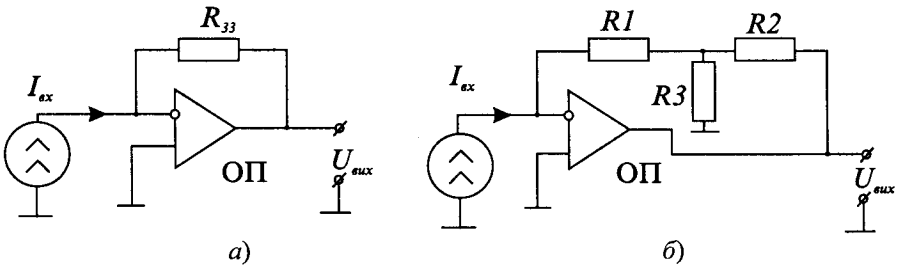

*Рис. 7.9. Схема диференціального вимірювального підсилювача*

Тому з метою послаблення цієї завади основною вимогою до таких підсилювачів є строга симетрія вхідних кіл. На рис. 7.9 зображена схема традиційного диференціального вимірювального підсилювача. Розглядаючи окремо перетворення вхідної напруги колами інвертуючого і неінвертуючого підсилення та за умови дотримання $R_7 / R_6 = R_5 / R_4$, вихідна напруга диференціального підсилювача визначається виразом

$$U_{вих} = \left(U_{вх2} - U_{вх1}\right)\frac{R_5}{R_4}\left(\frac{R_2 + R_3}{R_1} + 1\right).$$

Перевагою цього підсилювача є можливість впливати на коефіцієнт підсилення за допомогою зміни значення опору одного резистора $R_1$.

Для засобів вимірювальної техніки, первинні перетворювачі яких мають струмовий вихід, застосовують підсилювачі з перетворенням вхідного струму в напругу (рис. 7.10).




*а)* *б)*

***Рис. 7.10.*** *ВП з перетворенням вхідного струму в напругу*

Для вихідної напруги перетворювача рис. 7.10,*а* можна записати $U_{вих}=-I_{вх}R_{зз}$. Слід наголосити, що точність цього підсилювача залежить від того, наскільки вхідний струм операційного підсилювача менший за значення $I_{вх}$. В електрометричних підсилювачах, коли $I_{вх}<1$ *мкА*, значення $R_{33}$ може сягати десятки – сотні мегаом, що негативно впливатиме на точність і стабільність схеми. Тому доцільно замінити один $R_{33}$ на Т – подібну резистивну структуру *R1,R2,R3* (рис. 7.10,*б*). У випадку ідеального операційного підсилювача вихідна напруга тут визначається виразом

$$U_{вих} = -I_{вх}\left(R_1 + R_2 + \frac{R_1 R_2}{R_3}\right).$$

При цьому, якщо $R_1=R_2=100R_3$, то для $R_1=1$ *МОм* отримаємо еквівалентний опір кола зворотного зв'язку $R_{33}$ =102 *МОм*.

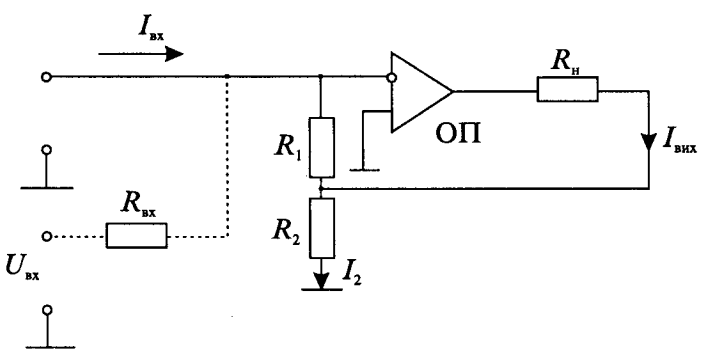



***Рис. 7.11.*** *Схема вимірювального підсилювача струму*

З метою підсилення сигналів перетворювачів зі струмовим виходом використовують вимірювальні підсилювачі струму (рис. 7.11). Причому, вхідним сигналом такої схеми є струм $I_{вх}$, що безпосередньо надходить на інвертуючий вхід операційного підсилювача, аналогічно як в попередніх схемах на рис. 7.10, або напруга $U_{вх}$, яка за допомогою додаткового вхідного резистора $R_{вх}$ перетворюється у $I_{вх}$, як у схемі на рис. 7.7. В останньому випадку такий вимірювальний підсилювач називають керованим напругою джерелом струму.

Вихідний струм $I_{вих}$ такого підсилювача може бути знайдений розв'язанням системи рівнянь (за умови, якщо напруга інвертуючого входу ОП дорівнюватиме нулю)

$$I_{вх} + I_{вих} = I_2$$

$$I_{вх}R_1 + I_2R_2 = 0.$$

Звідки, $$I_{вих} = -I_{вх} \cdot \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right).$$

Метрологічні характеристики такого вимірювального підсилювача визначаються співвідношенням діапазону зміни $I_{вх}$ до значення вхідного струму операційного підсилювача. При постійному струмі $I_{вх}$>1 *мА* точність цієї структури визначається лише точністю співвідношення $R_1$ до $R_2$ і не залежить від значення опору навантаження $R_н$. На змінному струмі метрологічні характеристики такого підсилювача визначаються частотою одиничного підсилення і максимальною швидкістю наростання вихідної напруги операційного підсилювача.

## 7.3. Функціональні та операційні перетворювачі

Функціональні перетворювачі (ФП) – це пристрої, які виконують операцію перетворення одного чи кількох вхідних сигналів $X_1, X_2, \ldots, X_n$ у вихідний сигнал $Z$ згідно із функціональною залежністю $Z = f(X_1, X_2, \ldots, X_n)$. Вони широко використовуються для виконання певних математичних операцій над неперервними сигналами з метою лінеаризації характеристики засобу вимірювань, стиснення чи розширення динамічного діапазону вхідних величин. Тому функціональні перетворювачі знаходять застосування в системах моделювання різноманітних процесів і явищ; корегувальних пристроях, призначених для підвищення точності, швидкодії, завадостійкості, а також оптимізації інших показників вимірювальних та корегувальних систем.

В загальному випадку за способом їх реалізації функціональні перетворювачі можна виділити у дві великі групи.

До першої групи належать перетворювачі, в основу принципу дії яких покладені певні фізичні ефекти в елементах з природною нелінійністю вольт-амперної характеристики: напівпровідникових діодах, біполярних і уніполярних транзисторах, нелінійних опорах, термоелектричних та оптоелектричних перетворювачах. Крім цього, застосовуються також елементи з порівняно лінійною характеристикою – на основі гальваномагнітних та тензорезистивного ефектів.

У функціональних перетворювачах другої групи відтворення необхідної функціональної залежності між вихідною і вхідними величинами здійснюється за допомогою алгоритмічних математичних методів. Слід відзначити, що такий поділ ФП є дещо неоднозначним, бо інколи в алгоритмічних перетворювачах використовуються елементи з реалізацією функціональної характеристики на фізичних ефектах.

Функціональні перетворювачі першої групи характеризуються порівняно простими схемними реалізаціями на базі операційних підсилювачів. Структури цих ФП буває мають дуальний характер, залежно від місця ввімкнення функціонального елементу. Причому вигляд вольт-амперних характеристик функціональних елементів, в першу чергу, визначає тип дуальних пар функціональних залежностей перетворювачів.

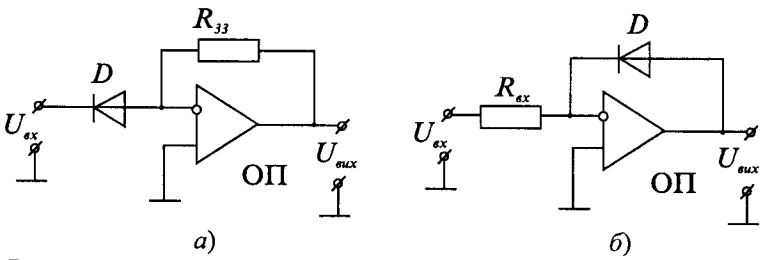



***Рис. 7.12.*** *Схеми експоненціатора та логарифматора на напівпровідникових діодах*

На рис. 7.12 показані схеми, відповідно, експоненціатора (а) та логарифматора (б) на напівпровідникових діодах.

Вихідні напруги таких перетворювачів визначаються виразами:

- для схеми рис. 7.12,*а*

$$U_{вих} = -I_S R_{зз}\, exp\left(\frac{U_{вх}}{\varphi_T}\right),$$

де $I_S$ – неінформативний тепловий струм через діод та $\varphi_T = \frac{kT}{q}$ – його температурний потенціал;

- для схеми рис. 7.12,*б*

$$U_{вих} = -\varphi_T \ln\left(\frac{U_{вх}}{I_S R_{вх}}\right);$$

причому $I_S$ і $\varphi_T$ визначають початкові та граничні умови цих схем.

В обох ФП використовується досить точна експоненціальна залежність прямого струму через діод D від напруги на ньому. Модифікації схем (рис. 7.12) забезпечують похибку відтворення цих функцій на рівні ±0,05% в діапазоні зміни вхідних сигналів до 80 дБ.

Аналогічно, вмикаючи, замість діода в схему (рис. 7.12) функціональний елемент, наприклад, з квадратичною вольт-амперною характеристикою, можна отримати, відповідно – квадратор чи добувач квадратного корення. Зупинимось на функціональних перетворювачах з використанням давачів Холла. Принцип дії холлівського перетворювача полягає у появі поперечної різниці потенціалів (ЕРС Холла) в результаті взаємодії струму $I$, що протікає через напівпровідниковий гальваномагнітний елемент, і перпендикулярного до нього магнітного потоку з індукцією $B$

$$e_h = R_h^* IB,$$

де $R_h^*$ – питома чутливість перетворювача Холла, значення якої визначається властивостями та геометричними розмірами його матеріалу.

Якщо через перетворювач Холла проходить струм $I$ досліджувального об'єкта, а індукція $B$ створюється напругою на об'єкті, то при синусоїдному характері цих величин ЕРС Холла буде пропорційна миттєвому значенню потужності

$$e_h = kU_m \sin\omega t I_m \sin(\omega t - \varphi) = kUI[\cos\omega - \cos(2\omega t - \varphi)].$$

При ввімкненні на виході перетворювача Холла інтегрувального пристрою, його вихідна напруга буде пропорційною активній потужності:

$$U_{вих} = \frac{1}{T}\int_0^T kUI\left[\cos\varphi - \cos(2\omega t - \varphi)\right]dt = kUI\cos\varphi = kP.$$

Використовуючи спеціальні схемні заходи, похибка вимірювачів активної потужності на основі перемножувачів Холла може бути зведена до 0,1%. Суттєвою проблемою функціональних перетворювачів на фізичних ефектах є необхідність точного відтворення потрібної функції перетворення тоді, коли відомі функціональні елементи досить наближено відображають своїми характеристиками ці чи інші функції. Але незважаючи на це, вони широко застосовуються в системах контролю і автоматизації для перетворень широкого загалу неелектричних величин: швидкості потоків газів та рідин, їх витрат, рівнів рідин, якісних характеристик газового середовища тощо, де не вимагається високої точності вимірювання.

Точнішими та поширенішими є функціональні перетворювачі, побудовані з використанням алгоритмічних математичних методів. Вони використовуються, зокрема, для перемноження та піднесення до квадрату, що є дуже розповсюдженими операціями при вимірюваннях енергетичного спектру сигналу, потужності, середньоквадратичного значення тощо.

Наприклад, в деяких функціональних перетворювачах функція перемноження моделюється відомим алгебричним співвідношенням

$$a \cdot b = \left(\frac{a+b}{2}\right)^2 - \left(\frac{a-b}{2}\right)^2.$$

Для таких перетворювачів властива порівняно висока точність перетворення (похибка перетворення становить частки відсотків) в частотній смузі до 100 *кГц*, що реалізується за допомогою порівняно простих і дешевих схем квадраторів (п.8.2, рис. 8.7).

Точніше вищенаведені функції відтворюються в ФП, побудованих на різних модуляторах, тобто схемах, що перетворюють вхідний сигнал в амплітуду, частоту чи тривалість прямокутних імпульсів. Наприклад, на рис. 7.13 показана структура ФП на основі амплітудно-імпульсної та широтно-імпульсної модуляції.

Трикутні імпульси сталої частоти з генератора трикутних сигналів ГТС порівнюються компаратором КМП з вхідною напругою $U_2$. У момент $t_0$ досягнення рівності миттєвого значення наростаючої трикутної напруги значенню $U_2$ на виході компаратора починає формуватися додатний прямокутний імпульс. Його закінчення фіксується тим же КМП в момент $t_n$ другого збігання $U_2$ та спадаючої трикутної напруги. В цей же час на виході компаратора починається формування від'ємного імпульса, закінчення якого відбувається в момент $t_k$ появи наступного додатного імпульсу. При цьому, різниця тривалостей від'ємного $t_1 = t_k - t_n$ та додатного $t_2 = t_n - t_0$ та імпульсів, тобто $t_1 - t_2$ пропорційна значенню $U_2$, а вхідна напруга $U_1$, що подається через керований перемикач КП, формує висоту цих імпульсів: $U_{кп} = k_2 U_1$.

За допомогою фільтра нижніх частот ФНЧ встановлюється середнє значення вихідної напруги

$$U_{вих} = \frac{1}{t_k - t_0}\int_{t_0}^{t_k} U_{кп}(t)dt = \frac{1}{t_1 + t_2}\left[\int_{t_0}^{t_n} k_2 U_1 dt + \int_{t_n}^{t_k}(-U_1)dt\right] = \frac{k_2 U_1 (t_1 - t_2)}{t_1 + t_2} = k_1 k_2 U_1 U_2,$$

враховуючи, що $\dfrac{t_1 - t_2}{t_1 + t_2} = k_1 U_2$.

Недоліком таких структур є порівняно вузький частотний діапазон точного перетворення вхідних сигналів. Трохи кращими за частотними можливостями є функціональні перетворювачі з використанням двох і більше логарифматорів, реалізованих, наприклад за схемою (рис. 7.12,*б*), але точність цих перетворювачів є дещо нижчою (в межах ±0,5%), ніж попередніх, наприклад на рис. 7.13.

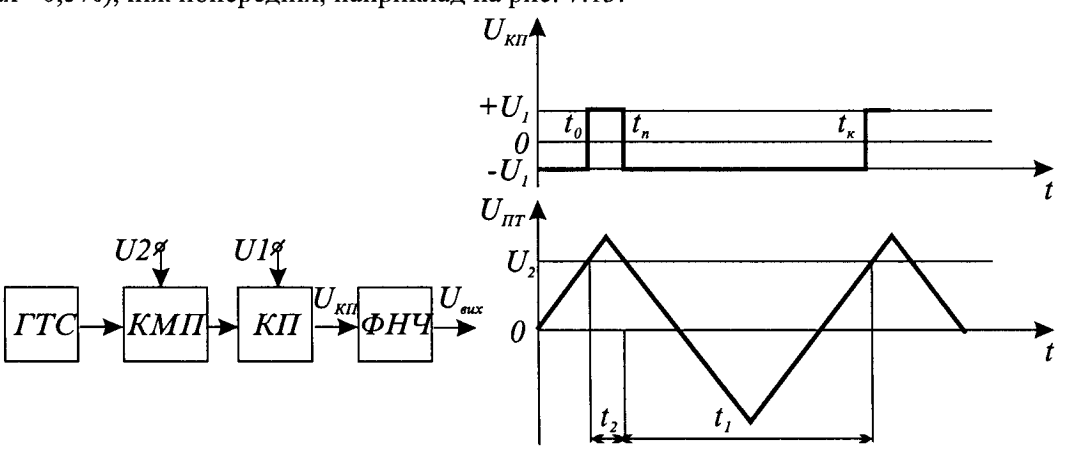



***Рис. 7.13.*** *Структурна схема ФП для перемноження напруг*

Приблизно такі ж характеристики забезпечують функціональні перетворювачі із змінною крутизною транзисторів відомих схем диференціальних каскадів підсилення напруги. При цьому вихідна напруга перетворювачів формується з різниці струмів двох паралельно ввімкнених диференціальних каскадів, за допомогою яких виконується параметричне перемноження двох вхідних напруг. Ці функціональні перетворювачі забезпечують точність перемноження з похибкою до ±0,1%.

Здебільшого для реалізації операцій підсумовування і віднімання вхідних напруг використовуються структури на операційних підсилювачах (рис. 7.14).

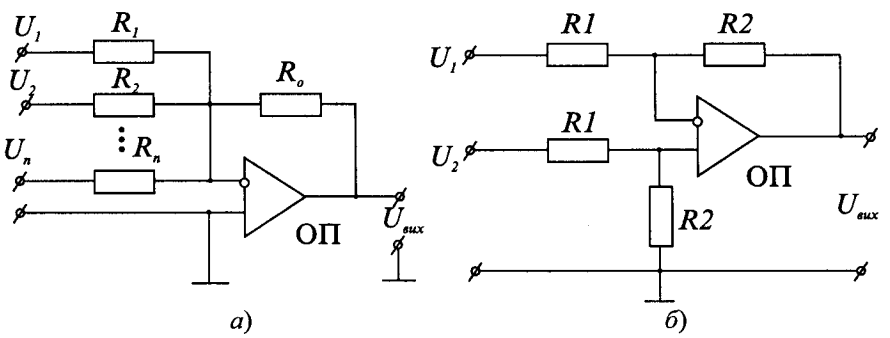



***Рис. 7.14.*** *Схеми багатоканального сумування та двоканального віднімання напруг*

Вихідні напруги даних суматорів визначаються виразами:

- для схеми (рис. 7.14,*а*)

$$U_{вих} = -R_0\left(\frac{U_1}{R_1} + \frac{U_2}{R_2} + \ldots + \frac{U_n}{R_n}\right),$$

а при $R_1=R_2=\ldots=R_n=R$ буде:

$$U_{вих} = -\frac{R_0}{R}\left(U_1 + U_2 + \ldots + U_n\right),$$

- для схеми (рис. 7.14,*б*), розглядаючи окремо перетворення напруг: інвертуюче підсилення $U_1$ та неівертуюче підсилення $U_2$ маємо:

$$U_{вих} = \frac{U_2 R_2}{R_1 + R_2}\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) - \frac{R_2}{R_1}U_1 = (U_2 - U_1)\frac{R_2}{R_1}.$$

Завдяки досконалості сучасних операційних підсилювачів, такі функціональні перетворювачі гарантують достатньо високі метрологічні характеристики перетворення вхідних сигналів, а саме – похибку в соті частки відсотка.

Для вимірювань окремих параметрів змінних напруг і струмів широко застосовують різноманітні функціональні перетворювачі амплітудного, середньоквадратичного та середньовипрямленого значень в напругу постійного струму. Прикладом останнього

перетворювача є ФП за схемою (рис. 7.15), яка складається з послідовно з'єднаних двопівперіодного випрямляча на операційному підсилювачі ОП1, суматора на підсилювачі ОП2 та фільтра нижніх частот ФНЧ, який може мати вигляд резистивно-ємнісної ланки $R_\phi C_\phi$. При додатній полярності вхідної напруги $U_{вх}$ відкривається діод D1 і вихідна напруга схеми визначається коєфіцієнтами передавання інвертуючих схем на підсилювачах ОП1 і ОП2 $U_{вих} = U_{вх}\dfrac{R_2 R_5}{R_1 R_4}$. У випадку від'ємної полярності вхідної напруги $U_{вх}$ відкривається діод D2 і закривається D1, що призводить до формування комбінованої підсилювальної схеми на підсилювачах ОП1 і ОП2, в якій вхідний струм $I_{вх} = \dfrac{U_{вх}}{R_1}$ розподіляється між колами R3-D2-ОП1 та R2-R4-R5-ОП2. Отже,

$$U_{вих} = -U_{вх} \cdot \frac{R_3}{R_1} \cdot \frac{R_2 + R_4 + R_5}{R_2 + R_3 + R_4}.$$

Якщо $R_2$=$R_3$=$R_4$=$R_5$=$R$, то для обох полярностей вхідної напруги матимемо

$$U_{вих} = |U_{вх}| \cdot \frac{R}{R_1}.$$

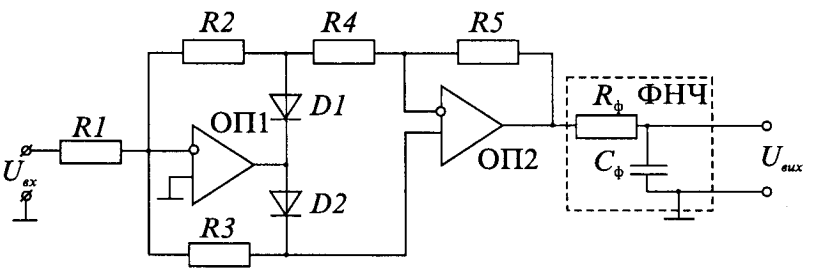



***Рис. 7.15.*** *Схема перетворювача середньовипрямленого значення*

Такі функціональні перетворювачі забезпечують досить високу точність перетворення (похибка в межах ±0,1%...±0,2%) в діапазоні частот 20 *Гц*...20 *кГц*, але мають порівняно високу інерційність отримання результату (більше однієї секунди).

Функціональні перетворювачі амплітудного значення забезпечують отримання постійної вихідної напруги, пропорційної амплітуді вхідної періодичної чи імпульсної напруги. Найпростішою реалізацією такого перетворювача є використання однопівперіодної схеми з під'єднанням до її виходу ємності *C* (рис. 7.16).

При додатній півхвилі вхідної напруги конденсатор *C* заряджається через діод *D* до амплітудного значення вхідного сигналу. На час дії від'ємної півхвилі діод *D* закривається і на конденсаторі зберігається попереднє значення напруги. В разі потреби вимірювання від'ємної

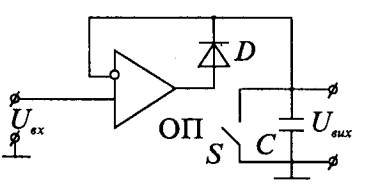



***Рис. 7.16.*** *Схема перетворювача амплітудного значення*

амплітуди вхідного сигналу в наведеній схемі (рис. 7.16) слід лише змінити полярність ввімкнення діода *D* на зворотню.

Оскільки діод *D* ввімкнено в коло від'ємного зворотного зв'язку підсилювача ОП, спад напруги на *D*, який не дорівнює нулю, не впливає на точність відтворення на виході схеми вихідної напруги, пропорційної амплітуді вхідної напруги. Однак похибка такого перетворювача суттєво залежить від якості конденсатора *C* (його еквівалентного кута втрат *tg* δ), опору навантаження та вузла відтворення початкового стану, зображеного на рис. 7.16 у вигляді ключа *S*, необхідного для розрядки *C*. Цей перетворювач може працювати з імпульсними сигналами тривалістю більше однієї мікросекунди з похибкою не краще ±1%. Його недоліком є схильність до самозбудження операційного підсилювача, викликана впливом ємності конденсатора *C*.

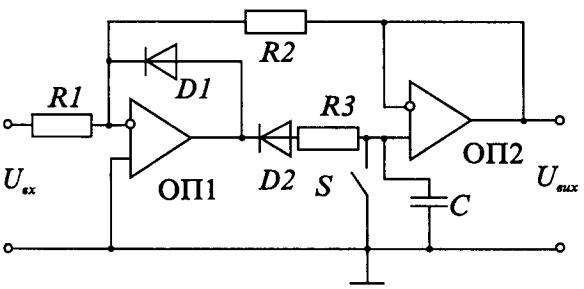



*Рис. 7.17. Схема покращеного перетворювача амплітудного значення*

Цього недоліку позбавлена схема, зображена на рис. 7.17. У випадку додатного вхідного сигналу $U_{вх}$ відбувається його інвертування у від'ємну напругу $U_{вих} = -\frac{R_2}{R_1}U_{вх}$, що викликає відкривання діода *D*2 і заряд конденсатора *C* до амплітудного значення напруги. Завдяки від'ємному зворотному зв'язку, що охоплює обидва підсилювачі ОП1 і ОП2, можна знехтувати впливом спаду напруги на діоді *D*2. Під час дії від'ємної $U_{вх}$ відкривається діод *D*1, що шунтує підсилювач ОП1, та закривається діод *D*2, що забезпечує зберігання на *C* попередньо отриманого амплітудного значення напруги.

Оскільки ОП1 працює на ємнісне навантаження запам'ятовувального конденсатора *C*, для гарантування надійної роботи цього підсилювача використовують додатковий резистор *R*3. Після закінчення вимірювань конденсатор *C* розряджають за допомогою ключа S. Застосування прецизійних елементів в колі зворотного зв'язку, якісного конденсатора *C* та широкосмугових підсилювачів дає змогу вимірювати амплітуду імпульсів чи синусоїдальної напруги з частотою повторення до 1 *МГц* з похибкою в межах ±0,5…1,0%.

При аналізі спектра чи енергетичних властивостей електричного сигналу досить широко використовуються функціональні перетворювачі середньоквадратичного значення змінної напруги в постійну. Найбільшу точність мають такі перетворювачі, реалізовані на термоелектричних перетворювальних елементах (рис. 7.18).

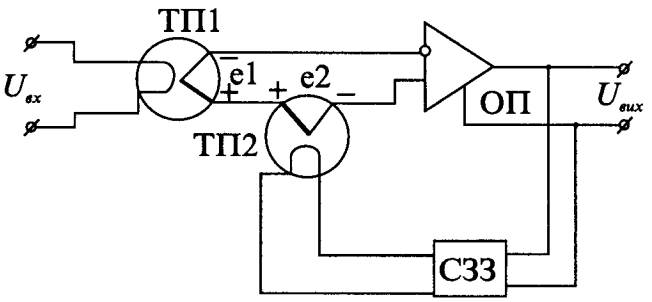



*Рис. 7.18. Схема перетворювача середньоквадратичного значення*

Під дією вхідної напруги термоперетворювач ТП1 формує електрорушійну силу $e_1 = k_1 U_{вх}^2$. Компенсувальна ЕРС $e_2 = k_2(\beta U_{вих})^2$ з виходу термоперетворювача ТП2, що в колі зворотного зв'язку СЗЗ, пропорційна квадрату вихідної напруги підсилювача ОП, яка, в свою чергу, дорівнює $U_{вих} = k_n(e_1 - e_2)$. Якщо коефіцієнт підсилення ОП прямує до безмежності, то $e_1 = e_2$ і маємо $U_{вих} = U_{вх} \cdot \frac{1}{\beta}\sqrt{\frac{k_1}{k_2}}$. Тут $k_1$ та $k_2$ – коефіцієнти пропорційності, β – коефіцієнт перетворення кола зворотного зв'язку.

Значною мірою точність такого перетворювача визначається ідентичністю функцій перетворення основних функціональних елементів ТП1 та ТП2 і становить не більше ±0,1% в частотному діапазоні від 50 *Гц* до приблизно 20 *кГц*. Суттєвим недоліком схеми є велика інерційність перетворення (до 10 с), обумовлена інерційністю термоперетворювачів ТП1 і ТП2.

З метою розширення діапазону перетворень в напрямі найменших значень (до одиниць мілівольт) частіше застосовують термістори непрямого нагрівання. Основу схеми такого перетворювача середньоквадратичного значення змінної напруги становлять два постійні активні опори $R_1$ і $R_2$ та вхідний $R_{m1}$ і компенсувальний $R_{m2}$ термістори (рис. 7.19). При відсутності вхідної напруги $U_{вх}$ міст є збалансованим. Дія $U_{вх}$ спричиняє непряме нагрівання $R_{m1}$ через його нагрівну обмотку з активним опором $r_1$, що викликає зміну значення $R_{m1} = f(P_1)$, причому $P_1 = \frac{k_1}{r_1}U_{вх}^2$ – потужність, витрачена на нагрівання термістора $R_{m1}$. Завдяки порушенню балансу моста на вході

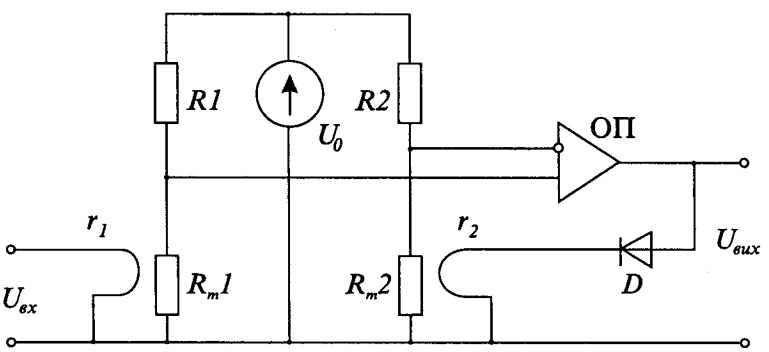



*Рис. 7.19. Схема перетворювача середньоквадратичного значення на термісторах непрямого нагрівання*

підсилювача ОП з'являється певна напруга, яка після підсилення і випрямлення діодом $D$ спричиняє нагрівання термістора $R_{m2}$. За достатньо великого коефіцієнта підсилення ОП потужності, розсіяні в обох термісторах, однакові, тобто $P_2 = \frac{k_2}{r_2} U_{вих}^2 = P_1$. Звідки $U_{вих} = U_{вх}\sqrt{\frac{k_1 r_2}{k_2 r_1}}$.

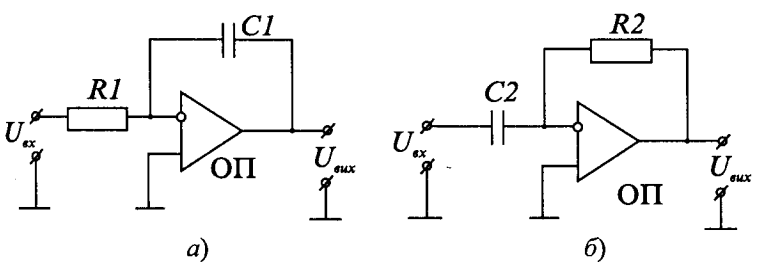
Широко застосовуються у вимірювальній техніці операційні перетворювачі, тобто такі, які здійснюють над вхідною величиною математичну операцію вищого порядку: диференціювання або інтегрування. Це, відповідно, диференціювальні та інтегрувальні перетворювачі (рис. 7.20). Вихідні напруги таких перетворювачів будуть:

- для схеми на рис. 7.20,*а*:

$$U_{вих}(t) = -\frac{1}{R_1 C_1}\int_0^t U_{вх}(t)dt;$$

- для схеми на рис. 7.20,*б*:

$$U_{вих}(t) = -R_2 C_2\left[\frac{dU_{вх}(t)}{dt}\right].$$




*а* *б*

***Рис. 7.20.*** *Схеми інтегрувальних та диференціювальних перетворювачів*

Треба зауважити, що ідеальне інтегрування в схемі (рис. 7.20,*а*) можливе лише при ідеальному операційному підсилювачі та забезпеченні нульових початкових умов, тобто при розрядженому конденсаторі $C_1$. Крім цього, надзвичайно важливу роль відіграють параметри якості і вибір значення інтегрувального конденсатора $C_1$.

При використанні високоякісних конденсаторів (виготовлених на основі фторопласту, тефлону тощо) та прецизійного підсилювача ОП (мінімальні вхідні струми та напруга зміщення) така схема забезпечує похибку перетворення в ±0,01…±0,02%.

Диференціатор (рис. 7.20,*б*) потребує, на жаль, додаткових заходів щодо гарантії стійкості від самозбудження підсилювача ОП, що може суттєво впливати на метрологічні характеристики такого операційного перетворювача.

## 7.4. Компаратори електричних величин

Компаратори як пристрої порівняння використовуються для вимірювання електричних величин їх порівнянням з мірами. Порівняння може здійснюватись одночасно з просторовим розділенням входів вимірюваної та зразкової величин або ж різночасно їх почерговим підключенням до входу компаратора. Одночасне порівняння використовується для порівняння однорідних величин, різночасове — для різнорідних, наприклад, постійної та змінної напруг. У загальному випадку компаратор містить блок масштабування вимірюваної величини, регульовану міру зразкової (однорідної) величини, диференціальний підсилювальний блок та вимірювач різницевого сигналу. При вимірюваннях використовується диференціальний метод – значення міри встановлюється близьким за значенням до вимірюваної величини, а їх різниця підсилюється масштабним блоком та вимірюється вихідним приладом.

Компаратори електричних величин особливо зручні для реалізації функції контролю, наприклад, при серійному виготовленні електричних компонентів, номінальне значення яких повинне бути у межах певного заданого допуску, вираженого у процентах від номінального значення.

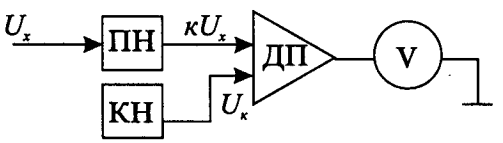



***Рис. 7.21.*** *Структурна схема компаратора постійних напруг*

Структурна схема компаратора змінної напруги наведена на рис. 7.21. Вимірювана напруга $U_X$ через подільник напруги ПН подається до входу диференціального підсилювача ДП, до іншого входу якого подана вихідна напруга $U_K$ калібратора напруги КН (багатозначної міри напруги). Різниця цих напруг $\Delta U = U_x - U_к$, підсилена диференціальним підсилювачем, може вимірюватись вольтметром, наприклад, електронним.

У загальному випадку компаратор дозволяє вимірювати напругу диференціальним (різницевим), а за умови, що різниця напруг $\Delta U \to 0$ (при достатньо високій дискретності калібратора напруги, дуже мале значення напруги одиниці молодшого розряду $\Delta U_k$) – нульовим методом, подібно як компенсатор постійного струму.

Структурна схема компаратора постійної та змінної напруг наведена на рис. 7.22,*а*. Основою цього компаратора є термоелектричний перетворювач ТП, який складається із нагрівного елемента та термобатареї, спаї якої знаходяться в тепловому контакті з нагрівним елементом. Компарування напруг відбувається у два етапи. На першому етапі за допомогою перемикача SW до нагрівного елемента підводять змінну напругу $U_X$, внаслідок чого через нагрівний елемент з опором $R_н$ буде протікати струм

$I_X = \frac{U_X}{R_д + R_н}$, а на виході термоперетворювача появиться термоелектрорушійна сила $E$, значення якої буде пропорційним діючому значенню струму $I_X$. На другому етапі до нагрівного елемента термоперетворювача подають вихідну напругу $U_K$ регульованого джерела постійної напруги РДН1. Регулюванням напруги $U_K$ досягають нульового показу НІ. При цьому струм нагрівного елемента буде дорівнювати $I_к = \frac{U_к}{R_д + R_н}$, а зумовлена ним електрорушійна сила на виході термоперетворювача, як і на попередньому етапі, дорівнюватиме $E$. Очевидно, що діюче значення струму $I_к$ в цьому випадку дорівнюватиме діючому значенню струму $I_X$, а діюче значення напруги $U_к$ – діючому значенню $U_X$.

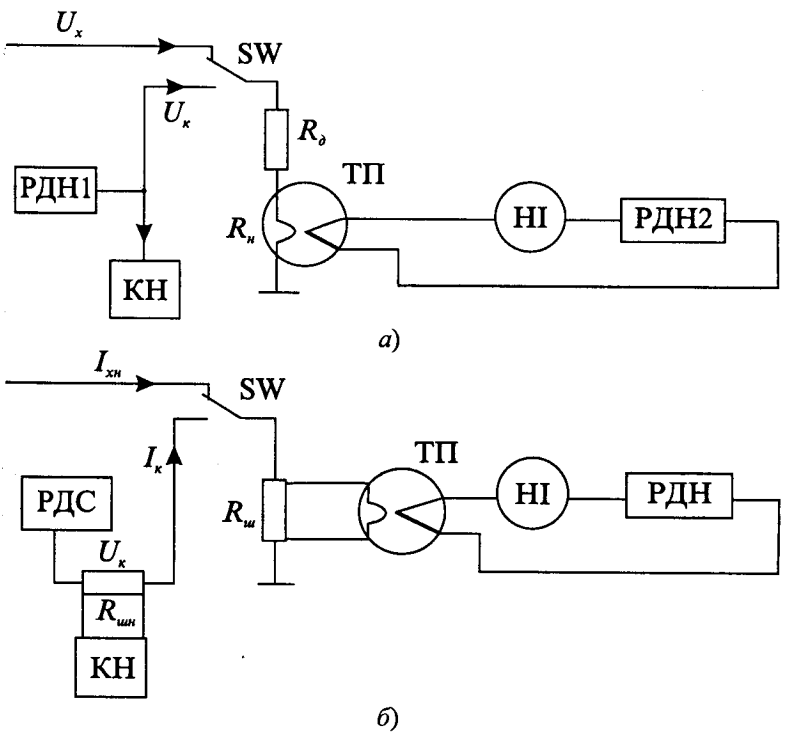



***Рис. 7.22.*** *Принципові схеми компараторів змінних напруг та струмів*

Вихідну напругу $U_к$ джерела РДН1 визначають за показами компаратора напруги КН і приймають її як результат вимірювання. Отже, змінні напруги у широкому діапазоні значень та в широкому частотному діапазоні (включаючи звуковий діапазон) вимірюються найточніше порівняно з іншими методами. Значення похибки компарування напруг може бути зведене до ± (0,005…0,02)%.

В компараторах змінного струму (рис. 7.21,*б*) порівняння відбувається також у два етапи. Змінний струм (перемикач SW знаходиться у верхньому положенні) протікає через шунт $R_Ш$ та паралельно з'єднаний з ним нагрівний елемент термоперетворювача ТП. Зміною вихідної напруги регульованого джерела напруги РДН добиваються нульового показу нуль-індикатора НІ. На другому етапі зміною постійного струму $I_K$ регульованого джерела струму РДС (перемикач SW знаходиться у нижньому положен-

ні) досягають нульового показу нуль-індикатора НІ. Спад напруги $U_K=I_K R_{ШН}$ на зразковому шунті $R_{ШН}$ вимірюють компаратором напруги КН. Результат вимірюваня знаходять за формулою

$$I_X = \frac{U_K}{R_{ШН}}.$$

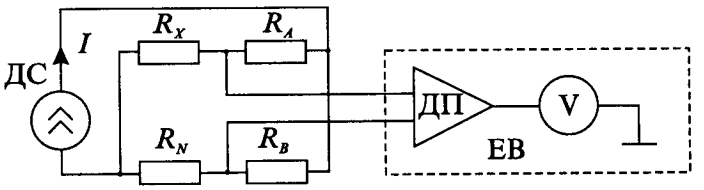



***Рис. 7.23.*** *Мостовий компаратор опорів*

Незрівноважений міст постійного струму, в індикаторній діагоналі якого розміщений електронний вольтметр, є найпростішим компаратором електричних опорів (рис. 7.23).

Вихідна напруга $U_B$ електронного вольтметра ЕВ для мостового компаратора опорів дорівнюватиме:

$$U_B = \frac{kI\left(R_X R_B - R_N R_A\right)}{R_B + R_A + R_X + R_N},$$

де $k$ – коефіцієнт передачі диференціального підсилювача ДП ЕВ; $R_X$ – вимірюваний опір; $R_N$ – зразковий опір; $R_A$, $R_B$ – опори плеч відношення моста; $I$ – струм живлення моста.

За умови, що $R_A=R_B=R$ , враховуючи вираз для $U_B$, одержимо

$$R_X - R_N = \frac{2U_B}{kI}\left(1+\frac{R_X + R_N}{2R}\right),$$

а за умови $2R>>R_N+R_X$ (забезпечення максимальної чутливості мостової схеми за напругою) матимемо

$$R_X - R_N = \frac{2U_B}{kI} = \Delta R_X.$$

Це означає, що покази вольтмера $U_B$ є мірою різниці опорів $R_X - R_N$ (відхилення $\Delta R_X$ опору $R_X$ від номінального значення). Суттєвою перевагою мостового компаратора опорів є наявність тільки одного прецизійного елемента $R_N$. За умови, що похибка вимірювання $\Delta R_X = \frac{2U_B}{kI}$ не перевищує 15…20% від допустимого відхилення $\delta R_N$ опору $R_N$ від його номінального значення (похибка похибки), то можна вважати, що похибка вимірювання $R_X$ визначається лише похибкою $\delta R_N$ зразкового опору $R_N$.

Покази вольтметра можна проградуювати у процентах (відносних одиницях) відхилення значення вимірюваного опору резистора від зразкового. Це особливо зручно при контролі опорів резисторів під час їх виготовлення або підстроювання (підгонки) при заданих допустимих значеннях відхилень опорів від номінального значення.

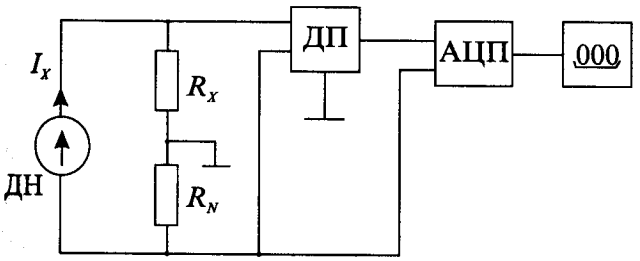



***Рис. 7.24.*** *Структурна схема цифрового компаратора опорів*

Структурна схема сучасного цифрового компаратора опорів наведена на рис. 7.24. Через послідовно з'єднані вимірюваний $R_X$ та зразковий $R_N$ резистори пропускають струм від джерела напруги ДН. Різницю спадків напруг на цих резисторах підсилюють диференціальним підсилювачем ДП і перетворюють в цифровий код із використанням як опорної для АЦП спаду напруги на зразковому резисторі $R_N$. Показ цифрового вихідного індикатора $N_X$ дорівнюватиме

$$N_X = k_{АЦП} k_{ДП} \frac{I_X (R_X - R_N)}{I_X R_N} = k_{АЦП} \cdot k_{ДП} \left( \frac{R_X}{R_N} - 1 \right),$$

де $k_{АЦП}$, $k_{ДП}$ — коефіцієнти передачі відповідно АЦП та диференціального підсилювача ДП; $I_X$ — вимірювальний струм.

Найточнішими на сьогодні приладами порівняння постійних струмів є магнітні компаратори постійного струму (МКПС) (рис. 7.25).

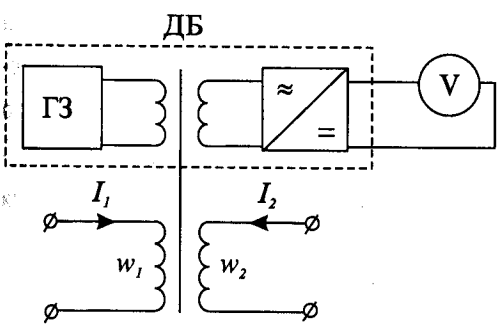



***Рис. 7.25.*** *Структурна схема магнітного компаратора компаратора постійних струмів*

МКПС є системою із двох ідентичних магнітних осердь, на яких намотані дві обмотки $w_1$ та $w_2$, по яких протікають порівнювані постійні струми $I_1$ та $I_2$, при чому так, щоб створити в обмотках зустрічно направлені магнітні постійні потоки. Різниця магнітних потоків за допомогою магніто-модуляційного принципу перетворюється в детекторі балансу ампервитків в постійну напругу. Детектор балансу ампер-витків ДБ складається з генератора збудження ГЗ для періодичного перемагнічення магнітних осердь з певною частотою та перетворювача змінної ЕРС, пропорційної до різницевого постійного магнітного потоку в осердях, на постійну напругу або струм. Рівняння вимірювання можна записати у вигляді

$$I_1 w_1 - I_2 w_2 + \frac{U_{вих}}{k_{МК} k_{ДБ}} = 0,$$

де $U_{вих}$ – вихідна напруга детектора (покази вольтметра); $k_{МК}$, $k_{ДБ}$ – коефіцієнти передачі, відповідно, магнітного компаратора та детектора балансу ампер-витків, причому розмірність добутку $[k_{МК} \cdot k_{ДБ}]=[Ом]$.

У наведеному рівнянні не врахована адитивна складова похибки $\Delta Авит$, яка визначається магнітними шумами осердь. Слід, однак, зауважити, що для сучасних магнітних матеріалів (пермалоїв, аморфних феромагнетиків) адитивна складова похибки $\Delta Авит = (1\ldots10)\cdot10^{-6}\, Авит$. Конструктивно нескладно забезпечити $I_1 w_1 \approx I_2 w_2 \approx (5\ldots10)\, Авит$ і за таких умов вплив $\Delta Авит$ є нехтувально малим. Із врахуванням цього та за умов, що $\frac{U_{вих}}{k_{МК} k_{ДБ}} << I_1 w_1$, а $I_1 w_1 \approx I_2 w_2$, похибка порівняння струмів визначатиметься в основному похибкою відношення витків магнітного компаратора. Для близьких значень струмів вона становитиме $\pm(2\ldots7)\cdot10^{-5}$ %, а при збільшенні кратності струмів зростатиме (до декількох сотих процента для струмів кратності 1:1000) за рахунок конструктивно-технологічних обмежень.

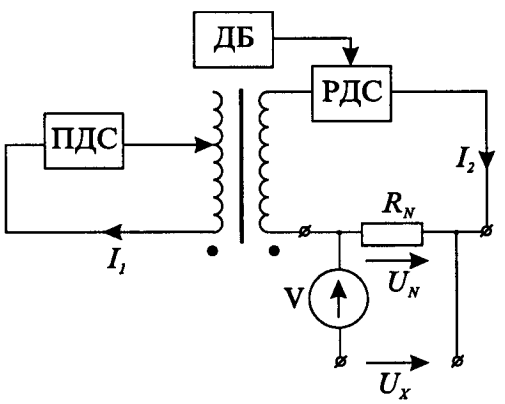



***Рис. 7.26.*** *Структурна схема постійної напруги на базі МКПС*

На базі МКПС може бути реалізований також компаратор постійної напруги (рис. 7.26). Струм від прецизійного джерела постійного струму ПДС протікає через первинну обмотку $w_1$ з регульованою кількістю витків. Ампер-витки $I_1 w_1$ зрівноважуються ампер-витками $I_2 w_2$ вторинної обмотки $w_2$ зі сталою кількістю витків зміною струму $I_2$ регульованого джерела струму РДС. За умови, що покази детектора балансу ампер-витків дорівнюють нулю, матимемо (без урахування незначної адитивної складової похибки, зумовленої магнітними шумами):

$$I_1 w_1 - I_2 w_2 = 0.$$

Струмом $I_2$ створюється зразковий регульований спад напруги $U_N$

$$U_N = I_1 R_N \frac{w_1}{w_2},$$

який компенсує більшу частину вимірюваної напруги $U_x$. Різницевий сигнал вимірюється вольтметром V.

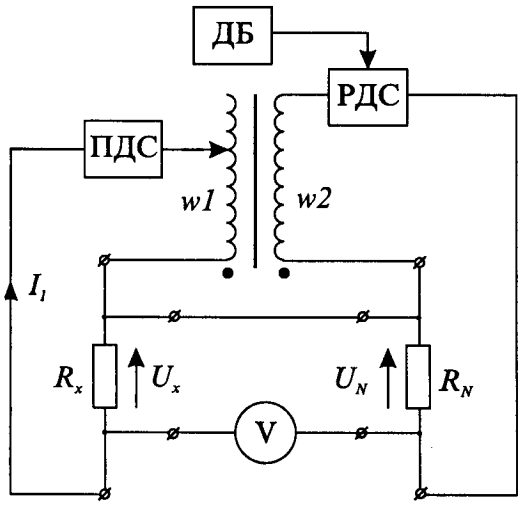



***Рис. 7.27.*** *Структурна схема компаратора опорів на базі МКПС*

Незначні схемо-технічні зміни дають можливість на базі компаратора постійної напруги створити компаратор опорів (рис. 7.27).

Струм від презиційного джерела постійного струму ПДС протікає через обмотку $w_1$ і послідовно з'єднаний з нею, досліджуваний резистор $R_X$. Первинні ампер-витки $I_1w_1$ автоматично зрівноважуються вторинними ампер-витками $I_2w_2$ зміною струму $I_2$ регульованого джерела струму РДС, керованого з виходу детектора балансу ампер-витків БА. За умови, що адитивна складова похибки $\Delta Авит$, зумовлена магнітними шумами, є нехтувально малою, буде виконуватись умова балансу ампер-витків $I_1w_1=I_2w_2$. Струм $I_2$, протікаючи через обмотку $w_2$ та прецизійний резистор $R_N$, створює на ньому спад напруги $U_N = I_2R_N = I_1R_Nw_1 / w_2$, що компенсується спадком напруги $U_X=I_1R_X$ на досліджуваному резисторі.

Отже, за умови рівності нулю показів вольтметра $I_2R_N = I_1R_N \dfrac{w_1}{w_2} = I_1R_X$, значення вимірюваного опору дорівнюватиме $R_x = R_N \dfrac{w_1}{w_2}$ і практично не залежатиме від значення вимірювального струму. В компараторі опорів значення вимірювального струму вибирають з умови забезпечення мінімального значення похибок від нагрівання вимірювального та зразкового резисторів.

Прецизійні компаратори електричних величин для метрологічних потреб серійно виготовляються канадською фірмою Guildline Instruments.

# Розділ 8
# АНАЛОГОВІ ВИМІРЮВАЛЬНІ ПРИЛАДИ

## 8.1. Загальні відомості

Аналоговим називають прилад, в якому візуальний сигнал вимірювальної інформації подається за допомогою вказівника та шкали. Покази аналогового приладу є функцією вимірюваної величини.

Серед аналогових приладів велику групу становлять електромеханічні прилади, принцип дії яких полягає у перетворенні електромагнітної енергії вхідного сигналу в механічну енергію переміщення рухомої частини засобу вимірювань. Узагальнена структурна схема такого приладу наведена на рис. 8.1. Прилад складається з вимірювального кола ВК, вимірювального механізму ВМ та показувального пристрою (шкали Ш).

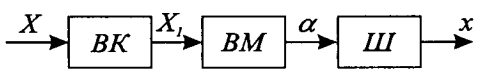



***Рис. 8.1.*** *Структурна схема приладу електромеханічної групи*

Вимірювальне коло служить для перетворення вимірюваної електричної величини $X$ (напруги, струму, потужності тощо) в деяку проміжну електричну величину $X_1$ (струм чи напруга), функціонально зв'язану з вимірюваною величиною і безпосередньо діючу на ВМ.

Вимірювальний механізм, що складається з рухомої і нерухомої частин, призначений для перетворення електромагнітної енергії величини $X_1$ в механічну енергію, необхідну для переміщення рухомої частини.

Під дією величини $X_1$ у ВМ виникає обертальний момент, значення якого

$$M_{об} = \frac{\partial A}{\partial \alpha} = \frac{\partial W_{ем}}{\partial \alpha} = f(x) f_{об}(\alpha),$$

де $\partial W_{ем}$ – зміна енергії електромагнітного поля, необхідна для виконання роботи $\partial A$ по переміщенню рухомої частини на кут $\partial\alpha$.

У загальному випадку обертальний момент є функцією $f(x)$ вимірюваної величини $X$ і функцією $f_{об}(\alpha)$ кута повороту рухомої частини (рис. 8.2.)

Для того, щоб кут повороту $\alpha$ рухомої частини був однозначно пов'язаним зі значенням вимірюваної величини, в приладі під час повороту рухомої частини створюється протидійний момент, напрямлений назустріч обертальному і залежить від кута повороту:

$$M_{пр} = f_{пр}(\alpha).$$

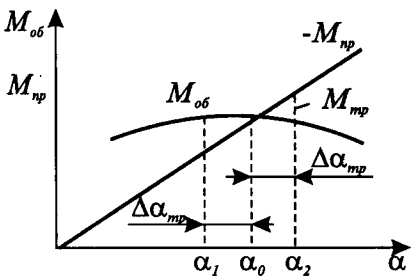



*Рис. 8.2. Графіки обертального та протидійного моментів*

В механізмах з рухомою частиною на кернових опорах протидійний момент створюється за допомогою спіральних пружин, а з рухомою частиною на розтяжках – за рахунок пружних властивостей розтяжок. У всіх цих випадках

$$M_{пр} = W\alpha,$$

де $W$ – питомий протидійний момент; $\alpha$ – кут повороту рухомої частини.

Якщо рухома частина ВМ кріпиться на кернових опорах, то між керном і підп'ятником при обертанні рухомої частини виникає момент тертя, напрямлений назустріч руху. Тому при збільшенні і зменшенні вимірюваної величини до одного і того ж значення $X_0$ відхилення рухомої частини ВМ будуть дещо різними, а саме:

$$\alpha_1 = \alpha_0 - \Delta\alpha_{TP},$$

$$\alpha_2 = \alpha_0 + \Delta\alpha_{TP},$$

де $\alpha_0$ – відхилення рухомої частини ВМ за відсутності тертя; $\Delta\alpha_{TP}$ – похибка кута відхилення, обумовлена наявністю тертя в опорах.

Ця відмінність у відхиленнях кута $\alpha_1$ та $\alpha_2$ рухомої частини ВМ є причиною варіації показів приладу.

Використання розтяжок зменшує варіацію показів, при цьому також полегшується рухома частина ВМ, що сприяє підвищенню чутливості механізму, але при цьому зменшується його стійкість до механічних вібрацій.

Протидійний момент може створюватися не тільки механічним способом, але і електричним. У так званих логометричних ВМ є дві закріплені під деяким кутом рамки, в яких, при протіканні через них електричного струму, виникають два обертальні моменти: $M_1 = f_1(I_1)f_{об1}(\alpha)$ і $M_2 = f_2(I_2)f_{об2}(\alpha)$, причому $f_{об1}(\alpha) \neq f_{об2}(\alpha)$. Оскільки вони напрямлені назустріч один одному, один з них можна розглядати як обертальний, інший – як протидійний. Відхилення рухомої частини логометра пропорційне відношенню двох електричних струмів $I_1$ та $I_2$. Струми до рухомих рамок логометричного ВМ підводяться за допомогою так званих безмоментних струмопідводів – тонких металевих стрічок з нехтовно малим протидійним моментом. Тому його рухома частина за відсутності струмів у рамках може займати будь-яке положення.

## 8.2. Основні різновиди показувальних електромеханічних приладів

Залежно від способу подання візуального сигналу вимірювальної інформації аналогові вимірювальні прилади поділяють на показувальні та реєструвальні. В перших сигнал вимірювальної інформації подається у вигляді відхилення стрілки (вказівника) попри шкалу, градуйовану в одиницях вимірюваної величини, у других – сигнал реєструється.

З погляду принципу дії вимірювального механізму показувальні прилади електромеханічної групи поділяють на прилади магнітоелектричної, електромагнітної, електродинамічної, електростатичної та індукційної систем. Якщо до складу вимірювального кола засобу вимірювань входить попередній перетворювач масштабу чи роду вимірюваної величини, наприклад, електронний підсилювач чи електронний перетворювач роду вимірюваної величини, або ж термоелектричний чи випрямний перетворювач, то прилади називаються, відповідно, електронними, термоелектричними чи випрямними.

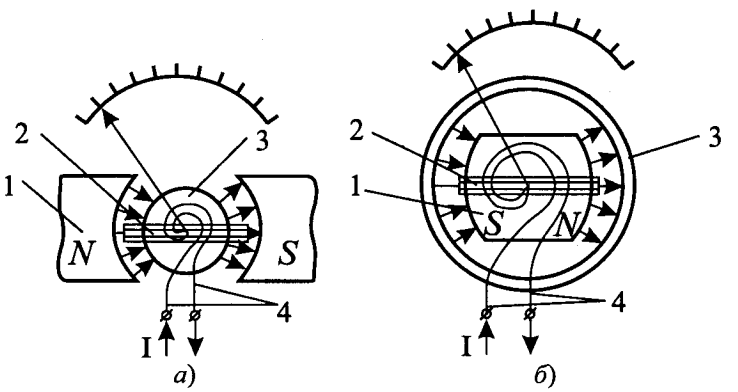



***Рис. 8.3.*** *Магнітоелектричні вимірювальні механізми*

Активними елементами *магнітоелектричних ВМ* (рис. 8.3), тобто елементами, які беруть участь у створенні обертального моменту, є рухома рамка 2, що обертається в однорідному магнітному полі між полюсами постійного магніта 1 та осердям 3. Існують магнітоелектричні прилади із зовнішнім магнітом та з внутрішньорамковим магнітом. В останніх ефективніше використовується енергія постійного магніта і вони можуть бути порівняно малих розмірів. Для підведення струму до рамки служать дві спіральні пружини 4, які також служать для створення протидійного моменту. Якщо через обмотку рамки протікає струм $i$, то він створює обертальний момент, пропорційний цьому струмові, і викликає обертання рамки. При цьому спіральні пружини створюють протидійний момент, пропорційний до кута обертання $\alpha$.

Якщо через рамку проходить постійний струм $I$, то усталене відхилення вказівника (усталений кут обертання $\alpha$) буде пропорційним струмові $I$.

$$\alpha = kI,$$

де $k$ – коефіцієнт пропорційності, який визначається конструктивними параметрами ВМ.

При проходженні через рамку змінного струму характер руху рухомої частини визначається її амплітудо-частотною характеристикою. Якщо частота струму значно

менша від частоти власних коливань рухомої частини, то остання буде здійснювати коливний рух з частотою струму через рамку. Такі ВМ призначені для засобів вимірювань (реєстрації) миттєвих значень вимірюваних ведичин. Якщо ж частота струму значно більша за частоту власних коливань рухомої частини, то її відхилення буде пропорційним лінійному середньому значенню $I_{л.ср.}$ струму (середньому за період), тобто

$$\alpha = k\frac{1}{T}\int_0^T i(t)dt = kI_{л.ср},$$

де $k$ – коефіцієнт пропорційності, який визначається конструктивними параметрами ВМ.

Найчастіше магнітоелектричні прилади призначаються для вимірювань постійних струмів або лінійних середніх значень змінного струму. Струм повного відхилення таких приладів знаходиться в межах від 1 *мкА* до 20...50 *мА* при спаду напруги 30...200 *мВ*. Споживана потужність у кращому випадку може бути зведена до декількох десятків мікроват. Зведена похибка лабораторних магнітоелектричних приладів – 0,1...0,5 %, щитових – до 2,5 %.

В амперметрах на струм понад 50 *мА* з метою уникнення перегрівання обмотки рухомої рамки останню шунтують низькоомним резистором (шунтом), що дає змогу розширити границю вимірювань струму практично до будь-якого значення. Щоб уникнути похибки від невідомого спаду напруги на струмопідводах, шунти виконуються чотиризатискачевими: два затискачі для підведення до шунта вимірюваного струму, два інші – для під'єднання магнітоелектричного ВМ (рис. 8.4,*а*). Для забезпечення взаємозамінності спадки напруги на опорі шунта при номінальному струмі нормуються на рівні 15...100 *мВ*.

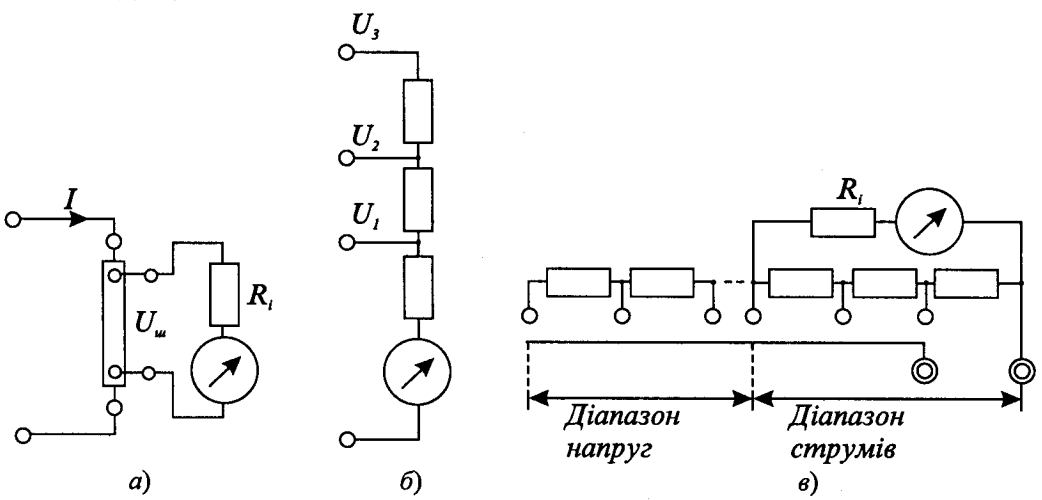



***Рис. 8.4.*** *Схеми багатограничних магнітоелектричних вимірювальних приладів*

Увімкненням послідовно з ВМ, який має внутрішній опір $R_i$, деякого додаткового опору $R_д$ можна розширити верхню границю вимірювань напруги, створивши, зокрема, багатограничний вольтметр (рис. 8.4,*б*).

Номінальні значення напруг магнітоелектричних вольтметрів знаходяться в межах від $10^{-3}$ *В* до 1000 *В*. Струм повного відхилення (номінальний струм вольтметра) здебільшого становить 1, 3 або 5 *мА*.

На рис. 8.4,*в* наведена схема багатограничного магнітоелектричного вимірювача напруги та струму.

Магнітоелектричні прилади мають той недолік, що вони придатні для роботи лише на постійному струмі. Для розширення їх функціональних можливостей використовують функціональні перетворювачі змінного струму (напруги) у постійні. Таке перетворювання може здійснюватись за допомогою термоелектричного перетворювача, або шляхом одно- чи двопівперіодного випрямлення без використання електронного підсилювача чи з його використанням.

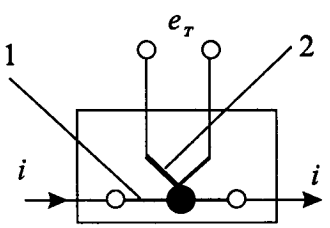



***Рис. 8.5.*** *Термоелектричний перетворювач струму*

Термоперетворювач є перетворювачем діючого значення струму в ЕРС. Він складається з нагрівного елемента 1 (рис. 8.5) та термопари 2. Є два різновиди термоперетворювачів – контактні та безконтактні. У контактних перетворювачах гарячий спай термопари приварений до нагрівного елемента і має з ним електричний контакт, у безконтактних – термопара та нагрівний елемент з'єднані між собою за допомогою скляної чи керамічної краплі, а електричний контакт між ними відсутній. Термоперетворювачі на малі струми (одиниці міліампер) виконуються вакуумними.

При протіканні через нагрівний елемент змінного синусоїдного струму наведена в термопарі виникає термо-ЕРС

$$e_T = k\frac{1}{T}\int_0^T i^2(t)dt = kI^2,$$

де $I = I_m/\sqrt{2}$ – діюче значення струму.

Термоелектричні прилади є одними з основних для вимірювань діючих значень та напруги в широкому частотному діапазоні (від одиниць герц до сотень мегагерц). Їх суттєвою перевагою є незалежність показів від частоти та форми кривої вимірюваної величини. Клас точності термоелектричних приладів звичайно не перевищує 0,5.

На рис. 8.6 наведені схеми діодного та трансформаторнодіодного мостів для двопівперіодного випрямлення змінного струму. Не залежно від полярності вхідного струму $i_n$ струм через магнітоелектричний вимірювальний механізм (амперметр) буде проходити завжди в одному і тому ж напрямі (рис. 8.6,*в*), а його середнє значення

$$I_{cp} = \frac{1}{T/2}\int_0^{T/2} i(t)dt = I/k_\phi ,$$

де $I$ – діюче значення струму; $k_\phi = I / I_{cp}$ – коефіцієнт форми кривої.

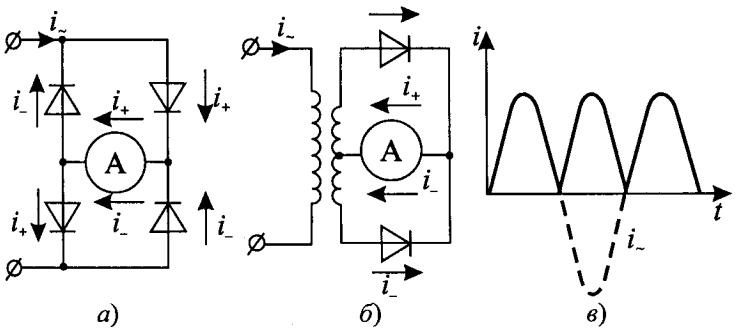



***Рис. 8.6.*** *Схеми двопівперіодного випрямлення*

Відхилення рухомої частини магнітоелектричного ВМ пропорційне середньому значенню випрямленого струму, а шкалу приладу для змінного струму градуюють в діючих значеннях. Але співвідношення між випрямленим середнім значенням і діючим значенням справедливе лише для певної форми кривої. Здебільшого випрямні прилади градуюються в діючих значеннях для синусоїдної форми кривої $k_\Phi = 1{,}11$.

Якщо форма кривої відрізняється від синусоїдної, виникає похибка приладу від форми кривої

$$\delta_\phi = \frac{1{,}11 - k_\phi}{k_\phi}$$

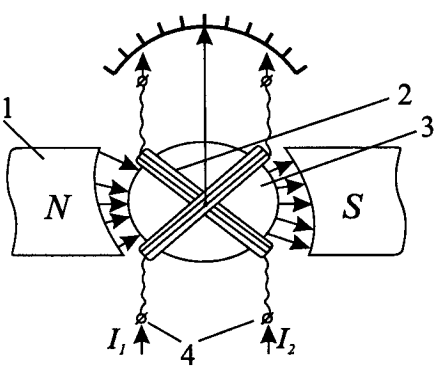



***Рис. 8.7.*** *До принципу дії магнітоелектричного логометра*

Межі вимірювань випрямних приладів становлять від одиниць міліампер до одиниць ампер та від часток вольта до 1000 *В* в частотному діапазоні від 50 *Гц* до десятків кілогерц. Клас точності таких приладів не вищий від 0,5.

Рис. 8.7 пояснює принцип дії магнітоелектричного логометра. В неоднорідному магнітному полі (нерівномірний магнітний проміжок між постійним магнітом 1 та осердям 3) знаходяться дві закріплені під деяким кутом на спільній осі рамки, до

яких через так звані безмоментні струмопідводи (струмопідводи з нехтовно малим протидійним моментом) підводяться струми $I_1$ та $I_2$.

У результаті їх взаємодії з полем постійного магніта виникають обертальні моменти, а рухома частина займе усталене положення α, пропорційне відношенню цих струмів:

$$\alpha = F\left(\frac{I_1}{I_2}\right).$$

Номінальні струми в рамках логометрів здебільшого знаходяться в межах $1\,мкА \ldots 50\,мА$, опір рамок $R = 10 \ldots 10^8$ *Ом*, клас точності логометричних приладів 1,5...2,5.

Магнітоелектричні логометри застосовують, в першу чергу, для прямого вимірювання електричних опорів (омметрах). Омметри за логометричною схемою (рис. 8.8,*в* та *г*) мають певні переваги перед омметрами з послідовним або паралельним під'єднанням вимірюваного опору і вимірювального механізму (рис. 8.8,*а* та *б*). Дійсно, оскільки живлення обох кіл здійснюється від одного і того ж джерела, то при зміні напруги живлення міняються тільки значення струмів, а їх відношення залишається незмінним. Отже, покази логометричних омметрів практично не залежать від напруги джерела живлення.

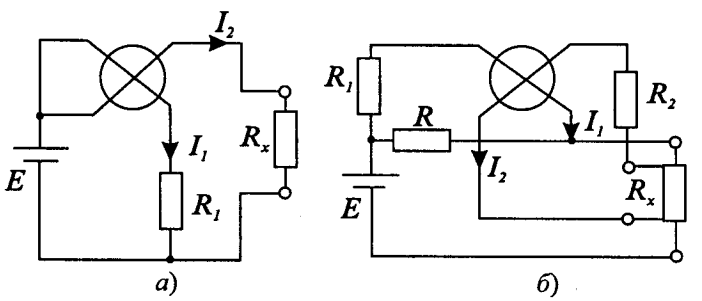



***Рис. 8.8.*** *Принципіальні схеми магнітоелектричних омметрів*

Різновидом магнітоелектричних ВМ є механізми з рухомим постійним магнітом та нерухомою котушкою. Виконані на їх базі вібраційні гальванометри мають малоінерційну рухому частину (рухомий магніт), значний протидійний момент і призначені для індикації дуже малих змінних струмів та напруг при низьких частотах. Висока чутливість забезпечується роботою ВМ в режимі резонансу переважно при $\omega_o = 50$ *Гц*. Під впливом змінного магнітного поля, створюваного при протіканні через котушку вимірюваного змінного струму, рухома частина буде коливатись з частотою вимірюваного струму

$$\alpha_{вг} = k\, I_m \sin(\omega t + \varphi).$$

Сьогодні вібраційні гальванометри практично повністю витіснені значно чутливішими і зручнішими в користуванні електронними індикаторами.

В основу принципу дії *електромагнітних вимірювальних механізмів* закладено правило, за яким на феромагнітне тіло в магнітному полі діє сила, пропорційна квадрату магнітної індукції. Магнітна індукція, в свою чергу, створюється струмом $i(t)$, що протікає через котушку вимірювального механізму, а отже, обертальний момент, що виникає, пропорційний $i^2(t)$.

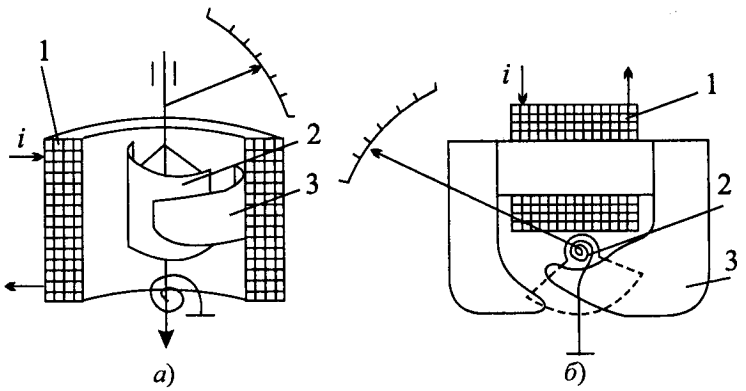



***Рис. 8.9.*** *Електромагнітні вимірювальні механізми*

У вимірювальних механізмах сучасних електромагнітних приладів обертальний момент створюється силою відштовхування між однаково намагніченими рухомим та нерухомим осердями в результаті проходження через вимірювальну котушку 1 (рис. 8.9) струму $i(t)$. При цьому осердя 2, що закріплене на осі, буде повертатись на деякий кут $\alpha$. Протидійний момент створюється спіральними пружинами з лінійною характеристикою, тому усталене відхилення рухомої частини за умови, що частота струму значно перевищує частоту власних коливань рухомої частини, буде пропорційним ефективному (середньоквадратичному) значенню струму

$$a = c\sqrt{\frac{1}{T}\int_0^T i^2(t)dt} = cI\,.$$

Форма котушки, а отже, і осердь може бути круглою (рис. 8.9,*а*) або плоскою (рис. 8.9,*б*). В останньому випадку може бути значно зменшене споживання приладу з одночасним збільшенням обертального моменту за рахунок розміщення нерухомої котушки на феромагнітному осерді.

Найменший струм електромагнітних приладів, що відповідає повному відхиленню вказівника, дорівнює близько 10 *мА*, споживання потужності – 0,05...1 *ВА*. Номінальні значення вимірюваних величин електромагнітних приладів становлять відповідно: амперметрів – від 10 *мА* до 100 *А*, вольтметрів – від 10 *В* до 1000 *В*. Частотний діапазон електромагнітних приладів звичайно не перевищує 1000...1500 *Гц*, найвищий клас точності – 0,2.

Обертальний момент *електростатичних приладів* (рис. 8.10) пропорційний квадрату напруги між рухомим 1 та нерухомими 2 електродами, а усталене відхилення ру-

хомої частини буде пропорційним ефективному (середньоквадратичному) значенню напруги:

$$a = c\sqrt{\frac{1}{T}\int_0^T u^2(t)dt} = cU.$$

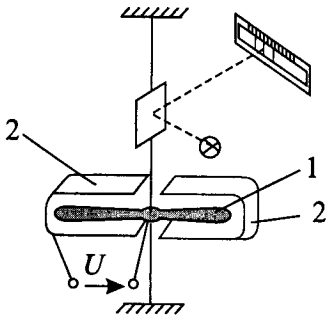



*Рис. 8.10. Електростатичний вимірювальний механізм*

Для створення необхідного для нормальної роботи обертального моменту в електростатичних вимірювальних механізмах потрібна порівняно висока напруга. Тому електростатичні прилади випускають як вольтметри з номінальною напругою не нижче ніж 10 *В* і як кіловольтметри переважно до 30 *кВ*.

Позитивними особливостями електростатичних вольтметрів є: дуже мале споживання, що проявляється хіба що на високих частотах, незалежність показів у широкому частотному діапазоні аж до десятків мегагерц, порівняно високий клас точності, залежно від межі вимірювання та частотного діапазону основна похибка може бути зведена до 0,5…0,1%.

Враховуючи вказані вище позитивні особливості електростатичних вимірювальних механізмів, останні використовують також для побудови ватметрів для вимірювань потужності малопотужних об'єктів та в колах високої напруги, а в поєднанні з електронними підсилювачами – високочутливих електронних ватметрів.

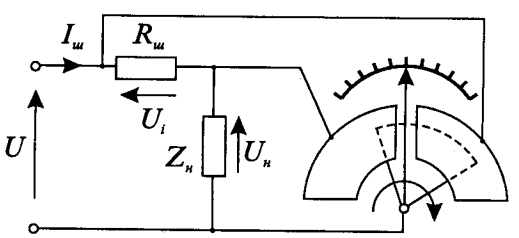



*Рис. 8.11. До принципу дії електростатичного ватметра*

Принцип дії електростатичного перемножувача-ватметра пояснює рис. 8.11. Тут до відповідних пар електродів подається напруга:

$$U_{12} = U_u + U_i,$$

$$U_{32} = U_u - U_i,$$

де $U_i = IR_ш$ – спад напруги на шунті.

Обертальні моменти, що діють на рухому частину, визначаються квадратом суми та квадратом різниці напруг $U_u$ та $U_i$, а відхилення рухомої частини при синусоїдних значеннях струму та напруги

$$\alpha = k[(U_u + U_i)^2 - (U_u - U_i)^2] = cUI\cos\varphi,$$

тобто пропорційне активній потужності.

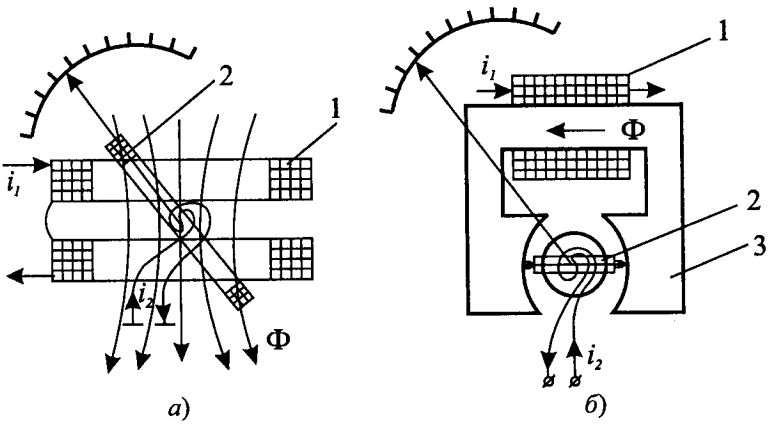



*Рис. 8.12. Електро- та феродинамічні вимірювальні механізми*

Різновидами вимірювальних приладів, покази яких пропорційні добутку двох величин, є прилади на базі вимірювальних механізмів *електродинамічної системи*. Принцип дії приладів базується на взаємодії магнітних потоків, що створюються в результаті проходження через нерухомі котушки 1 та рухому рамку 2 відповідно струмів $i_1$ та $i_2$. Якщо частота цих струмів значно більша частоти власних коливань рухомої частини, то обертальний момент

$$a = c\frac{1}{T}\int_0^T i_1 i_2 dt\,.$$

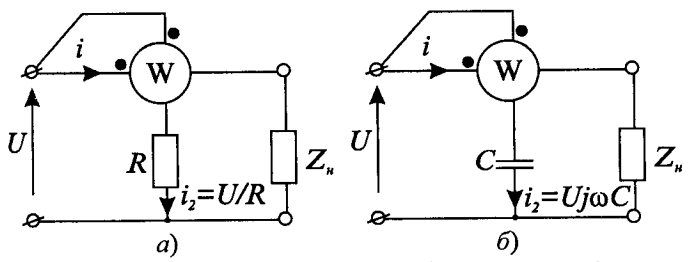



*Рис. 8.13. Електродинамічний прилад як ватметр і як варметр*

Якщо нерухома котушка увімкнена в коло струму, а рухома разом з необхідним додатковим опором R в коло напруги (рис. 8.13,*а*), тоді $i_1 = i$, а $i_2 = u/R$, а відхилення рухомої частини буде пропорційним до середньої активної потужності:

$$P = \frac{1}{T}\int_0^T iudt = IU\cos\varphi\,,$$

де $\varphi$ – кут зсуву фаз між струмом та напругою.

Якщо фаза струму $i_2$ в колі рухомої рамки буде зміщена на 90° відносно напруги (наприклад, як на рис. 8.13,*б*, коли струм $i_2 = u \cdot j\omega C$), то покази приладу будуть пропорційними не активній, а реактивній потужності

$$Q = IU\sin\varphi\,.$$

Вимірювальні механізми електродинамічної системи при послідовному з'єднанні нерухомих котушок та рухомої рамки можуть бути використані для піднесення до квад-

рату струму, що через них протікає, а отже, для створення амперметрів чи вольтметрів середньоквадратичних значень відповідно струму чи напруги.

За конструкцією є два різновиди приладів електродинамічної системи: з вимірювальним механізмом без феромагнітного осердя і з вимірювальним механізмом, в якому магнітний потік, що створюється струмом $i_1$ проходить через шихтований (виконаний з набору листів) магнітопровід (осердя).

Прилади з вимірювальним механізмом без феромагнітного осердя (їх називають електродинамічними) можуть працювати у порівняно широкому частотному діапазоні (до декількох кілогерц). Однак такі прилади значною мірою піддаються впливу зовнішнього магнітного поля, якщо в ньому не передбачене екранування або астатичне виконання вимірювального механізму (два ідентичні вимірювальні механізми на спільній осі, в яких обертальні моменти від зовнішнього поля направлені в протилежних напрямах і взаємно компенсуються).

Амперметри електродинамічної системи випускаються на струми від 20 *мА* до 10 А, вольтметри – на напруги 30 *В* до 600 *В*. Номінальні напруги ватметрів також є від 30 *В* до 600 *В* при номінальних струмах від 0,2 до 0,5 *А* та номінальному *cos* φ = 1 або *cos* φ = 0,2 чи *cos* φ = 0,1. Прилади, вимірювальний механізм яких має феромагнітний магнітопровід (феродинамічні прилади), при меншому споживанні розвивають значно більші обертальні моменти, дуже надійні, однак поступаються за точністю та частотним діапазоном електродинамічним приладам (без феромагнітного осердя). Найвищий клас точності електродинамічних приладів – 0,1, а феродинамічних – 0,5.

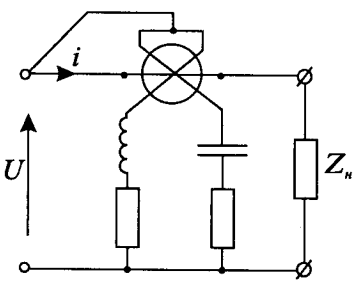



***Рис. 8.14.*** *Схема електродинамічного фазометра*

В електродинамічних логометрах (рис. 8.14) обертальні моменти є наслідком взаємодії струмів у рухомих рамках з магнітним полем, що створюється струмом в нерухомих котушках, а кут відхилення рухомої частини визначатиметься значенням кута зсуву фаз $\varphi$ чи cos$\varphi$ між струмом та напругою:

$$\alpha = F(\cos\varphi).$$

Характер цієї залежності, а отже, і ступінь нерівномірностей шкали визначаються конструктивними параметрами вимірювального механізму

Індукційний вимірювальний механізм (рис. 8.15) використовується лише в лічильниках електричної енергії в колах змінного струму. Вимірювальний механізм цієї системи має два незалежні магнітопроводи, рознесені в просторі. Обмотка одного з магніто-

проводів є обмоткою кола напруги, обмотка другого магнітопроводу є струмовою. Потоки $\Phi_u$ та $\Phi_i$, пропорційні відповідно напрузі $U$ та струму $I$, наводять у диску вихрові струми. В результаті взаємодії цих вихрових струмів і магнітних потоків виникає обертальний момент,

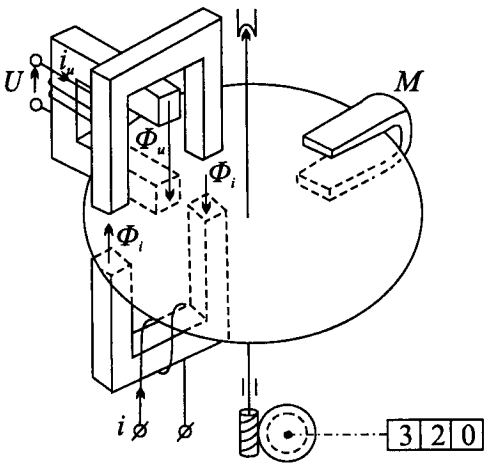



*Рис. 8.15. Вимірювальний механізм індукційного лічильника*

$$M_{об} = kf\Phi_U\Phi_i\sin\varphi,$$

де $k$ – сталий коефіцієнт, значення якого визначається параметрами ВМ; $f$ – частота струму та напруги; $\varphi$ – кут зсуву фаз між потоками $\Phi_U$ та $\Phi_i$.

Через великий індукційний опір обмотки напруги струм $I_U$, а отже, і потік $\Phi_U$ відставатимуть від напруги $U$ на кут, близький до 90°. Потік $\Phi_i$ практично збігається за фазою зі струмом $I$. Тому вираз для обертального моменту набере вигляд

$$M_{об} = k_1 fUI\sin(90° - \varphi) = k_1 fUI\cos\varphi.$$

Пропорційність швидкості обертання рухомої частини (диска) індукційного механізму до вимірюваної потужності забезпечується завдяки магнітоіндукційному гальмівному моменту $M_Г$, що виникає при обертанні диска в колі постійного магніта М:

$$M_Г = k_м\Phi_м\frac{d\alpha}{dt} = k_Г\frac{d\alpha}{dt},$$

де $\Phi_м$ – потік постійного магніта – величина стала; $k_м$ – коефіцієнт пропорційності.

Усталена рівномірна швидкість обертання диска буде при рівновазі $M_{об}$ та $M_Г$:

$$kUI\cos\varphi = k_Г\frac{d\alpha}{dt}.$$

Отже, за інтервал часу $t = t_2 - t_1$

$$\alpha = \frac{k}{k_Г}\int_{t_1}^{t_2} UI\cos\varphi\, dt = cUI\cos\varphi\cdot t,$$

а кількість обертів диска

$$N = \frac{\alpha}{2\pi} = \frac{cUI\cos\varphi}{2\pi}t = cPt = cW,$$

тобто кількість обертів пропорційна вимірюваній енергії $W$.

Кількість обертів, що відповідає 1 *кВт·год* енергії, називається передавальним числом лічильника, а обернена їй величина – номінальною сталою лічильника.

*Аналогові електронні прилади.* Аналогові прилади електромеханічної групи, будучи порівняно невисокої точності, відрізняються високою надійністю, стійкістю до перевантажень, наочністю показів. Разом з цим вони мають обмежені функціональні можливості. Так, магнітоелектричні прилади залишаються придатні для роботи лише на постійному струмі. Для розширення функціональних можливостей таких приладів використовують функціональні перетворювачі амплітудного, ефективного та середнього випрямленого значень змінних струмів і напруг в напругу постійного струму в поєднанні з електронними підсилювачами, створюючи відповідно електронні аналогові прилади (з електромеханічними ВМ).

Аналогові електронні прилади прямого перетворення поєднують у своїй структурі електронний перетворювач вимірюваної величини в постійну напругу (струм) та магнітоелектричний ВМ. Ці прилади відрізняється високою чутливістю (0,1 *нВ/под*), широким частотним діапазоном (від постійного струму до змінного струму частотою до одиниць мегагерц) і малим споживанням (вхідний опір вольтметрів може сягати $10^{16}...10^{17}$ *Ом*).

Найпростішою є структура електронного вольтметра постійної напруги, що являє собою поєднання електронного підсилювача постійної напруги та магнітоелектричного вимірювального приладу. Зведена похибка таких вольтметрів звичайно не нижча від 0,5...1 %, а діапазон вимірюваних напруг становить від декількох нановольт до 1000 *В*.

Стосовно електронних вольтметрів змінної напруги, то, залежно для вимірювання якого значення змінної напруги призначається прилад, розрізняють електронні вольтметри діючого, середнього випрямленого чи амплітудного значення. Як перетворювачі діючого значення здебільшого використовують термоелектричні перетворювачі, а електронний вольтметр діючого значення будують за структурою, наведеною на рис. 7.18 розділу 7. Такі вольтметри діючих значень забезпечують найвищу точність вимірювань несинусоїдальних напруг в межах від одиниць мікровольта до 1000 *В* в частотному діапазоні до десятків мегагерц. Їх основна зведена похибка становить 0,5...1,5 %.

Основним структурним елементом електронних вольтметрів амплітудного значення є здебільшого функціональний перетворювач амплітудного значення рис. 7.17. Вольтметри амплітудних значень випускаються на напруги від 1 *мВ* до 1000 *В* в частотному діапазоні від 20 *Гц* до 1000 *МГц*. Їх зведена похибка залежно від значення напруги та частоти знаходиться в межах від 0,2 до 1,5 %.

Електронні вольтметри середніх випрямлених значень напруги будуються звичайно за схемою рис. 7.16. Крім прямого призначення, вимірювання середніх (випрямлених) зна-

чень напруги, вони можуть застосовуватись для вимірювань діючого значення моногармонічних напруг, а їх шкала може градуюватись в діючих значеннях вимірюваної величини. Похибки вольтметрів середнього випрямленого значення суттєво залежать від значення вимірюваної напруги, її частоти і становлять від 0,5 до 5...6 %.

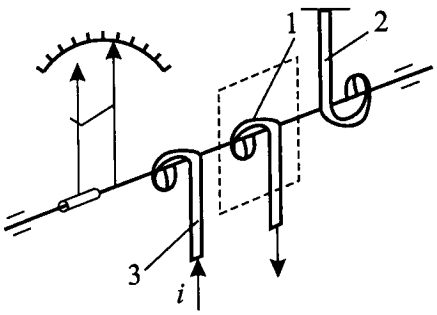



*Рис. 8.17. Будова біметалевого амперметра*

*Біметалеві амперметри.* При вимірюванні струмів інфранизької частоти (від часток герц до декількох десятків герц) використовують амперметри з біметалевим чутливим елементом (вимірювальним механізмом). Біметалева пружина 1 (рис. 8.17), яка при нагріванні вимірювальним струмом випрямляється, повертає рухому частину на кут $\alpha$, усталене значення якого

$$\alpha = \frac{1}{T}\int_0^T i^2 dt = kI^2,$$

де $I$ – діюче значення вимірюваного струму.

Струм до чутливого елемента (робочої біметалевої пружини) підводиться за допомогою мідної пружини 2. Для компенсації впливу температури довкілля використовують компенсувальну (ідентичну робочій) біметалеву пружину 3, захищену від нагрівання робочою пружиною тепловим екраном. Вказівник може мати також буксирну стрілку, яка призначається для фіксації максимального відхилення.

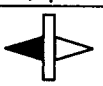
В табл. 8.1 подані основні умовні позначення на електромеханічних показувальних приладах.

*Таблиця 8.1*

**Умовні позначення на приладах**

| *Вимірювальні механізми* | | *Інші позначення* | |
|---|---|---|---|
| 1 | | 2 | |
|  | Магнітоелектричний з рухомою рамкою |  | ВМ з магнітним екраном |
|  | Магнітоелектричний логометр |  | ВМ з електростатичним екраном |
|  | Електромагнітний | АСТ | Астатичний ВМ |
|  | Електродинамічний | ——— | Прилад для постійного струму |

*Продовження табл. 8.1*

| 1 | | 2 | |
|---|---|---|---|
|  | Феродинамічний |  | Прилад для змінного струму |
|  | Електродинамічний логометр |  | Прилад для постійного та змінного струмів |
|  | Феродинамічний логометр |  | Трифазний прилад з одним ВМ |
|  | Біметалевий |  | Трифазний прилад з двома ВМ |
|  | Вібраційний |  | Трифазний прилад з трьома ВМ |
|  | Індукційний |  | Вертикальне робоче положення |
|  | Електростатичний |  | Горизонтальне робоче положення |
|  | Термоперетворювач |  | Похиле робоче положення (значення кута нахилу) |
|  | Термоперетворювач з ізольованою термопарою |  | Пристрій корекції нульового положення вказівника |
|  | Магнітоелектричний з термоперетворювачем |  | Увага! Дотримуватись інструкції |
|  | Магнітоелектричний з випрямлячем |  | Випробна напруга (без цифри 500 *В*. Цифра вказує напругу в *кВ*) |
|  | Магнітоелектричний з рухомим магнітом |  | Прилад не відповідає нормам міцності ізоляції |

## 8.3. Реєструвальні прилади

У практиці електричних вимірювань часто необхідно знати не тільки значення вимірюваної величини в певний момент часу чи її інтегральну характеристику, але й характер зміни її миттєвого значення або залежність від іншої величини. Для цього використовують реєструвальні прилади, в тому числі реєструвальні (самописні) прилади прямого перетворення, світлопроменеві (електромеханічні) осцилографи, а також автоматичні реєструвальні прилади зрівноважувального перетворення.

Реєструвальні прилади прямого перетворення будуються на базі показувальних приладів, додатково оснащених реєструвальним пристроєм, який складається із реєструвального органа та носія зображення.

Реєструвальний орган (здебільшого перо спеціальної конструкції з чорнилом) механічно з'єднаний з вказівником приладу і переміщається по колу, а кут його повороту відповідає повороту рухомої частини ВМ. Досконалішим і поширенішим є реєструвальний орган зі спеціальним механізмом, який кутове переміщення рухомої частини ВМ перетворює у поступальний рух пера реєструвального органу.

Переміщення носія зображення здійснюється здебільшого від електродвигуна. Якщо швидкість переміщення носія зображення стала, то записується зміна вимірюваної величини в часі, а якщо переміщення пропорційне значенню деякої іншої величини, то записується функціональна залежність однієї величини від іншої (двокоординатний самописець).

Процеси, що змінюються в часі повільно, записують на діаграмі у вигляді диска або циліндра звичайно з частотою обертання в один оберт за добу або за тиждень.

В деяких різновидах двокоординатних приладів передбачений запис на нерухомій діаграмі. У цьому випадку реєструвальний орган має два ступені свободи і може переміщуватись в двох взаємоперпендикулярних напрямках як в один, так і в інший бік.

Конструктивно реєструвальні пристрої різні, але всім їм властивий спільний недолік – переміщення реєструвального органа по носію викликає додатковий момент тертя. Для його зменшення використовують точковий запис. У таких приладах стрілка вільно переміщується над носієм зображення. Спеціальна дужка, яка піднімається за допомогою кулачкового механізму, періодично падає на стрілку і притискає її разом з фарбувальною стрічкою до паперу.

Приведення в дію падаючої дужки можна також зв'язати з перемикачем вимірюваних величин та перемикачем фарбувальної стрічки різного кольору, що дає змогу здійснювати багатоканальну реєстрацію одним і тим же вимірювальним механізмом, але різним кольором.

Запис вимірювальної інформації може здійснюватись чорнилом на звичайному папері. Цей спосіб хоч і дешевий, але не досконалий. Широке застосування знаходить електротермічний запис на металізованому папері. У цьому випадку через записувальний пристрій (штифт) пропускають електричний струм, внаслідок чого з діаграмного паперу випаровує тонкий металевий шар, утворюючи чітке та надійне зображення.

Самописці на базі показувальних приладів служать для реєстрації вимірюваних величин, що змінюються в часі повільно, звичайно в діапазоні частот до 50 *Гц*. Швидкодіючі реєструвальні прилади можуть реєструвати миттєві значення в діапазоні частот від 100 *Гц* до декількох кілогерц. Як вимірювальний механізм таких приладів (світлопроменевих осцилографів) використовують магнітоелектричний гальванометр з рухо-

мою рамкою у вигляді петлі (один виток) – це петлеві осцилографічні гальванометри, або у вигляді рамки з великою кількістю витків (рамкові осцилографічні гальванометри). Петлеві осцилографічні гальванометри мають дуже малий момент інерції, а отже, високу частоту власних коливань (приблизно до 15 *кГц*) і можуть використовуватись для реєстрації швидкозмінних процесів. Однак вони мають порівняно невисоку чутливість, а при повному відхиленні рухомої частини споживають до 50 *мА*.

Рамкові осцилографічні гальванометри чутливіші, ніж петлеві, для повного відхилення рухомої частини споживають лише декілька міліампер, але вони інерційніші.

Практично всі сучасні осцилографічні гальванометри мають світлопроменеву реєстрацію, світловий промінь відбитий від дзеркальця, закріпленого на рухомій частині, реєструється або на звичайному фотопапері з наступним хемічним проявленням, або на спеціальному фотопапері, чутливому до ультрафіолетового випромінювання.

Найпоширеніші електромеханічні осцилографи прямого перетворення є класу точності від 1,5 до 4.

Точність реєструвальних приладів прямого перетворення часто буває недостатньою. В таких випадках використовують автоматичні реєстратори компенсаційного типу. Останні, крім цього, практично не споживають енергії від досліджуваного об'єкта. Принцип дії таких реєстраторів пояснює схема рис. 8.18.

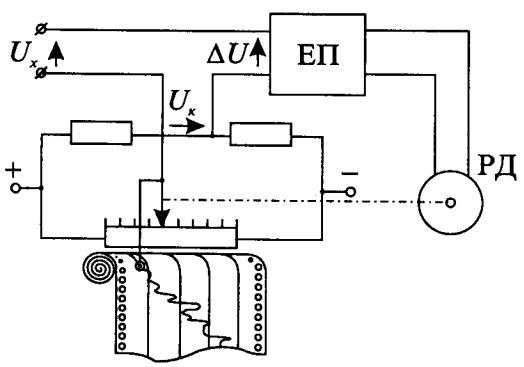



***Рис. 8.18.*** *Принципова схема компенсаційного самописця*

Вхідна напруга $U_X$ порівнюється з вихідною (компенсувальною) напругою $U_K$ мостової схеми. При нерівності цих напруг їх різниця $\Delta U$ після підсилення подається на вхід реверсивного двигуна РД приводить в обертання його ротор, в результаті чого переміщується повзунок реохорда, змінюючи напруги $U_K$ до моменту, поки $\Delta U = U_X - U_K = 0$. Діапазони вимірювань компенсаційних реєстраторів здебільшого становлять від часток до десятків мілівольт, зведена похибка ±0,25 %.

## 8.4. Електронно-променеві осцилографи

Електронно-променевий (електронний) осцилограф є одним з найуніверсальніших і найважливіших засобів у сучасній електровимірювальній техніці.

Основним вимірювальним елементом електронного осцилографа є електронно-променева трубка, а його принципова будова показана на рис. 8.19.

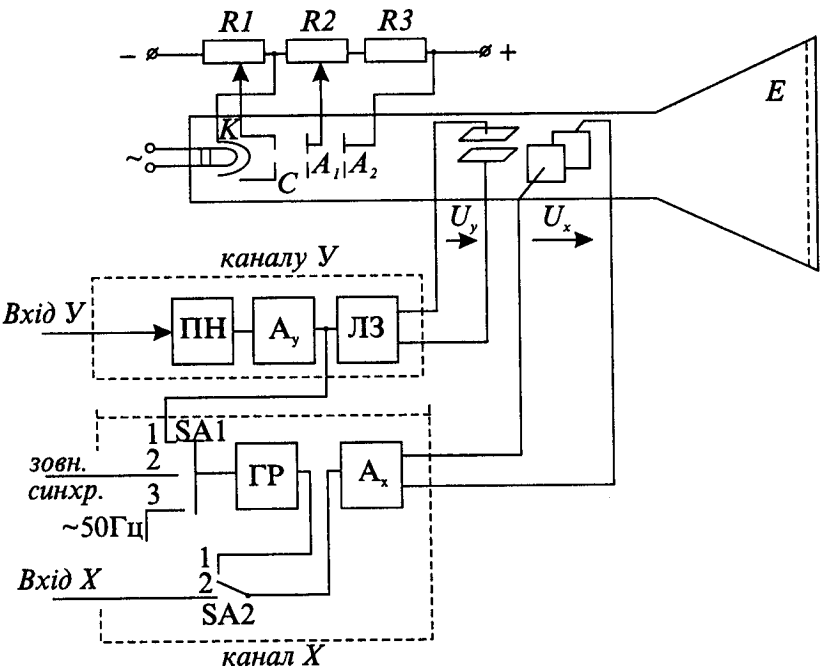



***Рис. 8.19.*** *Будова електронно-променевого осцилографа*

Електронно-променева трубка – це спеціальний скляний балон, в якому створено вакуум. Всередині балону знаходиться система електродів, що містить катод $K$ з розжарювальною ниткою $H$, сітку (мембрану) $C$ та аноди $A_1$ і $A_2$, призначена для створення вузького пучка електронів – електронного променя. Катод $K$, який розжарюється від струму, що протікає через розжарювальну нитку, стає джерелом електронної емісії. Для надання електронному пучку необхідної для його руху до екрана і достатньої швидкості для засвічування люмінофора, яким покрита внутрішня поверхня екрана $E$, використовують прискорювальні електроди (аноди) $A_1$ та $A_2$, які мають відносно катода додатний потенціал в декілька кіловольт. Фокусування електронного пучка (променя) здійснюється зміною напруги анода $A_1$ за допомогою подільника напруги $R_1$, а його інтенсивність, а отже, яскравість світної точки на екрані – зміною від'ємної відносно катода напруги зміщення на керуючій сітці $C$ за допомогою подільника $R_2$.

На шляху до екрана електронний промінь проходить між двома парами відхильних пластин. Наявність напруги між відхильними пластинами кожної пари викликає відхилення електронного променя в електростатичному полі між цими пластинами. Одна пара пластин відхиляє промінь в горизонтальному напрямі (електроди $x$), а інша – у вертикальному (електроди $y$). Відхилення світної точки в коодинатах $x$ та $y$ пропорційне відповідно напругам $U_X$ та $U_Y$. Для повного відхилення електронного променя (на всю шкалу) напруги $U_X$ та $U_Y$ повинні бути не меншими, ніж 100 $B$.Оскільки досліджувана напруга (вона подається до входу пластин вертикального відхилення) може мати широкий діапазон значень, то для її узгодження з необхідним значенням напруги на

пластинах вертикального відхилення, використовують проміжні узгоджувальні подільник ПН та підсилювач $A_Y$ досліджуваної напруги. Вони забезпечують зміну чутливості системи вертикального відхилення. В схемі вихідного каскаду $A_Y$ передбачено регулювання зміщення променя на екрані по осі $y$. Подільник напруги ПН, підсилювач $A_Y$ разом з лінією затримки ЛЗ утворюють канал вертикального відхилення (канал $Y$). Канал горизонтального відхилення (канал $X$) містить генератор розгортальної напруги (генератор розгортки ГР) та підсилювач $A_X$.

Канал $X$ осцилографа може працювати в двох основних режимах – розгортки або підсилення сигналу, поданого на вхід $X$. Режим роботи каналу вибирається за допомогою перемикача SA2. Положення 1 відповідає режиму розгортки, положення 2 – підсиленню сигналу. В режимі розгортки напруга генератора розгортки ГР через підсилювач $A_Y$ подається на вхід горизонтально відхильних пластин. В схемі вихідного каскаду $A_X$ також передбачено регулювання зміщення променя на екрані по осі $X$.

Якщо на вхід $Y$ осцилографа подається напруга $U_Y(t)$, то вертикальна координата світної точки, пропорційна значенню досліджуваної напруги, буде

$$y = S_y U_y(t),$$

де $S_y$ – чутливість осцилографа по осі $Y$, яка залежить від параметрів подільника та підсилювача.

Канал горизонтального відхилення (канал $X$) формує напругу розгортки, синхронізовану відносно напруги, поданої на вхід $Y$, в результаті чого горизонтальна координата світної точки визначається, як

$$x = S_x U_x(t),$$

де $S_x$ – чутливість осцилографа на осі X.

В електронному осцилографі є затримка початку горизонтальної розгортки через деяку інерційність як блоків синхронізації і підсилення, так і генератора розгортки. Ця затримка становить десятки наносекунд. Для узгодження досліджуваного сигналу $Y(t)$ з початком горизонтальної розгортки в блоку вертикального відхилення сигналу (в каналі $Y$) передбачена лінія затримки.

Щоб отримати на екрані криву досліджуваної напруги $U_Y(t)$ в прямокутній системі координат необхідно, щоб напруга $U_X(t)$ змінювалась протягом певного часу за лінійним законом. Тому напруга розгортки $U_X(t)$, що виробляється блоком розгортки, має пилоподібну форму (рис. 8.20).

Проміжок часу $t_1$ називають часом прямого (робочого) ходу променя. Протягом цього часу під дією лінійно змінної напруги $U_X(t)$ світна точка переміщується екраном

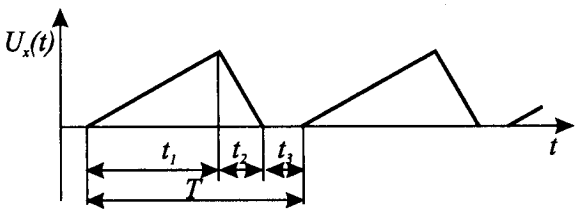



*Рис. 8.20. Форма напруги часової розгортки*

зліва направо з рівномірною швидкістю і створює на ньому суцільну лінію. Протягом часу $t_2$ (зворотного ходу) промінь повертається справа наліво у початкове положення, щоб у наступний проміжок часу прямого ходу повторити переміщення світної точки по екрану зліва направо. Час $t_2$ роблять якнайменшим порівняно з часом $t_1$. З метою збільшення яскравості променя протягом часу $t_1$ на сітку електронно-променевої трубки подають додаткову напругу. Під час паузи $t_3$ горизонтальна координата світної точки не змінюється.

При дослідженні змінної періодичної напруги зображення на екрані буде нерухомим і зручним для спостереження в тому випадку, коли період напруги розгортки $T$ буде дорівнювати або буде кратним періоду досліджуваної напруги $U_Y(t)$.

Блок розгортки може працювати у двох режимах: неперервному і очікувальному. В режимі неперервної розгортки, який призначений для дослідження тільки періодичних напруг, пауза $t_3$ відсутня ($t_3$=0). Регулюючи час робочого ходу $t_1$ можна змінювати період $T$ і, відповідно, добиватися нерухомості зображення (час зворотнього ходу променя $t_2$ не регулюється). Якщо період $T$ напруги розгортки в $n$ разів більший від періоду досліджуваної напруги, а $t_2 << t_1$, то на екрані осцилографа спостерігатиметься $n$ періодів досліджуваної напруги.

В режимі очікувальної розгортки момент початку прямого ходу променя синхронізується з початком досліджуваного сигналу. При цьому час прямого ходу $t_1$ можна встановлювати довільно. Після закінчення зворотного ходу променя блок розгортки "очікує" (час $t_3$) доти, поки досліджувана напруга знову не досягне початкового рівня запуску. Режим очікувальної розгортки застосовується при дослідженні як періодичних, так і неперіодичних (складних за формою) напруг.

Як уже зазначалось для утворення на екрані нерухомого зображення необхідно, щоб період напруги розгортки дорівнював періоду досліджуваного сигналу або був йому кратним. Примусова генерація генератором розгортки напруги з частотою, яка дорівнює або кратна частоті досліджуваного сигналу, називається синхронізацією. Для здійснення синхронізації до генератора розгортки ГР подається синхронізуючий сигнал. Як такий можна використати досліджуваний сигнал, що подається на канал *Y* (перемикач SA1 – в положенні 1). Це внутрішня синхронізація. При зовнішній синхронізації (перемикач SA1 – в положенні 2) до ГР підводиться зовнішня синхронізуюча напруга. Як зовнішня синхронізуюча може бути використана мережна напруга 220 *В*, 50 *Гц*.

Найважливішими з погляду застосування осцилографа є такі його технічні характеристики:

- чутливість каналу *Y*, або коефіцієнт відхилення $k_Y = 1/S_Y$; звичайно $k_y = 10$ *мВ/см*... 20 *В/см*;
- смуга пропускання, тобто діапазон частот, в границях якого коефіцієнти підсилення канала *Y* змінюються не більше ніж на 3 *дБ*;
- діапазон швидкостей розгортки;
- вхідний опір (звичайно одиниці мегаом);
- похибка вимірювання напруги та тривалості імпульсів (не більше ніж ± (10...30) %).

*Багатопроменеві осцилографи.* Якщо необхідно відтворити на екрані одночасно дві або декілька вимірюваних величин, то в таких випадках застосовують багатопроменеві осцилографи, які з'явились останнім часом завдяки розвитку мікроелектронної техніки та технології виготовлення спеціальних електронно-променевих трубок.

Існують два різновиди таких спеціальних електронно-променевих трубок. В одних двоканальних осцилографах є дві електронно-променеві системи, вмонтовані в одну і ту ж вакуумну трубку, що дозволяє одержати два незалежні зображення на одному екрані. Для цього кожній із двох пар відхильних пластин потрібні окремі вимірювальні підсилювачі та окремі розгортки в часі. Якщо для обидвох електронно-променевих систем потрібно мати спільну вісь часу, то достатньо мати один спільний блок розгортки.

В іншої групи дво- та багатопроменевих осцилографів, які тільки умовно можна назвати багатоканальними, є одна звичайна однопроменева трубка, а декілька вимірюваних величин відтворюються на екрані послідовно в часі внутрішнім перемиканням в осцилографі. Якщо перемикання відбувається дуже швидко щодо швидкості зміни вимірюваних величин, то на екрані при двох вимірюваних величинах матимемо дві переривчасті криві.

*Запам'ятовувальні осцилографи.* Нормальне післясвічення люмінофорного шару на екрані звичайного осцилографа настільки короткотривале, що майже не сприймається людським оком. Для досліджень дуже повільних процесів і для подальшого їх розгляду буває потреба запам'ятовувати отримане зображення на досить тривалий час, до години чи навіть більше. Для цього використовуються запам'ятовувальні осцилографи. Це осцилографи із запам'ятовувальними електронно-променевими трубками (з нагромаджуванням заряду), або цифрові запам'ятовувальні осцилографи.

У запам'ятовувальних електронно-променевих трубках (рис. 8.21) траєкторія переміщення електронного променя по екрану фіксується електрично, що дає змогу навіть однократні процеси спостерігати як завгодно довго.

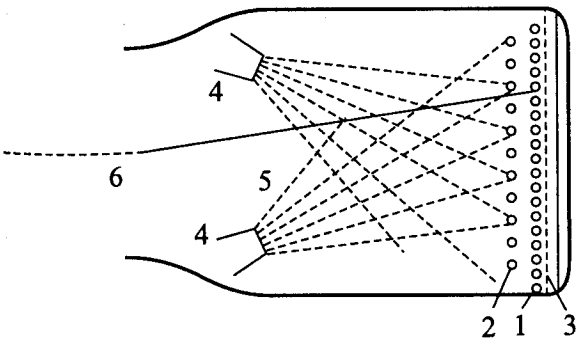



*Рис. 8.21. Запам'ятовувальна електронно-променева трубка*

Всі варіанти запам'ятовувальної електронно-променевої трубки (бістабільні, півтонові, комбіновані) засновані на принципі вторинної емісії з так званої мішені 1. Електронний промінь 6, отриманий як у звичайного осцилографа попадає не на люмінісцентне покриття 3, а на розміщену перед ним мішень, покриту матеріалом, що може випромінювати вторинні електрони, і попередньо заряджену слабким від'ємним зарядом. Електрони, що падають на мішень віддають в місці падіння свою енергію, в результаті чого з мішені у напрямі до колектора 2 вилітає більша кількість електронів, ніж падає на неї, через що на мішені утворюється додатний заряд. Мішень відіграє роль своєрідного трафарета. Допоміжні електронні прожектори (гармати) 4 створюють широкі віялоподібні електронні пучки 5, які рівномірно розподіляються в просторі і падають на мішень з порівняно малою швидкістю. Через точки мішені, які покинули вторинні електрони, проходять електрони з пучків, прискорюються і в результаті попадають на люмінісцентний екран. Ділянки мішені, на які не падав електронний промінь, залишаються зарядженими від'ємно і відштовхують електронну хмару, внаслідок чого у відповідних місцях люмінесцентний екран залишається темним.

Яскравість на екрані можна регулювати зміною напруги між електронним прожектором 4 та колектором 2. Подачею короткотривалого імпульсу напруги на мішень можна нейтралізувати нагромаджені на ньому заряди, внаслідок чого зображення стирається.

Відповідним підбором матеріалів можна отримати або довготривале зображення на екрані (бістабільна запам'ятовувальна трубка), або зображення, що поступово зникає.

*Цифрові запам'ятовувальні осцилографи.* Останнім часом широке застосування знаходять цифрові запам'ятовувальні осцилографи. В них зображення не записується у вигляді неперервної кривої на люмінесцентному екрані. Замість того з виходу підсилювача $Y$ інформація послідовно перетворюється за допомогою АЦП в цифровий код, який надходить на вхід даних цифрового запам'ятовувального пристрою. Одночасно синхросигнали з виходу підсилювача $X$ є адресною інформацією для поступового заповнення вищезгаданого запам'ятовувального пристрою.

Великого поширення отримують електронні осцилографи з цифровим опрацюванням сигналу. В них аналоговий блок, що є звичайним осцилографом, доповнений АЦП

та процесором опрацювання цифрових сигналів. При цьому мікропроцесор керує процесами перетворення сигналів і процедурою вимірювання. До нього під'єднується клавіатура, що дозволяє виконувати необхідні сервісні процедури. З'явилася можливість автоматизації керування електронним осцилографом. Масиви інформації можна зобразити у вигляді гістограм, графіків, таблиць. Можна змінити масштаб, забрати чи розтягнути будь-яку частину осцилограми, накласти одну на одну. Автоматичне калібрування під час вимірювання, корекція похибок, зменшення впливу завад завдяки усередненню сигнала за велику кількість періодів призводить до відчутного підвищення точності вимірювань.

# Розділ 9
# ЦИФРОВІ ЗАСОБИ ВИМІРЮВАЛЬНОЇ ТЕХНІКИ

## 9.1. Загальні відомості

Цифрові засоби вимірювальної техніки виникли через потреби практики в суттєвому підвищенні точності, швидкодії і чутливості засобів вимірювань. У свою чергу їх висока швидкодія та точність привели до нагромадження великих масивів даних про результати вимірювань, що стимулювало здійснення повної автоматизації складних процедур прямих, опосередкованих, сукупних і сумісних вимірювань на основі засобів обчислювальної техніки. Необхідність в повній автоматизації різноманітних виробничих процесів та експериментальних досліджень з опрацюванням, накопиченням, передаванням на значні відстані і реєстрацією результатів вимірювань стало потужним стимулом у розвитку елементної бази цифрової вимірювальної техніки – мікроелектроніки.

Сьогодні цифрові засоби охоплюють практично всі вимірювані в промисловості та наукових дослідженнях фізичні величини. З метою уніфікації елементної бази та забезпечення зручності в користуванні, фізичним носієм вимірювальної інформації у них вибрані електричні сигнали, найчастіше напруга постійного струму, які мають ряд незаперечних переваг перед рештою сигналів, а саме: універсальність, дистанційність, наявність добре розроблених методів та засобів опрацювання, можливість реєстрації швидкоплинних процесів, простота узгодження із засобами цифрової обчислювальної техніки (комп'ютерами).

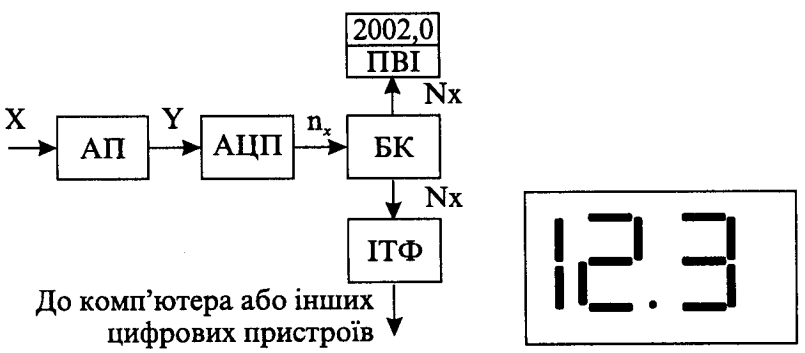



***Рис. 9.1.*** *Узагальнена структурна схема цифрового вимірювального приладу*

Цифрові засоби вимірювальної техніки (рис. 9.1,*а*) в загальному випадку складаються із вхідного аналогового перетворювача (АП) вимірюваної фізичної величини $X$ в електричну вихідну величину $Y$, аналого-цифрового перетворюва-

ча (АЦП), обчислювального та керуючого пристрою (ОКП), пристроїв відображення інформації (ПВІ) (рис. 9.1,*б*) і стандартного (може бути і декілька, які працюють за різними стандартами обміну інформацією) інтерфейсу (ІТФ), що і визначило їх основну роль у вимірювально-обчислювальних комплексах.

З погляду функціонального призначення цифрові засоби вимірювальної техніки розділяються на аналого-цифрові перетворювачі (АЦП), цифро-аналогові перетворювачі (ЦАП), цифрові вимірювальні прилади та цифрові вимірювальні системи.

В аналого-цифровому перетворювачі здійснюються три базові операції над вхідною величиною: її часова дискретизація, квантування за рівнем і кодування отриманих квантованих значень. Дискретизація сигналу означає заміну неперервної в часі величини її окремими вибірками, взятими в певні моменти часу (рис. 9.2,*а*). Суть квантування полягає у заміні неперервних значень сигналу в області його інтенсивності (рівня) квантованими (дозволеними) значеннями – подібно як при заокругленні чисел (рис. 9.2,*б*). Нарешті квантований номер, що відповідає вибірці вхідної величини в певний момент часу, зображується певним кодом і подається цифровим сигналом, який в більшості практичних випадків незалежно від використовуваної системи числення є бінарним, тобто подається лише двома різними рівнями. Загалом АЦП не мають відлікових і (або) реєструвальних пристроїв і є базовою частиною складніших приладів або вимірювально-обчислювальних систем. Сучасні інтелектуальні АЦП можуть видавати вихідні сигнали також і в аналоговому виді, здебільшого уніфікованих стандартних сигналів напруги або постійного струму.

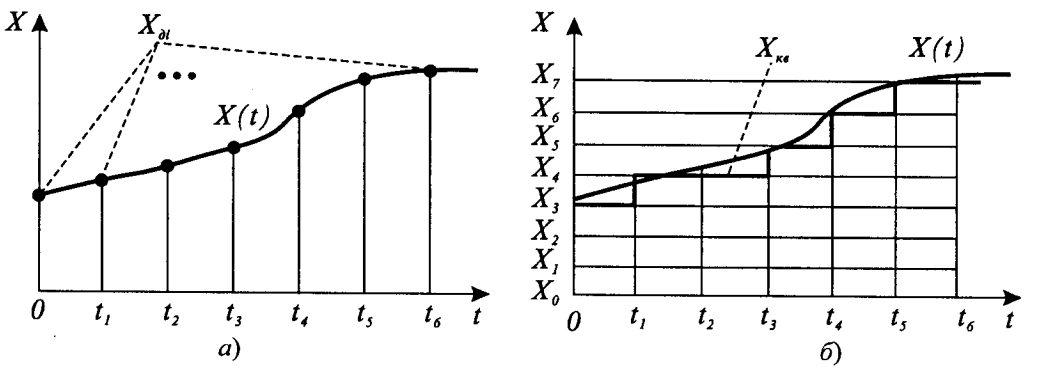



***Рис. 9.2.*** *Дискретизація в часі та квантування за рівнем вимірюваної величини*

ЦАП призначені для зворотного перетворення кодових сигналів в пропорційні їм аналогові (напругу, струм, кут, тощо). Вони застосовуються при побудові деяких АЦП, формування кодокерованих зразкових сигналів, а також (разом з вихідними підсилювачами, фільтрами, оберненими перетворювачами, тощо) для створення аналогових сигналів, які використовують для збудження об'єкта дослідження.

Завдяки успіхам мікроелектроніки багато різновидів АЦП і ЦАП серійно виготовляються у вигляді інтегральних мікросхем, мають високі метрологічні характеристики при невеликій вартості та об'ємно-масових показниках.

Цифрові вимірювальні прилади (ЦВП) є засобами вимірювань у повному розумінні цього слова, вони автоматично видають числове значення вимірюваної величини на цифровому відліковому пристрої (цифровий індикатор, табло, дисплей тощо) (рис. 9.1,*б*). В сучасних інтелектуальних цифрових приладах у блоці обчислення, побудованому на основі однокристальних мікроконтролерів, для визначення результату вимірювання у цифровій формі відбуваються такі вимірювальні операції, як корекція похибок (адитивних, мультиплікативних та нелінійних складових) вимірювального тракту, лінеаризація загальної функції перетворення, цифрова фільтрація та усереднення тощо.

Цифровими вимірювальними системами (ЦВС) називають сукупність вимірювальних каналів, вимірювальних пристроїв та інших технічних засобів, об'єднаних для створення та аналізу сигналів цифрової вимірювальної інформації про декілька одно - чи різнорідних вимірюваних величин та інших видів інформації.

Вимірювальний канал – це сукупність засобів вимірювальної техніки, засобів зв'язку та інших технічних засобів, призначених для створення сигналу вимірювальної інформації про одну вимірювану величину. Як правило вимірювальний канал є складовою частиною вимірювальної системи.

Інтерфейс – це сукупність технічних і програмних засобів, а також правил (протоколів) для здійснення одно- або ж двостороннього обміну інформації між цифровими засобами. Через інтерфейс, як правило, забезпечується зв'язок із зовнішніми цифровими пристроями – ЕОМ, цифровими друкарками, засобами відображення вимірювальної інформації, пам'яттю тощо.

Крім цього, в багатьох сучасних цифрових приладах передбачений аналоговий вихідний сигнал, здебільшого, у вигляді стандартних уніфікованих сигналів постійного струму або напруги постійного струму для використання в системах керування технологічними процесами, для передачі на значні відстані, для здійснення аналогового відображення і/або реєстрації вимірювальної інформації, яке для оператора при наявності багатьох вимірюваних величин є інформативнішим, порівняно з цифровим.

У зв'язку із швидким поширенням і розвитком спеціалізованих однокристальних мікро-ЕОМ та комп'ютерних мереж змінюються можливості і властивості цифрових вимірювальних систем. Крім функцій збору та опрацювання отриманої вимірювальної інформації, з'являються нові можливості: аналіз даної інформації, інтелектуальні функції, пов'язані із змінами алгоритмів та структурних схем вимірювання і контролю необ-

хідних величин досліджуваних об'єктів та вироблення сигналів керування для зміни стану контрольованого об'єкта.

*Основними перевагами ЦВП є:*

- висока швидкодія – до сотень мільйонів вимірювань за секунду, що об'єктивно вимагає використання засобів обчислювальної техніки для опрацювання результатів вимірювань;
- висока точність, яка, за умов наявності автоматичного калібрування і опрацювання результатів перетворень, може наближатися до точності робочих еталонів одиниць фізичних величин;
- відсутність суб'єктивних складових похибки відліку, наявність яких (при обмеженій довжині шкали) лімітує максимально можливу точність аналогових приладів;
- наявність кодового вихідного сигналу є зручним для його опрацювання, запам'ятовування, реєстрації і передачі на великі відстані без похибок та корекцією збоїв;
- можливість зменшення складових похибки вимірювального кола, в тому числі і систематичних, автоматичними калібруваннями і (або) уведенням поправок. Причому в багатьох випадках апаратна частина ЦВП не змінюється, переробляється тільки програмне забезпечення і перепрограмовуються постійні запам'ятовувальні пристрої, що особливо зручно в ЦВП для наукових досліджень;
- можливість забезпечення високої завадостійкості перетворення аналог-код за допомогою цифрової фільтрації результатів перетворень;
- можливість визначення статистичних параметрів вимірюваних процесів на базі програмної реалізації відомих теоретичних математичних залежностей.

До недоліків ЦВП слід віднести певну незручність для оператора у порівнянні даного показу з границями вимірювання. Якщо аналогову інформацію оператор оцінює миттєво, то цифрову – повинен запам'ятовувати та зіставляти з границями вимірювання. Час зчитування показів та імовірність помилок при цьому зростає, що й послужило основною причиною для використання аналогових засобів вимірювань на диспетчерських пультах складних технічних об'єктів, наприклад, електростанцій.

## 9.2. Аналого–цифрове перетворення

Як було зазначено вище, основним та найважливішим вузлом будь-яких цифрових вимірювальних засобів є АЦП, від метрологічних параметрів якого прямо залежать параметри вимірювального засобу в цілому. При аналого-цифровому перетворенні у за-

гальному випадку виконуються операції дискретизації вимірюваної величини в часі, квантування її за рівнем та кодування у певній системі числення.

У дискретизованому сигналі відсутні проміжні значення вхідного сигналу між мітками часу $t_i$ та $t_{i+1}$. Завдяки цьому може втрачатися вимірювальна інформація про проміжні значення сигналу, тобто виникає похибка від дискретизації. Крім того, завжди існує певна, не нульова, тривалість аналого-цифрового перетворення сигналу, яка залежить від використовуваного методу перетворення та швидкодії елементної бази АЦП.

Тому під час дискретизації сигналу можна розглядати дві часові характеристики цього процесу: (1) – часовий інтервал поміж між почерговими вимірюваннями сигналу (при сталому часі його називають періодом дискретизації сигналу $T_д=t_{i+1}-t_i$); і (2) – інтервал часу $T_{а/ц}$ аналого-цифрового перетворення сигналу – час, який необхідно затратити, щоб отримати один цифровий результат вимірювання сигналу. Відповідно до цього при цифрових вимірюваннях розглядають похибки двох різновидів (рис. 9.3):

1) похибка $\Delta T_д(t)$, що пов'язана зі зміною вимірюваного сигналу за час між окремими вибірками (інтервал дискретизації);
2) похибка $\Delta_{А/Ц}(t)$, що пов'язана зі зміною сигналу за час його аналого-цифрового перетворення.

При відомому періоді дискретизації перша складова похибки однозначно залежить від властивостей зміни вимірюваного сигналу і способу наступного використання результатів його вимірювань.

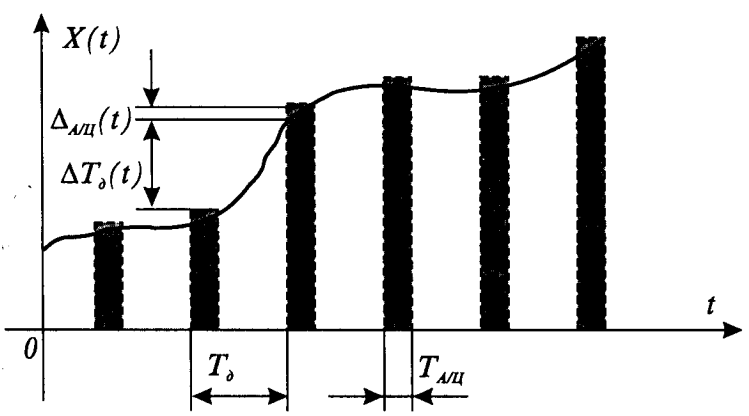



***Рис. 9.3.*** *До похибок дискретизації при аналого-цифровому перетворенні*

Якщо до отримання наступної вибірки $X_{i+1}$ за поточне значення сигналу $x(t)$ приймається стале значення, яке дорівнює значенню попередньої вибірки $X_i$ (відтворення сигналу подібною до сходинок функцією (рис. 9.4)), то найбільша похибка пропорційна до найбільшої швидкості зміни сигналу

на проміжку $t_i \le t < t_{i+1}$ між почерговими вибірками

$$|\Delta_{дс}(T_д)| \le |x'(t)|_{max} T_д.$$

При гармонійному сигналі амплітудою $x_м$ і частотою ω: $|x'(t)|_{max} = \omega x_m$, то максимальна похибка дискретизації не перевищує значення

$$|\Delta_{дс}(T_д)| \le x_m \omega T_д.$$

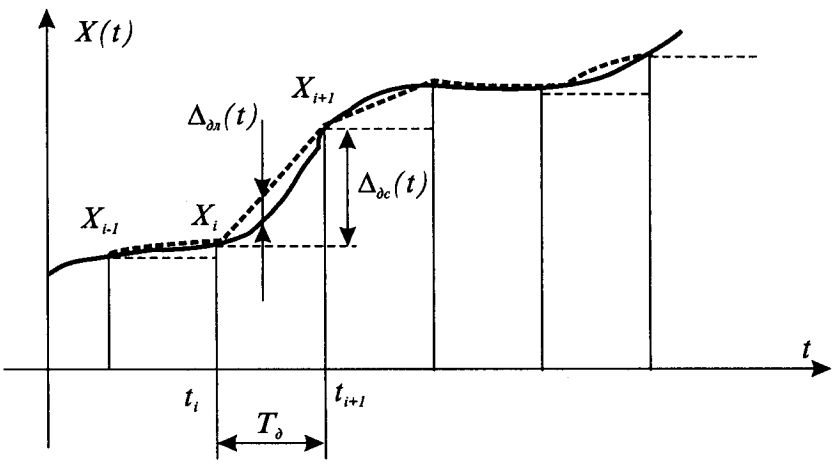



***Рис. 9.4.*** *Похибка дискретизації при відтворенні сигналу лінійними функціями*

Цю похибку можна зменшити, якщо зачекати до моменту часу $t_{i+1}$ отримання наступної вибірки $X_{i+1}$ і апроксимувати залежність зміни сигналу між почерговими вимірюваннями лінійною функцією (рис. 9.4).

В цьому випадку максимальне значення похибки залежить від максимальної другої похідної сигналу (при лінійній зміні сигналу похибка відсутня)

$$|\Delta_{дл}(T_д)| \le \frac{|x''(t)|_{\max}}{2}\left(\frac{T_д}{2}\right)^2$$

і для гармонійного сигналу, для якого $|x''(t)|_{max} = \omega^2 x_m$, максимальна динамічна похибка від дискретизації не перевищує значення

$$|\Delta_{дл}(T_д)| \le \frac{x_m}{2}\left(\frac{\omega T_д}{2}\right)^2.$$

***Приклад.*** При цифровому вимірюванні значень змінної напруги частотою 50 *Гц* при частоті дискретизації $T_д = 1$ *мс* (20 значень за період) віднесені до амплітуди сигналу похибки дискретизації сигналу становлять $|\Delta_{дс}(T_д|\,/\,x_m|_{max} \le \omega T_д = 2\pi 50 \times \times 1 \times 10^{-3} \cong 0{,}314 \cong 31\%$ при відтворенні східчастоподібною функцією і $|\Delta_{дл}(T_д)|\,/\,x_m|_{max} \le 0{,}5(\omega T_д / 2)^2 = 0{,}5(\pi 50 \times 1 \times 10^{-3})^2 \cong 0{,}012 = 1{,}2\%$ – при відтворенні сигналу лінійною функцією. Як бачимо, ускладнення способу відтворення проміжних значень сигналу радикально зменшує динамічну похибку від дискретизації.

Однак при цьому, для відтворення проміжних значень сигналу необхідно здійснити затримку на інтервал часу рівний періоду дискретизації. Якщо результати вимі-

рювань використовують для керування якимось процесом, то така затримка може бути небажаною або, навіть, недопустимою.

***Теорема про дискретизацію сигналу***. Ускладнюючи спосіб відтворення сигналу за його дискретними значеннями, можна зменшувати відповідну похибку. Більше того, якщо маємо справу з сигналом, спектр якого обмежений в частотній області максимальною частотою $f_m$, то такий сигнал можна відтворити за його послідовними дискретними значеннями (вибірками) теоретично без похибок, якщо:

(а) – частота дискретизації є більшою за подвійну максимальну частоту в спектрі сигналу – $f_d > 2f_m$ (інтервал дискретизації менший за півперіод найвищої гармоніки: $T_d < 1/2f_m$), і

(б) – отримані вибірки пропустити через ідеальний фільтр нижніх частот, зі смугою пропускання до максимальної частоти $f_m$ сигналу.

Це суть так званої теореми про дискретизацію і її називають за іменем вченого, що її вперше обґрунтував – теоремою Найквіста.

Очевидно, що ці положення мають теоретичний характер, оскільки реальний сигнал не може мати спектр з нульовим значенням у скінченній смузі частот і, крім того, неможливо фізично зреалізувати ідеальний фільтр. При цьому останнє навіть не тільки через відсутність для цього ідеальних елементів, а, в першу чергу, внаслідок порушення причинно-наслідкових зв'язків: теоретично у такого фільтра відгук (реакція) на вхідну вибірку має з'явитися швидше ніж вона надійшла на вхід фільтра. Щоб уникнути порушення причинно-наслідкових зв'язків можна було би затримати відтворюваний сигнал, але затримка має бути в цьому випадку нескінченно великою. Ці проблеми пов'язані з необхідністю реалізувати стрибкоподібну зміну частотної характеристики ідеального фільтра від 1 до 0 на частоті $f_m$.

Реальні фільтри мусять мати плавний перехід від смуги пропускання (де теоретично амплітудно-частотна характеристика має рівень 1), до смуги послаблення (де теоретично амплітудно-частотна характеристика має рівень 0). (Природа не терпить стрибків, переломів – це катастрофічні явища.) Тому реальний фільтр як в смузі пропускання, так і в смузі послаблення має певні похибки, крім того, ці смуги

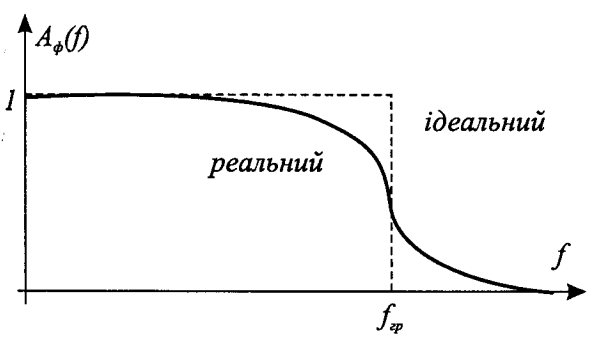



***Рис. 9.5.*** *Амплітудно-частотні характеристики ідеального і реального фільтрів нижніх частот*

мусять бути рознесені по частоті (рис. 9.5), що вимагає збільшення частоти дискретизації, порівняно до теоретично мінімально можливого значення. Отже, використання фізично реалізованого фільтра спричиняється до лише наближеного відтворення сигналу за його дискретними значеннями, тобто до залишкової динамічної похибки.

Послідовні цифрові значення дискретних вибірок сигналу можуть використовуватися не тільки для відтворення проміжних значень сигналу, але також для визначення його характеристик, переважно таких, що знаходять усередненням результатів:

- середнього значення;
- середнього за модулем;
- середньоквадратичного значення;
- потужності (разом з іншим пов'язаним з ним сигналом, наприклад, напруга і струм);
- оцінок статистичних характеристик для випадкових сигналів тощо.

Похибка від дискретизації при цьому також залежить від властивостей сигналу (зокрема його спектральних властивостей) і частоти дискретизації, а також залежить від самого оцінюваного параметра.

***Похибка від зміни сигналу протягом перетворення***. Теоретично неможливо отримати результат вимірювання за нескінченно короткий інтервал часу, тому що при скінченній енергії була би нескінченно великою відібрана з вимірювального сигналу потужність. Як і в аналогових ЗВТ, цифрові характеризують імпульсною функцією, яка при аналого-цифровому перетворенні приймається скінченною в часі і вона власне визначає його тривалість. В багатьох випадках результат аналого-цифрового перетворення пропорційний до середнього значення сигналу. Для зменшення впливу зміни сигналу протягом аналого-цифрового перетворення на вході швидкодіючого АЦП використовують так званий пристрій вибірки та зберігання, що функціонує, наприклад, на принципі короткотривалого під'єднання вхідного сигналу до конденсатора, його швидкого заряду і подальшого від'єднання вхідного сигналу. Запам'ятоване в такий спосіб значення величини (вибірка) втримується на виході цього пристрою так довго, як це потрібно для наступного аналого-цифрового перетворення. Очевидно, що в АЦП з пристроєм вибірки-зберігання хоча протягом дуже короткого інтервалу часу – часу заряду конденсатора, усе ж відбувається усереднення сигналу. Результат перетворення усереднюючих АЦП (з часовим чи частотним перетворенням), відповідно до принципу їх роботи, дорівнює середньому значенню сигналу.

Тому загалом можна прийняти, що значення вибірки сигналу в момент часу $t_i$ є її середнє значення протягом часу відбирання вибірки чи перетворення $T_{a/ц}$

$$\hat{x}(t_i) = \frac{1}{T_{a/ц}} \int_{t_i - T_{a/ц}/2}^{t_i + T_{a/ц}/2} x(t)dt.$$

Похибка від такого усереднення залежить від часу усереднення $T_{a/ц}$ і від характеру зміни сигналу. Так при лінійному наростанні сигналу вона дорівнює нулю. При аналого-цифровому перетворенні змінного сигналу амплітудою $x_м$ і частотою $\omega$ усереднення спричиняє зміну амплітуди $\hat{x}_m = x_m \frac{\sin(\pi f T_{a/ц})}{\pi f T_{a/ц}}$ тобто відносну амплітудну похибку

$$\delta_m = \frac{\hat{x}_m - x_m}{x_m} = \frac{\sin(\pi f T_{a/ц})}{\pi f T_{a/ц}} - 1 \cong -\frac{(f T_{a/ц}\pi)^2}{3} = -\frac{(\pi f / f_{a/ц})^2}{3},$$

де $f_{a/ц} = (T_{a/ц})^{-1}$ – частота перетворення АЦП. Похибка від'ємна оскільки амплітуда усередненого сигналу є меншою за амплітуду вхідного.

***Приклад.*** Якщо час перетворення АЦП $T_{a/ц}$=50 *мкс*, то при перетворенні сигналу з максимальною частотою $f = 1$ *кГц*, максимальна похибка від усереднення сигналу $\delta_m \cong -\frac{(\pi f T_{a/ц})^2}{3} = -\frac{(\pi 10^3 \cdot 50 \cdot 10^{-6})^2}{3} \approx -0{,}82\%$ може бути значною. Тому слід обґрунтовано, враховуючи апріорну інформацію про властивості сигналу, вибирати швидкодію АЦП.

***Квантування за рівнем*** вимірюваної величини $X$ полягає у визначенні квантованого і заокругленого в результаті квантування значення даної величини

$$x_{кв} = N_x q,$$

де $N_x q$ – квантовий (дозволений) рівень, до якого заокруглюється значення вимірюваної величини; $N_x$ – числове значення; $q$ – крок квантування (різниця між сусідніми рівнями квантування).

Як наслідок цього, цифровий результат містить похибку заокруглення, яку стосовно фізичних величин (а також внаслідок певних відмінностей заокруглення від загально прийнятих в математиці) називають *похибкою квантування*. Отже, *похибка квантування* – це різниця між заокругленим результатом вимірювання та справжнім значенням вимірюваної величини (рис. 9.6)

$$\Delta_{кв} = x_{кв} - X = N_x q - X.$$

Спосіб заокруглення до квантового рівня значною мірою визначається технічною реалізацією АЦП. Для різних значень вимірюваної величини похибка квантування змінюється періодично, у вигляді зубців пили (рис. 9.6). Використовують заокруглення до

ближчого рівня (рис. 9.6,*а*), більшого рівня (рис. 9.6,*б*) чи меншого рівня (рис. 9.6,*в*). При заокругленні до ближчого квантового рівня (рис. 9.6,*а*) похибка квантування не перевищує половини кроку квантування

$$|\Delta_{кв}| \le q/2,$$

а при заокругленні до більшого чи меншого рівнів вона може досягати розміру кванту з різним знаком.

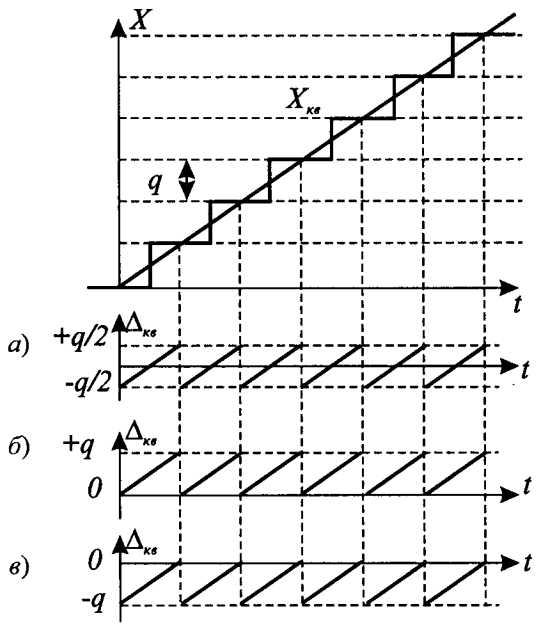



***Рис. 9.6.*** *До похибки квантування*

Останній (молодший) розряд заокругленого результату вимірювання не обов'язково мусить змінюватися через десяткову одиницю, як це є звичайно в математиці. На практиці молодший розряд в певних випадках може набувати лише парних значень (тобто результат вимірювання закінчується цифрами 0; 2; 4; 6; 8) або набувати значення через 5 (тобто закінчуватися цифрами 0 та 5).

Із збільшенням номінального значення ступенів квантування $N_н$ та із зменшенням тривалості циклу дискретизації $T_ц$ складність і вартість ЦВП суттєво зростають. Тому кількість ступенів квантування $N_н$ та тривалість циклу дискретизації слід вибирати за заданими значеннями похибки вимірювання і швидкодії. На сучасному етапі складність і вартість ЦВП може бути суттєво знижена використанням малогабаритних та порівняно недорогих інтегральних АЦП.

***Кодування*** результату аналого-цифрового перетворення – це операція його представлення за допомогою сукупності (кодових) символів вибраного алфавіту (системи числення), що здійснюється за однозначними правилами. При цьому переважно використовується числове кодування і для цифрових вимірювань це є операція переводу числового значення даної величини $N_x$ в іншу систему числення. Незалежно від використовуваної системи числення, результати перетворення АЦП переважно представляються бінарними символами, тобто лише двома різними рівнями.

Крім безпосереднього кодування результатів аналого-цифрового перетворення, у вимірювальній техніці кодування використовується також у пристроях відображення

результатів, а також з метою отримання певного рівня завадостійкості при передачі результатів каналами зв'язку.

Кожен закодований результат зображується певною кількістю кодових символів або кодовою комбінацією, яка відповідає правилам використовуваного коду. При цьому існують різні системи кодування, які, однак, використовують одні і ті ж кодові символи.

**Цифровим кодом** називається сукупність правил, які встановлюють значення кожного елемента залежно від його місця в кодовій комбінації та її довжини. У вимірювальній техніці найчастіше використовується такі цифрові коди, як (табл.9.1): одиничний нормальний, одиничний позиційний, двійковий нормальний, ціла група двійково-десяткових кодів, код Грея (в АЦП з перетворенням просторових (кутове чи лінійне положення) параметрів), та інші, які зручні для реалізації різноманітними цифровими пристроями.

*Таблиця 9.1*

**Цифрові символи первинних цифрових кодів загального використання**

| Десяткове число | Одиничний нормальний код | Одиничний позиційний код | Двійковий нормальний код | Двійково-десятковий код |
|---|---|---|---|---|
| 0 | 1 | 0000000000 | 00000 | 0000 0001 |
| 1 | 11 | 0000000001 | 00001 | 0000 0010 |
| 2 | 111 | 0000000010 | 00010 | 0000 0011 |
| 3 | 1111 | 0000000100 | 00011 | 0000 0100 |
| 4 | 11111 | 0000001000 | 00100 | 0000 0101 |
| 5 | 111111 | 0000010000 | 00101 | 0000 0110 |
| 6 | 1111111 | 0000100000 | 00110 | 0000 0111 |
| 7 | 11111111 | 0001000000 | 00111 | 0000 1000 |
| 8 | 111111111 | 0010000000 | 01000 | 0000 1001 |
| 9 | 1111111111 | 0100000000 | 01001 | 0000 1010 |
| 10 | 11111111111 | 1000000000 | 01010 | 0001 0000 |

Одиничний нормальний (число-імпульсний) код – значення числа подається кількістю імпульсів.

Одиничний позиційний код – значення числа подається положенням одиниці серед нулів.

Десятковий код (основою є число 10) – значення числа подається у десятковій системі числення цифрами від 0 до 9 з вагами, пропорційними 10 у відповідному степені, наприклад, $733 = 7 \cdot 10^2 + 3 \cdot 10^1 + 3 \cdot 10^0$.

Двійковий нормальний код (основою є число 2) – значення числа подається у двійковій системі числення послідовністю $n$ двійкових цифр $a_{n-1}a_{n-2}\ a_2a_1a_0$, кожна з яких може мати лише значення $a_i$=0 та 1, наприклад, 10011101, при цьому вага цифри у числі дорівнює числу два у степені, яка визначається номером (позиції) розряду

$$N_x = a_{n-1}2^{n-1} + a_{n-2}2^{n-2} + \ldots + a_2 2^2 + a_1 2^1 + a_0 2^0 = \sum_{i=0}^{n-1} a_i 2^i .$$

Наприклад, у випадку 8 розрядного двійкового числа 10011101 його десяткове значення

$$N_x = a_7 2^7 + a_6 2^6 + a_5 2^5 + a_4 2^4 + a_3 2^3 + a_2 2^2 + a_1 2^1 + a_0 2^0 = 1 \times 128 + 0 \times 64 + 0 \times$$

$$\times 32 + 1 \times 16 + 1 \times 8 + 1 \times 4 + 0 \times 2 + 1 \times 1 = 157.$$

Двійково-десятковий код – кожна цифра (розряд) десяткового числа подається двійковим кодом (використовується 4 двійкові розряди – тетрада, а кількість тетрад дорівнює кількості десяткових розрядів числа).

Крім двійкового нормального, використовуються також двійковий інверсний, доповняльний та інші види кодів. Двійково-десяткові коди у межах тетради можуть мати не тільки двійкові ваги 8421, а й інші, наприклад, 4221, 2421, 5211 тощо. Використовуються також коди Грея, Джонсона, вісімковий та шістнадцятковий.

Зміщений двійковий код утворюється введенням додаткового старшого розряду, запис в яких активного одиничного рівня означає додатне число, а запис нуля – від'ємне.

Доповняльний код буває двох типів – прямий та зворотний. Прямий з доповненням до двох має однакові зі зміщеним кодом стани вагових розрядів. Проте додатні числа кодуються нулем у старшому розряді, а від'ємні – одиницею. Нормалізовані додатні числа утворюються підсумовуванням вагових коефіцієнтів розрядів, а від'ємні – підсумовуванням вагових коефіцієнтів з мінус одиницею. Зворотний з доповненням до двох код має подвійне відтворення нуля. Для додатних чисел подання в доповнювальному та зворотному кодах збігається з поданням у прямому. Подання від'ємних чисел відповідає інверсному коду додатних чисел у прямому коді зі знаком.

## 9.3. Основні метрологічні характеристики АЦП та цифрових приладів

До метрологічних характеристик АЦП належать: діапазон перетворення, кількість розрядів, значення одиниці молодшого розряду, час одного перетворення (кількість перетворень в одиницю часу), похибка перетворення, коефіцієнти послаблення завад спільного та нормального виду.

Номінальне число можливих значень (станів) вихідного коду – *кількість квантів*

$$N_{УН}=N_{max}+1,$$

де $N_{max}$ – максимальний результат перетворення АЦП, який є на одиницю меншим за кількість квантів. Для двійкового АЦП кількість квантів завжди дорівнює цілому ступеню числа 2, тобто може бути 256 ($2^8$), 4096 ($2^{12}$) тощо. Для десяткових АЦП кількість квантів може дорівнювати цілому ступеню числа 10 (наприклад, 1000 ($10^3$), 100000 ($10^5$)), чи більшим вдвічі (наприклад, 2000, 200000 тощо), або іншу кількість разів.

*Максимальне числове значення результату* перетворення завжди на 1 менше за максимальну кількість квантів

$$N_{max}=N_{УН}-1.$$

Наприклад, при 1000 квантах десяткового АЦП максимальне числове значення результату становить 999, а 256 квантах двійкового АЦП максимальне числове значення 255 (у двійковому коді записується вісьмома одиницями: $255_{10}=11111111_2$).

*Кількість розрядів АЦП* – дорівнює відповідному логарифму кількості квантів. Для двійкових АЦП кількість розрядів

$$M=log_2 N_{УН}.$$

Наприклад, при 256 квантах АЦП має 8 двійкових розрядів ($log_2256=8$), а при 4096 квантах – 12 розрядів (($log_2 4096=12$).

Для десяткових АЦП кількість розрядів

$$M=lgN_{УН},$$

Наприклад, при 1000 квантах АЦП має 3 десяткові розряди ($lg1000=3$), а при 100000 квантах – 5 розрядів (($lg100000=5$). Якщо кількість квантів АЦП вдвічі більша, то старший розряд неповний, і розрядність такого АЦП записують з додаванням ½. Наприклад, АЦП з 2000 квантами має 3½ десяткових розрядів, а АЦП з 200000 квантами має 5½ десяткових розрядів.

*Роздільна здатність*. У вітчизняній літературі роздільною здатністю називають обернена до номінального числа кодових комбінацій $N_{УН}$ (квантів) величину, яку виражають у відносних одиницях, відсотках чи інших відносних одиницях. Наприклад, 12-розрядний АЦП має роздільну здатність 1/4096, або 0,0245% від повної шкали.

У зарубіжній літературі за роздільну здатність (англійською resolution) АЦП переважно приймають його розрядність і кажуть двійковий АЦП з роздільною здатністю 16 розрядів, десятковий АЦП з роздільною здатністю 4½ розрядів тощо.

*Розмір кванта.* Розмір кванта $q_y$ (або крок квантування) дорівнює різниці значень вхідної величини, які відповідають сусіднім результатам $N_{i+1}$, $N_i$ аналого-цифрового перетворення – сусіднім кодовим комбінаціям

$$q_y=U_{i+1}-U_i.$$

Переважно крок квантування АЦП є сталим.

Номінальний діапазон перетворення це значення вхідного сигналу (напруги), яке відповідає збільшеному на одиницю максимальному цифровому значенню вихідного коду

$$U_n=U_{fs}=(N_{max}+1)q_y=N_{YH}q_y.$$

(Англійською FS – full scale – повна шкала).

Знаючи номінальний діапазон перетворення та кількість квантів, розмір кванта можна визначити за виразом

$$q_y=U_n/(N_{max}+1)=U_n/N_{YH}.$$

Наприклад, для 10 розрядного двійкового АЦП, максимальне значення коду становить 10 одиниць: $N_{max}=1111111111_2=2^{10}-1$. $N_{YH}=N_{max}+1=2^{10}$, при розмірі кроку квантування $q_y=2$ *мВ* номінальний діапазон перетворення становить $U_n=2^{10}2мВ=2{,}048$ *В*. Якщо ж для цього АЦП номінальний діапазон перетворення становить $U_n=10$ *В*, то розмір кванта становить $q_y=9{,}765625$ *мВ*.

Ще раз відмітимо, що максимальне значення вхідної величини, яке може бути перетворене АЦП, на один квант менше за номінальний діапазон перетворення

$$U_{max}=U_n-q_y=U_n-U_n/N_{YH}=U_n(2^M-1)/2^M.$$

Тобто для 12 розрядного АЦП (M=12) з номінальним діапазоном перетворення $U_n=5{,}12$ В максимальна перетворювана вхідна напруга (яка відповідає дванадцятьом одиницям вихідного коду) становить $U_{max}=U_n-q_y=5{,}12\ B(2^{12}-1)/2^{12}=5{,}11975$ *В*.

*Адитивна похибка* (похибка від зміщення) визначає зсув дійсної характеристики перетворення АЦП від початку координат. Як правило нормують граничні значення цієї похибки в одиницях молодшого розряду (ОМР, англійською LSB – least significant bit) – квантах або у відсотках чи мільйонних частках (*ppm* читати "пі-пі-ем") від номінального діапазону перетворення (англійською: of FS – від повної шкали). Наприклад, $\Delta_0=\pm 5$ *ОМР*, або $\gamma_0=(\Delta_0/U_n)100\ \%=\pm 0{,}005\ \%=\pm 50$ *ppm*.

*Похибка коефіцієнта перетворення АЦП* (мультиплікативна похибка) спричиняє зміну нахилу дійсної характеристики перетворення від номінальної. Остання визначається номінальним значенням коефіцієнта перетворення – тангенсом кута нахилу до осі абсцис прямої, проведеної через початок координат та кінцеву точку, задану номі-

нальним значенням діапазону перетворення. Мультиплікативну похибку як правило нормують граничними відносними значеннями у відсотках чи мільйонних частках (*ppm*) від вхідного (перетворюваного) значення величини (англійською: of Rdn (reading) – дослівно від відчитаного значення). Наприклад, $\delta_к = \pm 0{,}0025\% = \pm 25$ *ppm* (від перетворюваного значення).

Нормують також температурні зміни адитивної та мультиплікативної похибки, переважно на один градус зміни температури.

*Похибка інтегральної нелінійності* характеризує відхилення реальної характеристики перетворення від лінійної. Ця похибка переважно нормується граничним зведеним (до номінального діапазону перетворення) значенням максимального відхилення від лінійної характеристики (у відсотках чи мільйонних частках)

$$\gamma_{ін} = \Delta_{ін} / U_n.$$

*Похибка диференційної нелінійності* $\Delta_{дл}$ АЦП зумовлена неоднаковістю розмірів квантів вздовж діапазону перетворення. Може проявлятися пропуском окремих кодових комбінацій і немонотонністю характеристики перетворення. Переважно така похибка характерна для АЦП з паралельним перетворенням та порозрядним зрівноважуванням (див. нижче). Таку похибку нормують в частках ОМР (кванту) або у відсотках від повної шкали.

Розглянуті вище характеристики АЦП є найважливішими, але не вичерпними. Для визначення похибок АЦП в реальних умовах слід враховувати цілу низку інших параметрів, а саме – залежності характеристик АЦП від часу, температури довкілля, зміни параметрів живлення і т.ін. Існує цілий ряд експериментальних та технологічних параметрів АЦП, таких як: вхідний опір і вихідний струм АЦП; параметри випадкової складової похибки, яка викликана шумами власне АЦП та зовнішніх чинників; струм вхідного зміщення, різниця вхідних струмів АЦП; вхідні імпеданси ввімкнених і розімкнених вхідних каналів (для багатовходових АЦП); коефіцієнт послаблення синфазного сигналу, коефіцієнт послаблення завад нормального виду і т.ін.

Важливою динамічною характеристикою АЦП є його час перетворення або максимальна частота перетворення.

*Час перетворення* АЦП $t_{пр}$ – це інтервал часу від початку стрибкоподібної зміни вхідної напруги, значення якої міститься в границях його діапазону перетворення, до моменту, коли код на виході АЦП буде відрізнятися від номінального не більше ніж на значення середньої статичної похибки. При цьому на виході АЦП встановлюється цифровий код, що відповідає значенню вхідного сигналу. Час перетворення $t_{пр}$ здебільшого вказується в мікросекундах чи мілісекундах.

Інколи в специфікаціях АЦП зазначається *максимальна частота перетворення* $f_{n\,max}$, якою називають найбільшу частоту дискретизації вхідного сигналу, при якій вибраний параметр АЦП не виходить за визначені межі, тобто

$$f_{n\,max}=1/t_{np}.$$

Розмірність $f_{n\,max}$ в англомовній літературі часто вказують не в кіло- чи в мегагерцах, а в *kSPS* або *MSPS* (відповідно, $10^3$ і $10^6$ перетворень за секунду).

## 9.4. Класифікація аналого-цифрових перетворень

Існують різні методи аналого-цифрового перетворення, які можна класифікувати за різними ознаками: за видом вхідної перетворюваної величини, за способом порівняння з одиницею величини, структурною схемою тощо (табл. 9.2).

*Таблиця 9.2*

**Класифікація аналого-цифрових перетворень**




Залежно від роду перетворюваних величин та використаного методу квантування можна виділити три основні способи аналого-цифрового перетворення: з квантуванням просторових параметрів, частотно-часових параметрів та параметрів інтенсивності вимірювальних сигналів.

*АЦП з просторовим перетворенням.* В АЦП з просторовим перетворенням здійснюється порівняння вимірюваної величини (переміщення, кута повороту тощо) з відо-

мою величиною, яка задається за допомогою спеціальних пристроїв – кодових масок, лінійок чи дисків, причому всі розряди кодів визначаються одночасно (рис. 9.7). В електромеханічних АЦП кодова лінійка чи диск зміщується пропорційно перетворюваній величині відносно нерухомого пристрою зчитування, а в електронних АЦП навпаки – маска нерухома, а зміщується зчитувальний промінь електронно-променевої трубки, що дозволяє перетворити вхідну величину в переміщення, а надалі – у відповідний код. В АЦП такого типу здебільшого використовують код Грея, який дає змогу похибку зчитування на пограничних переходах (між сусідніми кодовими комбінаціями) максимум до одного біту, оскільки сусідні комбінації в цьому коді різняться на одиницю. Зокрема, на рис. 9.7 результати перетворення $N_1$=1110 та $N_2$ = 0101 є однозначними, оскільки зчитувальний пристрій займає положення в границях одного тільки одного сектора, а у третьому положенні цього пристрою на переході між 2-м та 3-м секторами результат перетворення може набувати двох значень $N_3$=0011 або $N_3$=0010, з різницею в молодшому розряді. При застосуванні звичайного двійкового коду, похибка неоднозначності зчитування може досягати всього діапазону значень вихідного цифрового сигналу.

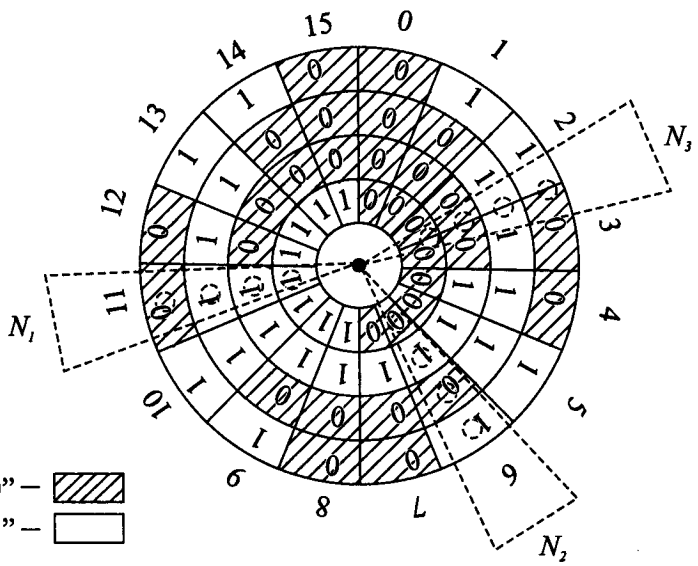



*Рис. 9.7. До принципу аналого-цифрового перетворення кутового положення*

Здебільшого такі АЦП призначені для вимірювання лінійних та кутових переміщень з похибкою в границях ± (0,02…1) %.

Цифрові засоби вимірювань з квантуванням частотно-часових параметрів.

Основною операцією таких перетворень є підрахунок кількості імпульсів – так зване число-імпульсне перетворення, при якому результат визначається кількістю імпульсів $n$, що надійшли в лічильник

$$N_x = \sum_{i=1}^{n} 1 = n.$$

Найчастіше метод послідовної лічби застосовують при побудові вимірювачів частотно-часових параметрів неперервних та імпульсних сигналів, зокрема вимірювачів тривалості часових інтервалів, частоти, періоду, фази, відношення частот тощо.

Спрощена структурна схема вимірювача інтервалів часу (хронометра) наведена на рис. 9.8. Часовий інтервал $t_x$ вимірюється підрахунком кількості імпульсів стабільної частоти $f_0 = 1/T_0$, які надходять до лічильника імпульсів за час його тривалості.

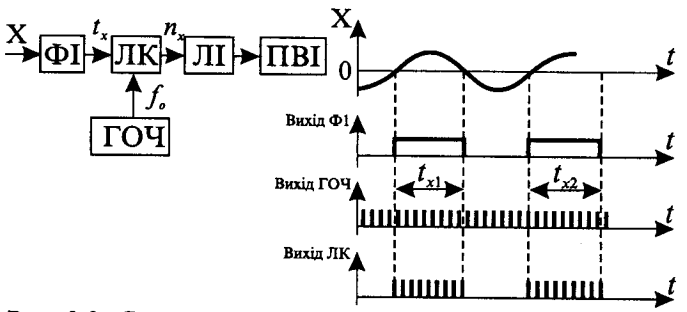



***Рис. 9.8.*** *Структурна схема та часові діаграми роботи вимірювача інтервалів часу (хронометра)*

Формувач імпульсів ФІ із вхідного сигналу довільної форми формує імпульсні сигнали тривалістю $t_x$ прямокутної (чи іншої потрібної) форми. За проміжок часу $t_x$ підраховується кількість імпульсів, які надходять на вхід лічильника імпульсів ЛІ, а результат відображається на пристрої відображення інформації ПВІ. Оскільки кількість імпульсів, підрахованих лічильником імпульсів, дорівнює

$$n_x = t_x f_0,$$

то вимірюваний проміжок часу можна визначити як $t_x = n_x / f_0$.

При такому перетворенні виникає похибка квантування, яка зумовлена несинхронністю (незбіганням) початку та закінчення вимірюваного інтервалу $t_x$ з моментами появи відповідних квантуючих імпульсів. У найгіршому випадку похибка квантування не перевищує ±1 імпульс, а відносне значення цієї похибки становить

$$\delta_к = \pm 1/n_x = \pm 1/(f_0 t_x),$$

тобто є обернено пропорційною до тривалості вимірюваного інтервалу.

Цифрові вимірювачі періоду відрізняються від вимірювачів часових інтервалів наявністю замість формувача імпульсів пристрою виділення одного або декількох періодів $T_x$ вхідного сигналу. При цьому вимірюваний період $nT_x$ (де $n$ =1,2,3,… – ціле число) квантується імпульсами частоти $f_0$ від ГОЧ.

При малих значеннях періоду (велика частота) використовують режим вимірювання частоти: задають точно відомий проміжок часу $T_0 = n/f_0$ (де $n$=1,2,3,… – ціле число) і заповнюють його імпульсами тривалістю $T_x$. У цьому випадку кількість імпульсів, яка пройшла на ЛІ,

$$n_x = T_0 f_x,$$

звідки $f_x = n_x / T_0$.

Тут похибка квантування також не перевищує ±1 імпульс, а відносне значення цієї похибки становить

$$\delta_к = \pm 1/n_x = \pm 1/(T_0 f_x),$$

тобто похибка квантування зростає зі зменшенням вимірюваної частоти.

Наприклад, при часі вимірювання $T_0$=1 секунда, вимірюючи промислову частоту ≈50Гц, отримаємо всього $n_x = T_0 f_x = 1с \cdot 50Гц = 50$ імпульсів. Відносна похибка квантування може досягнути дуже великого значення $\delta_к$=±1/50=±0,02=±2%. В цьому випадку краще застосувати непряме вимірювання частоти – виміряти період $T_x$ і далі знайти обернену величину $f_x$=1/$T_x$. При частоті квантуючих імпульсів $f_0$ =10МГц кількість імпульсів у лічильнику становить $n_x = f_0 T_x = f_0 / f_x$ = 10⁶Гц / 50Гц = 20000. В цьому випадку відносна похибка квантування не перевищує $\delta_к$= ±1/20000 = ±0,00005=±0,005%, тобто у 400 разів менша.

Як правило, в універсальному приладі (частотомір-періодомір) є заданими максимальний час вимірювання частоти $T_{0max}$ та максимальна частота квантуючих імпульсів $f_{0max}$. Для таких параметрів існує так звана гранична частота

$$f_{гр} = \sqrt{T_{0\max} f_{0\max}},$$

яка визначає таку частоту сигналу, при вимірюванні періоду або частоти якої отримується однакова похибка квантування. Якщо частота сигналу менша за граничну частоту, то більша точність вимірювання досягається у непрямому методі – вимірювання періоду, а якшо частота більша за граничну, то точніше пряме вимірювання частоти.

Зсув фаз двох електричних сигналів неважко перетворити в часовий інтервал за допомогою формувачів імпульсів, використовуючи моменти переходів цих сигналів через нуль.

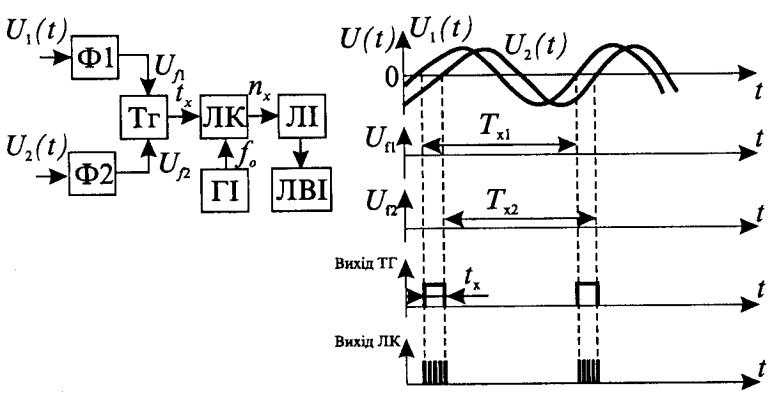



***Рис. 9.9.*** *Структурна схема та часові діаграми роботи цифрового фазометра*

На рис. 9.9 наведена схема цифрового фазометра – приладу для вимірювань зсуву фаз між двома синусоїдними сигналами частотою $f = 1/T$.

Принцип дії фазометра полягає у перетворенні вимірюваного зсуву фаз між сигналами $u_1(t)$ та $u_2(t)$ в часовий інтервал $t_x$

з подальшим вимірюванням цього інтервалу способом, описаним у попередній схемі. Досліджувані сигнали тут надходять на формувачі імпульсів Ф1 та Ф2, які виробляють імпульси $u_{\Phi 1}$ та $u_{\Phi 2}$ у моменти переходу через нуль вхідних сигналів. Ці імпульси керують роботою тригера ТГ, який формує означений часовий інтервал $t_x$. Оскільки імпульсів за час $t_x$ буде $n_x=f_0t_x$, а зсув фази між $u_1(t)$ та $u_2(t)$ дорівнює $\varphi_x=\omega t_x=2\pi f t_x$, то залежність між $\varphi_x$ та $n_x$ визначиться як

$$\varphi_x 2\pi f t_x = \frac{2\pi f}{f_0} n_x .$$

Для отримання результату вимірювання у радіанах чи градусах необхідно задати відповідне значення зразкової частоти. Такі фазометри використовуються для вимірювань зсуву фаз між гармонічними чи імпульсними сигналами частотою до декількох мегагерц з точністю до сотих часток відсотка. Недоліком таких приладів є залежність показів від частоти вхідних сигналів.

***АЦП з квантуванням параметрів інтенсивності.***

В АЦП даного типу перетворення може відбуватися паралельним чи послідовним способом.

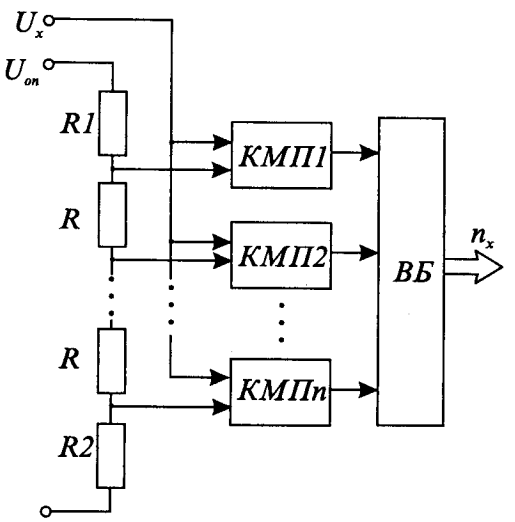



***Рис. 9.10.*** *Структурна схема паралельних АЦП*

*Паралельні АЦП.* В таких АЦП операції дискретизації та квантування вхідних сигналів з подальшим кодуванням виконуються практично одночасно і дуже швидко. Структурна схема паралельного цифрового засобу вимірювання зображена на рис. 9.10 і містить подільник напруги із резисторів $R_1,R,..R,\ R_2$ (цифроаналоговий перетворювач ЦАП), $n$ компараторів напруги КМП1, КМП2,..., КМПN та вихідний кодер і буфер ВБ. Принцип роботи такої структури полягає в синхронному порівнянні вхідної напруги $U_x$ з набором опорних напруг $U_{on,i}$, сформованих з опорної напруги $U_{on}$ на відповідних виходах резисторного подільника напруги. Утворений цифровий код є паралельним одиничним кодом (або так званим пріоритетним кодом, оскільки нижні компаратори, які спрацювали для $U_x>U_{on,i}$, мають стан "1", а верхні, які не спрацювали для $U_x<U_{on,i}$, мають стан "0"), який за допомогою кодера перетворюється в нормальний двійковий код $n_x$. Кількість компараторів

АЦП дорівнює максимальній кількості квантів – для шести та восьми вихідних розрядів необхідно, відповідно, 64 та 256 компараторів. Точність даної структури визначається в основному похибками резисторного подільника та компараторів. Позитивною властивістю таких АЦП є висока швидкодія – максимальна частота перетворення може сягати 50…100 МГц.

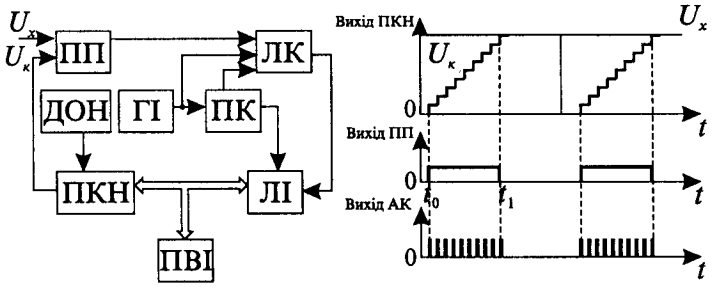



***Рис. 9.11.*** *Структурна схема та часові діаграми роботи АЦП з розгортальним зрівноваженням*

Структура АЦП з розгортальним зрівноваженням зображена на рис. 9.11. Такі засоби будуються на основі порівняння вхідної вимірюваної напруги $U_x$ з напругою ступінчасто-регульованого джерела напруги $U_0$ ПКН.

У вихідному стані сигналом з пристрою керування ПК лічильник ЛІ встановлюється на нуль, що відповідає початковому нульовому значенню зрівноважуваної напруги $U_K$ на виході перетворювача коду в напругу ПКН, а на виході пристрою порівняння ПП встановлюється одиничний рівень $U_{ПП}$, що означає $U_x > U_K$. Тактові імпульси генератора ГІ частоти $f_0$ поступово заповнюють лічильник ЛІ, а вихідна напруга ПКН наростаючим кодом з виходу ЛІ перетворюється в ступенево зростаючу напругу $U_K$. З кожним імпульсом ГІ $U_K$ збільшується на один ступінь квантування до моменту виконання рівності $U_K = U_x$. В цей момент $t_1$ часу ПП закриває цифровий ключ ЛК, а в лічильнику ЛІ встановлюється код $n_x = (1/q_K)U_x$, де $q_K = U_0/2^m$ – крок квантування і $m$ – розрядність ЛІ. Тому в момент порівняння вхідна напруга дорівнює

$$U_x = \frac{U_0}{2^m} \cdot n_x .$$

Точність такого вимірювача визначається похибками перетворювача код – напруга ПКН та пристрою порівняння ПП і може сягати ±(0,01…0,1) %. Час перетворення достатньо великий, особливо у випадку великої розрядності $m$.

Вищу швидкодію забезпечують цифрові засоби вимірювання з порозрядним зрівноваженням, які частіше називають АЦП порозрядного зрівноваження. Структура та часові діаграми роботи такого АЦП зображені на рис. 9.12.

В таких АЦП вимірювана напруга $U_x$ порівнюється із ступінчастою змінною компенсуючою напругою $U_к$, для якої ваги сходинок неоднакові і дорівнюють $2^{-1}$, $2^{-2}$, $2^{-3}$,…

$2^{-m}$ часток від значення зразкової напруги $U_0$ джерела опорної напруги ДОН, а значення $U_0$ – максимальному значенню вимірюваної напруги $U_x$. Принцип дії цього АЦП відрізняється від вимірювача розгортального зрівноваження тим, що вихідний код $n_x$ формується не одиничним наближенням $U_к$ до $U_x$, а виробляється порозрядно, починаючи із старшого розряду, за результатами аналізу програмним пристроєм ПРП вихідного сигналу пристрою порівняння ПП. З надходженням першого тактового імпульсу від генератора ГІ програмний пристрій ПРП встановлює у першому старшому розряді одиничний рівень, що призводить до появи на виході перетворювача код – напруга ПКН напруги $U_{к1}=U_0/2$. Пристрій порівняння ПП порівнює цю напругу із вхідною $U_x$. Якщо $U_x>U_{к1}$, то на виході ПП залишається попередній одиничний рівень, а в старшому розряді ПРП – логічна одиниця. Після другого тактового імпульсу ГІ встановлюється одиниця в другому старшому розряді ПРП, який має вдвічі меншу вагу порівняно з попереднім розрядом. На виході ПКН встановлюється напруга $U_к=U_{к1}+U_{к2}=U_0/2+U_0/4$. Якщо $U_к>U_x$, то на виході ПП змінюється код на протилежний, після чого ПРП визначає стан в АЦП як перекомпенсацію і встановлює в другому старшому розряді нуль замість раніше виставленої одиниці. При цьому значення $U_{к2}$ виключається з компенсаційної напруги $U_к$. З третім імпульсом ГІ встановлюється одиниця в третьому розряді ПРП з вагою $2^{-3}$. Напруга $U_{к3}=U_0/8$ підсумовується з $U_{K1}$. Якщо ПП показує, що перекомпенсація ще не настала, то в третьому розряді ПРП залишається одиниця. Аналогічно опрацьовуються решта молодших розрядів ПРП. Отже, вимірювання в такому АЦП займає $m$ тактів, на відміну від $2^m$-1 тактів у попереднього вимірювача за рис. 9.11. Час перетворення АЦП порозрядного зрівноваження складає одиниці мікросекунд, а оскільки розрядність ПКН не накладає обмежень на швидкодію схеми, то її можна вибрати достатньо великою (10–16 розрядів), що забезпечить достатньо високі метрологічні характеристики такого АЦП.

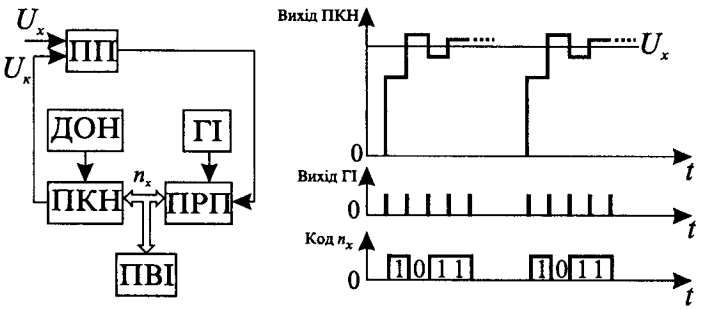



***Рис. 9.12.*** *Структурна схема та часові діаграми роботи АЦП порозрядного зрівноваження*

***АЦП з попереднім перетворенням в частотно-часові параметри.***

*АЦП з розгортальним часовим перетворенням*. Структурна схема та часові діаграми роботи цього АЦП подані на рис. 9.13, де (крім означених для попередньої

схеми) ПП – пристрій порівняння, ПЧ – подільник частоти, ГПН – генератор пилоподібної напруги.

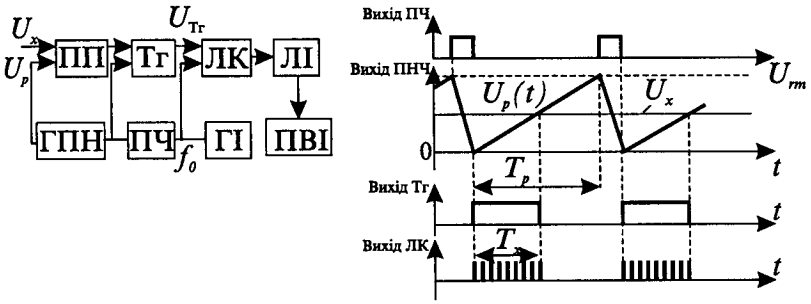



***Рис. 9.13.*** *Структурна схема та часові діаграми роботи АЦП розгортального часового перетворення*

Сформовані генератором імпульсів ГІ та подільником частоти ПЧ імпульси встановлюють тригер Тг у початковий одиничний стан (рис. 9.13,*б*). Одночасно починає наростати пилоподібна напруга розгортки $U_p(t)=v_pt$, де $v_p=U_{pm}/T_p$ – швидкість зміни цієї напруги, $U_{pm}$ – її амплітудне значення, $T_p$ – час розгортки. У момент рівності вхідної напруги $U_x$ та пилоподібної напруги $U_p(t)$ пристрій порівняння ПП видає імпульс, котрий скидає тригер Тг в нульовий стан. Отже, на виході Тг формується одиничний імпульс тривалістю $T_x=U_x/v_p$, в границях якої лічильником ЛІ підраховується кількість імпульсів генератора ГІ, яка буде пропорційна значенню напруги $U_x$:

$$n_x = f_0 \cdot U_x = \frac{f_0}{v_p} \cdot U_x, \text{ звідки } U_x = \frac{v_p}{f_0} \cdot n_x .$$

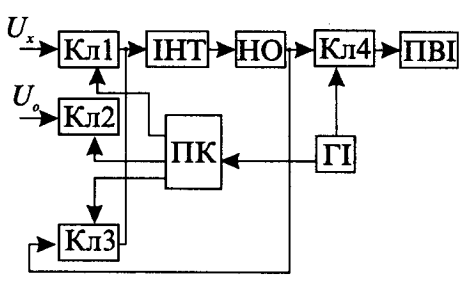
У момент зворотного ходу пилоподібної напруги $U_p(t)$ імпульс $U_з$ з виходу ПЧ відновлює початковий одиничний стан Тг і, таким чином, готує схему до наступного вимірювання вхідної напруги $U_x$.

Похибка перетворення АЦП на основі такої структури визначається нелінійністю пилоподібної напруги $U_p(t)$ та нестабільністю порогу спрацювання пристрою порівняння і в кращому випадку становить декілька десятих–сотих відсотка. Цей метод забезпечує швидкодію не менше кількох сотень мікросекунд.

Значно вищу точність забезпечують АЦП з двотактним інтегруванням (рис. 9.14). У таких приладах спочатку інтегрується за певний фіксований інтервал часу $T_1 = t_2$-$t_1$ вхідна вимірювана напруга $U_x(t)$, що надходять на вхід інтегратора ІНТ через ключ Кл1 за командою пристрою керування ПК. При цьому вихідна напруга інтегратора ІНТ лінійно наростає за законом

$$U_I = \frac{1}{\tau} \cdot \int_0^{T_1} U_x dt = \frac{T_1}{\tau} \cdot U_x ,$$

де $\tau$ – стала часу інтегратора.



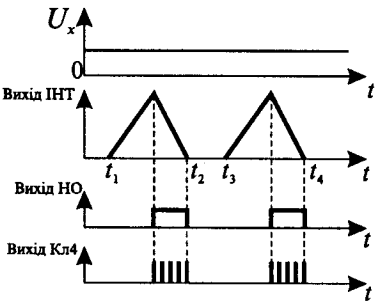




***Рис. 9.14.*** *Структурна схема та часові діаграми роботи АЦП з двотактним інтегруванням*

Після цього в момент часу $t_2$ схемою керування на вхід ІНТ через ключ Кл2 підключається зразкова напруга $U_0$, протилежної до $U_x$ полярності. Момент часу $t_3$, коли вихідна напруга інтегратора дорівнює нулю, фіксується нуль-органом НО. Оскільки площі, окреслені вихідною напругою ІНТ за інтервали часу $T_1$ та $T_2=t_3-t_2$, однакові (рис. 9.14,*б*), то можна записати

$$\frac{T_1}{\tau}\cdot U_x - \frac{T_2}{\tau}\cdot U_0 = 0, \text{ звідки } U_x = \frac{T_2}{T_1}\cdot U_0.$$

За час $T_2$ за сигналом з НО лічильник імпульсів ЛІ підраховує кількість імпульсів $n_x$, що надходять через ключ Кл4 з виходу генератора імпульсів ГІ. Аналогічно, як і в попередніх схемах, інтервал часу $T_2 = \frac{1}{f_0}\cdot n_x$, тому вимірювана напруга визначається як

$$U_x = \frac{U_0}{f_0 T_1}\cdot n_x = kU_0 n_x,$$

де $f_0$ – частота генератора імпульсів ГІ.

В момент часу $t_3$ на інтервал $t_4$–$t_3$ ПК замикає ключем Кл3 вихід НО із входом ІНТ, завдяки чому в останньому перед кожним циклом перетворення встановлюється початкова напруга інтегрування. Її значення дорівнює напрузі зміщення НО і тому вона не погіршує точності інтегруючого АЦП. В момент $t_4$ починається наступний цикл перетворення.

Перевагою таких приладів є високий коефіцієнт послаблення промислових завад завдяки вибору тривалості $T_1$, яка дорівнює чи кратна періоду завади частоти електромережі. Основна зведена похибка таких АЦП може бути зменшена до декількох сотих-тисячних відсотка, а час вимірювання – від 40 до 100 *мс*.

Принцип дії АЦП з частотним перетворенням заснований на проміжному перетворенні вхідної вимірюваної напруги в частоту імпульсів (рис. 9.15).

Головним елементом такого АЦП є перетворювач вхідної напруги в частоту імпульсів (ПНЧ), яка надалі вимірюється одним з вищеописаних способів. ПНЧ скла-

дається з інтегратора, реалізованого на операційному підсилювачі DA1 інтегруючій *RC*–ланці $R_1C_1$, двох компараторів DA2, DA3, джерела опорної напруги ДОН, двох джерел опорного струму $I_1$, $I_2$, інтегруючого конденсатора $C_2$, двох аналогових перемикачів Кл1, Кл2, *RS*-тригера, логічного ключа ЛК, пристрою керування ПК, лічильника імпульсів ЛІ та пристрою відображення інформації ПВІ.

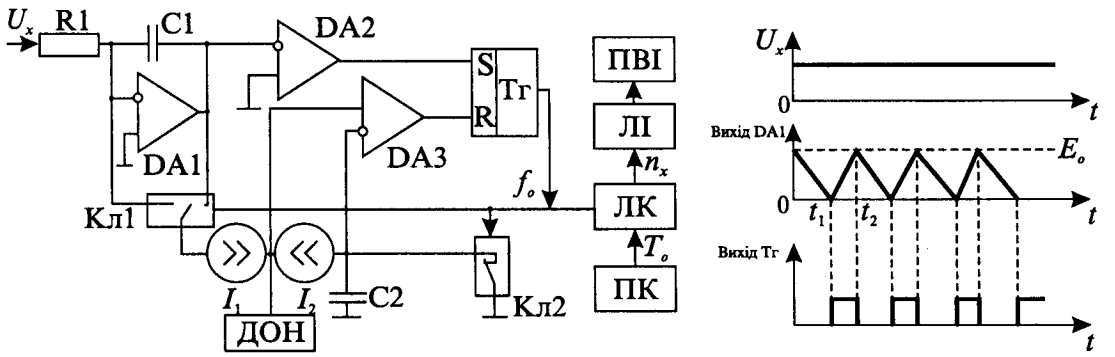



***Рис. 9.15.*** *Структурна схема та часові діаграми роботи перетворювача напруга – частота*

Перетворювач напруга–частота ПНЧ працює так. У початковому стані компаратор DA2 знаходиться в нульовому стані, а компаратор DA3 – в одиничному. Вказані стани компараторів встановлюють *RS*- тригер Тг в нульовий стан, що призводить до підімкнення джерела струму $I_1$ до виходу інтегратора, а джерела струму $I_2$ – до спільної шини. Ці обидва джерела не впливають на роботу інтегратора. Під дією додатної вимірюваної напруги $U_x$ напруга на виході інтегратора DA1 зменшується. У момент $t_1$ досягнення вихідною напругою інтегратора нульового рівня, компаратор DA2 встановлюється в одиничний стан і, відповідно, встановлює тригер Тг в одиничний стан, що призводить до перемикання ключів Кл1 та Кл2 у протилежні стани. При цьому під дією струму $I_1$ вихідна напруга інтегратора починає збільшуватись, а конденсатор $C_2$ заряджається до напруги $-E_0$ (вихідної напруги ДОН). У момент $t_2$ вхідна напруга компаратора DA3 дорівнюватиме $-E_0$ і він встановлюється в одиничний стан, що встановлює тригер Тг та ключі Кл1, Кл2 у вихідний стан. Далі описані процеси циклічно повторюються. Тривалість вихідного імпульсу ПНЧ $T_x=t_1+t_2=1/f_x$ визначимо на основі балансу зарядів на інтегруючих ємностях $C_1$ та $C_2$ із співвідношення

$$T_x \cdot \frac{U_x}{R_1} - E_0 C_2 \frac{I_1}{I_2} = 0, \text{ звідки } f_x = \frac{1}{T_x} = \frac{1}{E_0} \cdot \frac{I_2}{I_1} \cdot \frac{1}{R_1 C_2} \cdot U_x .$$

Імпульси невідомої частоти $f_x$ підраховується за відомий проміжок $T_0$ і на виході логічного ключа отримується кількість імпульсів $n_x$

$$n_x = f_x T_0 = \frac{I_2}{I_1} \cdot \frac{T_0}{E_0} \cdot \frac{1}{R_1 C_2} \cdot U_x, \text{ звідки } U_x = R_1 C_2 \frac{I_1}{I_2} \cdot \frac{E_0}{T_0} \cdot n_x .$$

Функція перетворення залежить від похибок сталої часу ланки $R_1C_2$, відношення опорних струмів та напруги $E_0$ ДОН, що забезпечує високі метрологічні характеристики такої структури (основна похибка кращих зразків соті частки відсотка).

*АЦП з сигма-дельта перетворенням.*

На сучасному етапі найбільшу інформативність забезпечують цифрові засоби з сигма-дельта-перетворенням (рис. 9.16).

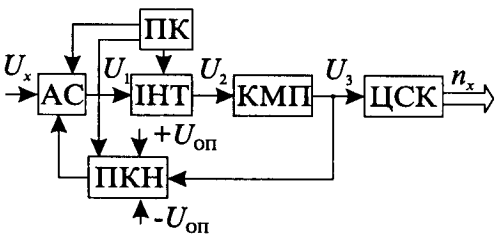



***Рис. 9.16.*** *Структурна схема цифрового засобу з сигма-дельта-перетворенням*

Сигма-дельта-перетворення полягає у квантуванні різниці (дельта) між поточним значенням сигналу та сумою (сигма) попередніх різниць. Реалізація цього перетворення відбувається послідовним з'єднанням в прямому каналі аналогового суматора АС, інтегратора ІНТ і компаратора КМП (однорозрядного АЦП) та введення від'ємного зв'язку на основі однорозрядного перетворювача код-напруга ПКН. При цьому ПКН має два джерела опорної напруги: $+U_{оп}$ та $-U_{оп}$, а у випадку вхідного нульового сигналу – $U_4=-U_{оп}$. Значення результату проміжного перетворення можна отримати на основі балансу зарядів інтегруючого елемента (конденсатора) при додатній і від'ємній полярностях опорної напруги $U_{оп}$

$$\frac{1}{R_1C}\int_0^{T_{2i}+T_{1i}} U_x dt + \frac{1}{R_2C}\int_0^{T_{1i}} U_{оп} dt - \frac{1}{R_2C}\int_0^{T_{2i}} U_{оп} dt = 0,$$

де $T_{1i}$, $T_{2i}$ – проміжки часу увімкнення опорної напруги $U_{оп}$ відповідно додатної та від'ємної полярностей в $i$-му циклі перетворення.

Відносна щілинність проміжків часу $T_{1i}$, $T_{2i}$ в $i$-му циклі буде пропорційною до значення результату перетворення (декілька біт інформації)

$$\frac{T_{2i}-T_{1i}}{T_{2i}+T_{1i}} = \frac{n_{2i}-n_{1i}}{n_{2i}+n_{1i}} = \frac{R_2}{R_1}\cdot\frac{U_x}{U_{оп}},$$

де $n_{2i}=T_{2i}f_T$; $n_{2i}=T_{2i}f_T$; $f_T$ – тактова частота пристрою керування ПК. В табл. 9.3 на прикладі перетворення вхідного сигналу $U_x$=0,6 *В* при $|+U_{оп}|=|-U_{оп}|$=1 *В* пояснюється принцип роботи структури за рис. 9.16, основна мета якої полягає у намаганні привести до нуля значення напруги на вході інтегратора ($U_1$). Спочатку в нульовому такті роботи ІНТ та ПКН встановлюють у вихідний стан сигналами пристрою керування ПК. Потім структура даного цифрового засобу вимірювання проходить через показану в табл. 9.3. послідовність станів. У тактові періоди 2 та 7 стани вузлів структури ідентичні, що при

незмінному за час перетворення вхідному сигналі визначає один цикл перетворення, який виконується за п'ять тактових періодів. Усереднення вихідного сигналу ПКН за цикл перетворення дає значення напруги 0,6 *В*: (+1–1+1+1+1)/5 = 0,6. Перетворення потоку бітів з виходу компаратора за цикл перетворення, що імітує таке усереднення, здійснює цифрова схема корекції ЦСК, на виході якої утворюється відповідний цифровий код $n_x$.

В АЦП з таким перетворенням є можливість теоретично необмеженого збільшення роздільної здатності за рахунок неперервності інтегрування вхідного сигналу і здійснення компенсації його середнього значення з пропорційним зменшенням відносного впливу похибки квантування. На практиці роздільна здатність АЦП обмежується нестабільністю параметрів елементів, а також впливом шумів. В мікроелектронному виконанні такі АЦП мають роздільчу здатність навіть до 24-х двійкових розрядів при похибках перетворення у тисячні частки відсотка. Висока розрядність та точність досягається в обмін на збільшення часу перетворення.

*Комбіновані АЦП*. В комбінованих (паралельно-послідовних) АЦП, структурна схема яких зображена на рис. 9.17, використовується різницевий метод перетворення вхідної напруги $U_x$.

*Таблиця 9.3*

**Приклад зміни стану вузлів АЦП з сигма-дельта перетворенням**

| Тактові періоди | Вихідна напруга АС $U_1$,В | Вихідна напруга ІНТ $U_2$,В | Вихідна напруга КМП $U_3$, (логічний рівень) | Вихідна напруга ПКН $U_4$, В |
|---|---|---|---|---|
| 1 | 0,6 | 0,6 | 1 | +1 |
| 2 | -0,4 | 0,2 | 1+1 | +1 |
| 3 | -0,4 | -0,2 | 0 | -1 |
| 4 | 1,6 | 1,4 | 1 | +1 |
| 5 | -0,4 | 1,0 | 1 | +1 |
| 6 | -0,4 | 0,6 | 1 | +1 |
| 7 | -0,4 | 0,2 | 1 | +1 |
| 8 | -0,4 | -0,2 | 0 | -1 |

Суть високочутливих різницевих (диференційних) методів полягає у створенні та вимірюванні різниці між вимірюваною величиною та вихідною величиною міри. Код $n_x$ результату вимірювання отримується підсумовуванням кодів результатів двох перетворень:

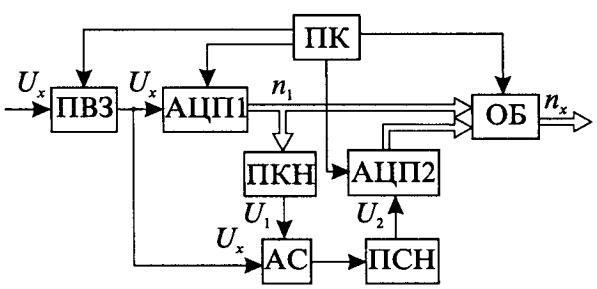



***Рис. 9.17.*** *Структурна схема комбінованого (різницевого) аналого-цифрового перетворення*

$$n_x = n_1 q_1 + p n_2 q_2,$$

де $n_1$ – результат перетворення на першому етапі вимірювання величини $U_x$ з порівняно великими ступенями квантування $q_1$; $n_2$ – результат перетворення на другому етапі вимірювання різниці $\Delta U_x=U_x-U_k$ з порівняно малими ступенями квантування $q_2$; $U_k=n_1q_1$ – значення вихідного сигналу кодо-керованої міри напруги; $p$ – коефіцієнт узгодження чутливостей перетворення.

На першому етапі перетворення за допомогою АЦП1 значення вимірюваної напруги $U_x$ з виходу пристрою вибірки-зберігання ПВЗ перетворюється в код $n_1$. Код $n_1$ перетворювачем код-напруга ПКН перетворюється у напругу $U_1$ та передається в обчислювальний блок ОБ. В аналоговому суматорі АС знаходиться різниця $U_{ac}=U_x-U_1$, яка підсилюється підсилювачем ПСН в $k_{nc}$ разів і перетворюється за допомогою другого АЦП2 в код $n_2$. Якщо максимальне значення коду АЦП1 $n_{1max}=2^{m1}$, то розмір ступеня квантування АЦП2 повинен дорівнювати – $k_{nc}=p=2^{-m1}$. Отже, результат вимірювання дорівнює:

$$n_x = (n_1 + n_2)q_1.$$

## 9.5. Цифро-аналогові перетворювачі

Цифро-аналогові перетворювачі (ЦАП) призначені для перетворення коду керування в напругу або струм. Використовуються ЦАП як вузли зворотного зв'язку АЦП та для формування вихідних сигналів цифрових вимірювальних і обчислювальних пристроїв.

Для перетворення двійкового коду в аналоговий сигнал зазвичай формуються струми, пропорційні до ваг розрядів коду, і потім підсумовують ті із струмів, які відповідають ненульовим (одиничним) розрядам вхідного коду. Спрощена структура ЦАП подана на рис. 9.18. Опорна напруга $U_0$ ЦАП подається одночасно на всі вагові резистори $2^0R$, $2^1R$,..., $2^iR$,..., $2^{n-2}R$, $2^{n-1}R$, інші виводи яких під'єднані до входів

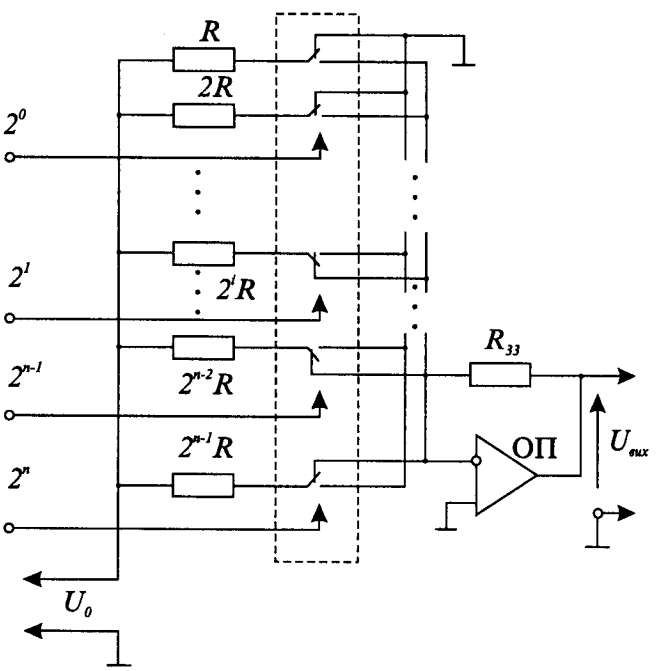



***Рис. 9.18.*** *Спрощена структура ЦАП з підсумовуванням розрядних струмів*

перемикача струмів ПС. Один вихід перемикача струмів сполучений із спільною шиною, в той час як інший – до входу перетворювача струму на напругу (ОП та резистор зворотного зв'язку $R_{33}$). Завдяки такому включенню незалежно від поданого коду керування через $i$-й ваговий резистор $2^iR$ завжди протікає струм $I_i = \frac{U_0}{2^i R}$, який за наявності одиниці в $i$-му розряді вхідного коду $N$ замикається через резистор $R_{33}$, а в протилежному випадку стікає на спільну шину. Вихідна напруга $U_{ВИХ}$ ЦАП визначається як спад напруги на резисторі $R_{33}$ від суми струмів $I_i$

$$U_{ВИХ} = U_0 \sum_{i=0}^{n-1} a_i \frac{R_{33}}{2^i R} = U_0 \frac{N}{N_{\max}},$$

де $a_i$ – комутаційний коефіцієнт ($a_i = 1$, якщо в $i$-тому розряді вхідного коду $N$ є одиниця і $a_i = 0$ – у протилежному випадку); $N$, $N_{max}$ – відповідно, вхідний код керування та його максимальне значення.

Проблемами описаного ЦАП є велика кількість прецизійних резисторів з різними номіналами, а також обмеженість мінімального значення опору $R$ ЦАП через вплив опорів замкнених ключів ПС, суттєвий вплив опорів ізоляції для багаторозрядних ЦАП.

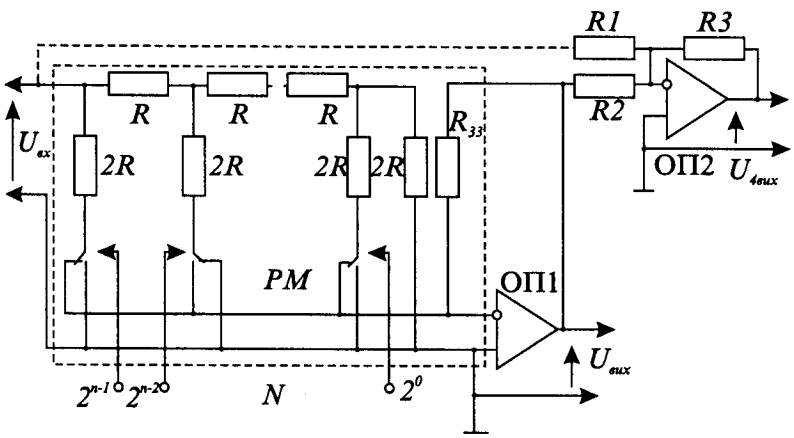



***Рис. 9.19.*** *ЦАП з резистивною матрицею R-2R*

Ці недоліки усунені в ЦАП з матрицею $R$-$2R$, принцип дії якої полягає у поділі удвічі струмів у кожному її вузлі (рис. 9.19). При виготовленні резистивна матриця РМ підганяється за допомогою лазера із врахуванням дійсних значень опорів замкнених ключів, що дає можливість досягнення високих метрологічних параметрів (зведена похибка ±(0,001…0,1) %). Завдяки малим розмірам РМ в інтегральній мікросхемі і температури, і температурні коефіцієнти, і часові дрейфи всіх резисторів приблизно однакові, що забезпечує високі температурну та часову стабільність таких ЦАП. ЦАП формує два вихідні струми – $I_i$, пропорційний до коду керування $N$ та $I_2 = I_{1max} - I_1$, де $I_{1max}$ – максимальне значення вхідного струму $I_1$, яке відповідає максимальному значенню коду $N_{max}$.

Вихідний струм $I_1$ ЦАП протікає через резистор $R_{ЗЗ}$ зворотного зв'язку і формує його вихідну напругу $U_{ВИХ}$

$$U_{ВИХ} = -U_{ВХ} \frac{N}{N_{max}},$$

де $U_{ВХ}$ – вхідна напруга ЦАП.

## 9.6. Основні структурні схеми цифрових засобів вимірювальної техніки

Узагальнена структурна схема цифрового вимірювального приладу була вже наведена вище на рис. 9.1. Загалом електричні сигнали порівняно з неелектричними значно простіше та точніше передавати, перетворювати (наприклад, підсилювати, фільтрувати, здійснювати відповідні математичні операції тощо), а також перетворювати їх в цифровий електричний сигнал (код), і далі його відображувати, зберігати, опрацьовувати тощо. Тому при вимірюванні неелектричних (фізичних, хімічних та інших) величин $X$ їх перетворюють за допомогою первинних вимірювальних перетворювачів у електричні сигнали, найчастіше, в інтенсивність напруги $U_x$, частотно-часові параметри сигналів (в частоту $f_x$ чи тривалість імпульсів $T_x$), або параметри електричних кіл (електричний опір $R_x$, індуктивність $L_x$ чи ємність $C_x$), які далі перетворюються в інтенсивність напруги чи частотно-часові параметри.

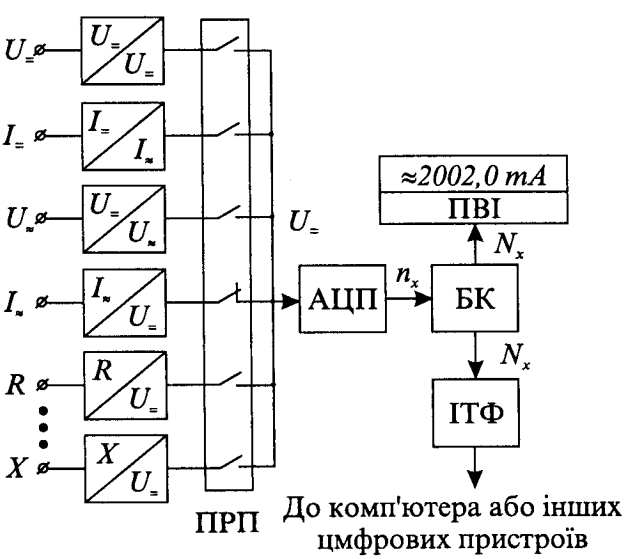



*Рис. 9.20. Структурна схема цифрового мультиметра*

На рис. 9.20 подана структурна схема цифрового мультиметра, який призначений для вимірювання напруги постійного струму $U_=$, постійного струму $I_=$, напруги змінного струму $U_\sim$, змінного струму $I_\sim$, опору $R$ та інших фізичних величин $X$, перетворених у напругу постійного струму. Вимірювані величини під'єднуються до окремих входів мультиметра $U_=$, $I_=$, $U_\sim$, $I_\sim$, $R$,..., $X$, а вибір роду вимірюваної величини, а також її піддіапазону вимірювання здійснюється за допомогою перемикача ПРП. Кожна з вимірюваних величин або масштабним перетворювачем $U_=/U_=$, або перетворювачами роду фізичної величини

$U_{\sim}/U_{=}$, $I_{\sim}/U_{=}$, $I_{\sim}/U_{=}$, $R/U_{=}$,..., $X/U_{=}$ перетворюється в уніфікований сигнал напруги $U_{=}$ постійного струму, яка, у свою чергу, за допомогою АЦП перетворюється в кодовий сигнал $n_x$ і подається до блока керування БК.

Функціональна схема сучасного цифрового (процесорного) приладу показана на рис. 9.21. Основними пристроями такого приладу є вхідні пристрої (кондиціонер сигналів), АЦП, процесор (мікропроцесор), пристрої відображення, реєстрації та пересилання вимірювальних даних (інтерфейс), пристрої керування, введення даних та команд керування (клавіатура), а також пристрої живлення приладу.

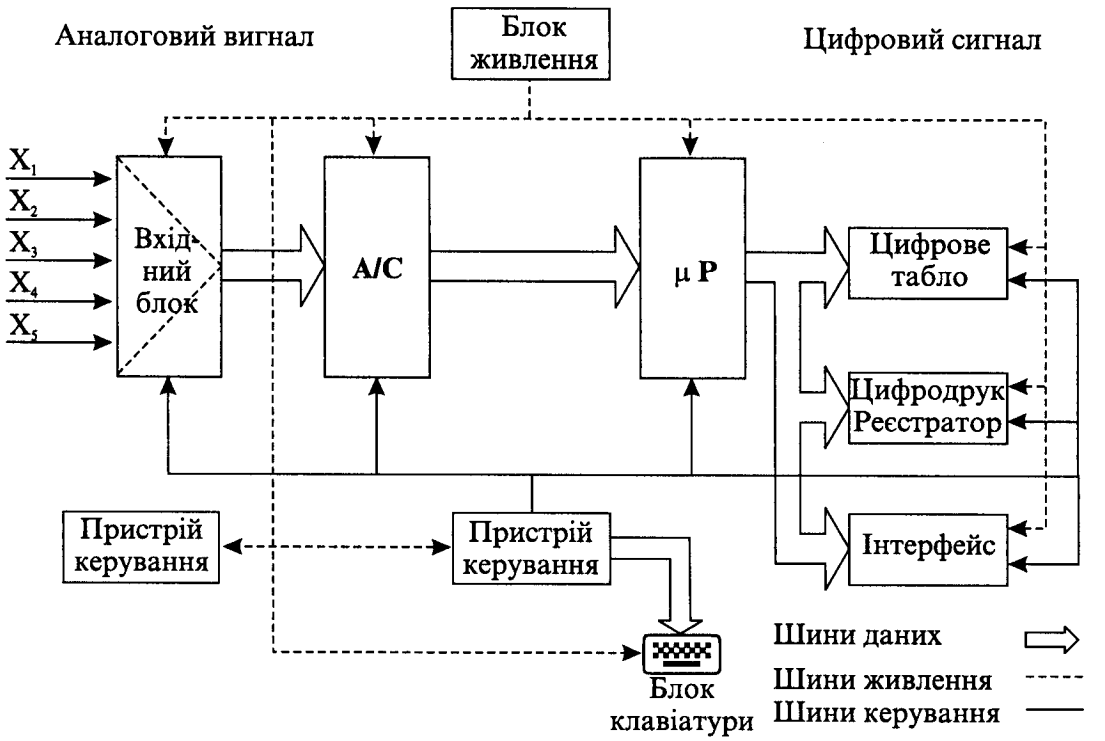



***Рис. 9.21.*** *Функціональна схема цифрового процесорного приладу*

Шляхом різного виду претворень вхідної величини значення вихідного сигналу вхідного блока доводять до номінального діапазону перетворення АЦП. Останні, здебільшого, виготовляються на заданий діапазон вхідної напруги, наприклад в діапазонах 0-1В; 0-2В; 0-5В; 0-10В тощо або у двополярних діапазонах. Тому незалежно від роду і виду вихідного сигналу вимірювального перетворювача (сенсора) на виході вхідного пристрою мусить бути сформований сигнал із заданими властивостями, найголовніша з яких – це заданий діапазон її зміни. Цей елемент вимірювального каналу називають *нормалізуючим перетворювачем*, чи *перетворювачем з уніфікованим вихідним сигналом*. Останнім часом в зарубіжній літературі з вимірювальної техніки такі пристрої

називають *кондиціонерами сигналів*, а відповідні вимірювальні операції носять називається *кондиціонуванням вимірювального сигналу*. Дослівно англійський термін conditioning означає покращувати стан, а термін *conditioned* – відповідний нормі чи стандарту. Тобто кондиціонований сигнал – це сигнал, що відповідає встановленим нормам.

Всі цифрові операції з опрацювання результатів перетворень АЦП здійснюється в мікропроцесорі відповідно до вибраної програми та команд, що можна вводити з клавіатури. Результати можуть відображуватися у різній формі, запам'ятовуватися, реєструватися чи пересилатися до інших користувачів.

Зазвичай аналогова та цифрова частини приладу гальванічно розділені (оптичним чи трансформаторним зв'язком), чим забезпечується високий рівень захисту від завад спільного виду.

*Вимірювальні системи.*

Вимірювальні системи – це сукупність вимірювальних каналів, засобів вимірювальної техніки і зв'язку, обчислювальних та інших технічних пристроїв, а також керуючих та обчислювальних програм, об'єднаних для отримання вимірювальної інформації про стан досліджуваного об'єкта в цілому. Вимірювальні системи призначаються для вимірювання не однієї величини, а сукупності величин, які характеризують стан об'єкта. При цьому ці величини можуть бути як одного виду, так і різного виду, що характеризують різні властивості об'єкта.

Наприклад, для вимірювання температури в різних просторових точках об'єкта (температурного поля у топці котлоагрегату) використовують багатоканальну вимірювальну систему, що має однотипні елементи. Для дослідження параметрів двигуна внутрішнього згорання використовують вимірювальну систему з різними вхідними величинами; температура та тиск газів в циліндрі, напруга запалювання, швидкість обертів, витрата палива, потужність тощо.

Узагальнена функціональна схема вимірювальної системи наведена на рис. 9.22. На досліджуваному об'єкті встановлюються необхідні вимірювальні перетворювачі, які створюють сигнали про значення параметрів. Вихідні сигнали сенсорів за допомогою пристроїв збирання вимірювальних даних (англ. *Data acquisition boards* (*systems*)) перетворюються у цифрові дані, які пересилаються до обчислювальних пристроїв, де відбувається необхідне їх оброблення.

Етап оброблення вимірювальних даних містить широкий спектр математичних, зокрема логічних операцій, серед яких: розв'язування обернених вимірювальних задач для знаходження значень параметрів об'єкта за результатами вимірювань вихідних сигналів перетворювачів, цифрове згладжування, фільтрація та усереднення сигналів, їх

статистичне опрацювання з метою визначення числових характеристик, лінеаризацію функцій перетворення сенсорів та вимірювальних каналів в цілому, корекцію статичних та динамічних похибок, порівняння результатів вимірювань контрольованих параметрів об'єкта з їх заданими допусками і формування відповідних сигналів, формування сигналів збудження об'єкта в процесі його діагностики тощо.




***Рис. 9.22.*** *Функціональні пристрої вимірювальної системи*

Ці функції виконують обчислювальні пристрої різної продуктивності, від найпростіших до надскладних. Як обчислювальні засоби у вимірювальних системах можуть використовуватися мікроконтролери, мікропроцесори, одноплатні та однокристальні ЕОМ, персональні комп'ютери широкого застосування, мультипроцесорні обчислювальні системи, спеціалізовані процесори тощо. Аналогічно програмне забезпечення вимірювальних систем також може бути різної складності, бути універсальним чи спеціалізованим.

Пристрої відображення, зберігання та пересилання (транспорту) даних забезпечує комунікацію вимірювальної системи з персоналом та системами інших ієрархічних рівнів, документування та архівування результатів вимірювань, контролю та діагностики об'єкту. При цьому відображення результатів може відбуватися як в цифровій, так і в аналоговій формі, за допомогою типових цифрових та аналогових відлікових пристроїв та табло, а також віртуальним способом на екранах моніторів.

З метою діагнозування стану об'єкта необхідно здійснювати його збудження зовнішніми впливами і далі вимірювати реакцію об'єкта на ці збудження. Для цього служать пристрої формування сигналів збудження, в яких відбуваються зворотні операції:

цифрові дані – цифро-аналогове перетворення – аналогове згладжування (фільтрація) – підсилення – зворотне перетворення електричного сигналу у вихідну неелектричну величину.

Об'єкт дослідження може бути просторово зосередженим або розпорошеним, може характеризуватися однотипними або різнотипними параметрами, тому збирання вимірювальних даних може здійснюватися зосередженим чи розподіленим способом на основі використання відповідних вимірювальних каналів, пересилання та комутації потоків даних. Важливими елементами вимірювальних систем є їх інтерфейсні компоненти, які забезпечують різні види погоджень між складовими системи: конструктивні, інформаційні, сигналові та програмні.

Залежно від призначення вимірювальних систем розрізняють інформаційно-вимірювальні, контрольно-вимірювальні та діагностично-вимірювальні системи (рис. 2.23).

Завданням інформаційно-вимірювальної системи є визначення розмірів вимірюваних величин – параметрів досліджуваного об'єкта, тобто кількісного оцінювання процесів, що відбуваються в об'єкті. Такі системи переважно використовують в наукових дослідженнях.

Якщо стоїть питання встановити чи параметр (параметри) об'єкта є в нормі, чи ні, то виникає потреба реалізації формування нижнього та верхнього допустимих рівнів для кожного з параметрів об'єкта, порівняння результатів вимірювань з цими рівнями і формування відповідного результату контролю. Такі функції виконують контрольно-вимірювальні системи. Отже, контрольно-вимірювальна система, крім кількісного оцінювання параметрів стану об'єкта, дає також якісну його характеристику: чи об'єкт (його параметри) є в нормі, чи ні.

Якщо ж один чи декілька параметрів, що характеризують стан об'єкта, виходять за межі допуску, то виникає проблема встановлення причини такого стану. Відповідь на це запитання дає діагностично-вимірювальна система. У такій системі результати діагностики отримують за допомогою відповідного збудження об'єкта і вимірювання та опрацювання реакцій на ці збудження.

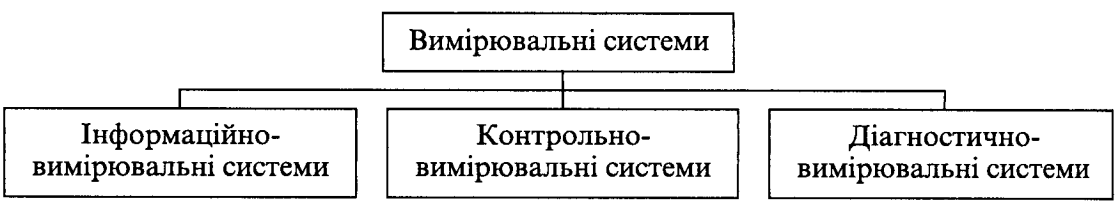



***Рис. 9.23.*** *Різновиди вимірювальних систем*

*Структурна схема розпорошеної вимірювальної системи.*

В автоматизованих комп'ютерних системах керування та контролю цифрова інформація про значення технологічних параметрів може збиратися з $N$ розпорошених у просторі технологічних об'єктів. Структура розпорошеної вимірювальної системи подана на рис. 9.24. Значення вимірюваних величин знаходяться за допомогою окремих вимірювальних каналів (сенсор + пристрій кондиціонування сигналу + АЦП + мікропроцесор), які можна розглядати як інтелектуальні вимірювальні перетворювачі $ІВП_1,\ldots,$ $ІВП_M$. Результати вимірювань від кожного каналу за допомогою інтерфейсів передаються до локальних вимірювальних станцій, де здійснюється необхідне опрацювання і аналіз результатів, формування сигналів керування та корекції тощо.

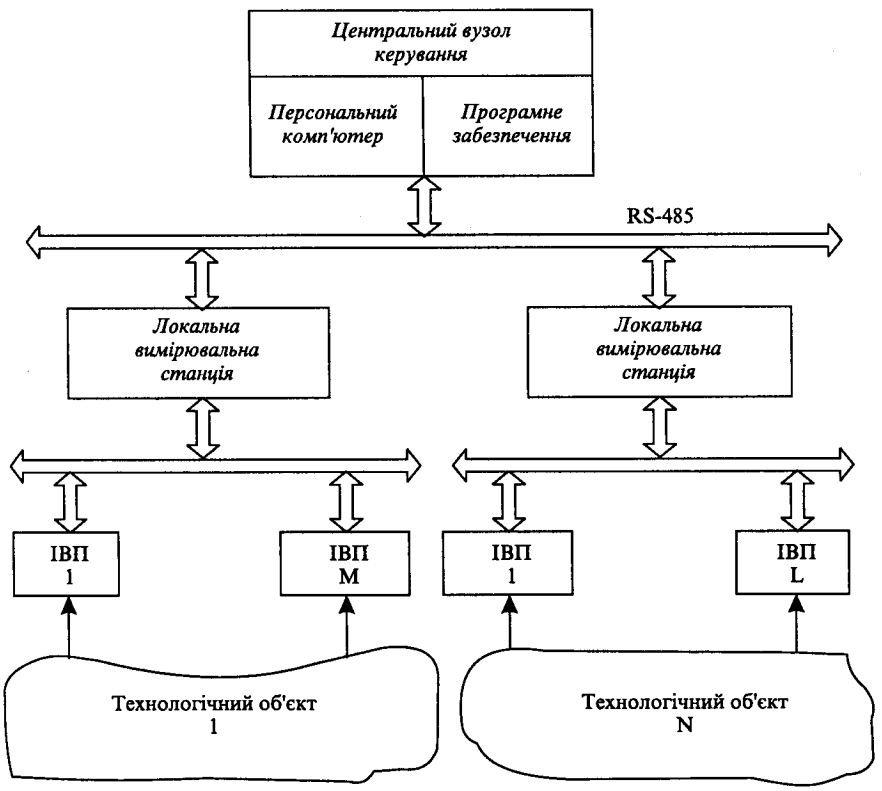



***Рис. 9.24.*** *Структура розпорошеної вимірювальної системи*

Вимірювальні дані з локальної вимірювальної станції через комунікаційні вузли за допомогою інтерфейсів через відповідні канали зв'язку (радіо, оптоволоконні канали, телефонні лінії) або комп'ютерні мережі передаються до центрального вузла керування. Центральний вузол керування може бути реалізований на основі персонального комп'ютера з відповідним програмним забезпеченням. Основними функціями центрального вузла керування є вироблення суджень про інтегральний стан контрольованого об'єкта на основі оброблення масивів вимірювальної інформації; візуалізація вибраних величин на екрані монітора; обслуго-

вування запитів; архівація даних; формування повідомлень і підготовка даних на твердих носіях; обмін даними.

*Системи (пристрої) збирання вимірювальних даних.*

Найновішим напрямком розвитку цифрових засобів є створення систем збирання вимірювальних даних (СЗВД, англ. DAQ або DASY – Data Acquisition System), які можуть бути виконані як окремий пристрій, на одній платі, або навіть у вигляді однієї мікросхеми. В цих пристроях виконується повний набір комутуючих, вимірювальних, обчислювальних та інших операцій з метою формування, нагромадження і опрацювання результатів вимірювань широкого спектру вимірювальних величин як електричних, так і неелектричних.

З метрологічного погляду такі пристрої належать до найважливіших функціональних частин сучасної вимірювальної системи, а навіть часто вони самі виступають як вимірювальна система.

*Основними функціональними блоками СЗВД є:*

- вхідні комутатори (мультиплексори) аналогових сигналів, з кількістю входів від одиниць до кілька сотень (типово від 8 до 512);
- згадувані вище "кондиціонери" сигналів – пристрої, які виконують функції електричних перетворювачів (для перетворення вхідної електричної величини переважно в електричну напругу, найбільш придатну для подальшого перетворення), підсилення, нормування і фільтрації сигналів та інших аналогових операцій. Входи такого пристрою можуть бути несиметричними: "сигнал" – "маса") або диференціальними: "сигнал високий (H)" – "сигнал низький (L)" і окремо "маса" ("земля"). Вихідним сигналом такого кондиціонера зазвичай є напруга у певному діапазоні (типово від 1 до 10 В);
- аналого-цифрові перетворювачі (АЦП), що здійснюють перетворення аналогового сигналу в цифрову форму. Можуть використовуватися найрізноманітніші типи АЦП, різної розрядності, швидкодії і точності.

Практичні реалізації пристроїв залежать від призначення і загальної концепції будови системи з урахуванням проблеми уніфікації в областях конструктивного поєднання та транспортування вимірювальної інформації. Широке поширення персональних комп'ютерів спричинилося до створення конструкцій так званих вимірювальних плат, які служать для багатоканального перетворення вимірювальних сигналів у цифрову форму і навпаки – для формування аналогових вихідних.

*Інтерфейси.* Інтерфейсом називається система технічних пристроїв, зокрема приймально-передавальної апаратури, ліній зв'язку, вимог до характеристик сигналів, алго-

ритмів і правил їх опрацювання, призначена для організації обміну інформації між цифровими пристроями – цифровими вимірювальними засобами, мікропроцесорами, комп'ютерами, а також іншими периферійними пристроями (пам'яті, пристроями введення-виведення, відображення інформації тощо). У вимірювальній техніці широко використовуються як універсальні інтерфейси (паралельні та послідовні), так і спеціальні інтерфейси для вимірювальних ЗВТ – так звані приладні інтерфейси. Інтерфейс виконує в цифровій системі такі основні функції: синхронізація обміну інформацією, дешифрування адреси пристроїв вводу-виводу інформації, узгодження формату слів, дешифрування коду команд звертання до пристроїв пам'яті або пристроїв введення-виведення, електричне узгодження сигналів.

Хоча загалом передача інформації здійснюється послідовно у часі, однак така передача може відбуватися посимвольно, біт за бітом, або послідовно, наприклад, байт за байтом. У першому випадку маємо справу з послідовним інтерфейсом, з використанням двопровідної лінії передачі. У другому випадку для передачі слова використовують багатопровідну лінію (для передачі одного байта – 8 бітів необхідно що найменше 9 ліній) при цьому організацію передачі здійснює паралельний інтерфейс. Очевидно, що завдяки паралельній передачі (наприклад, восьми бітів), швидкість обміну інформації у паралельному інтерфейсі набагато вища, ніж у послідовному.

Приклади широковживаних послідовних інтерфейсів є універсальні стандартні інтерфейси RS232, RS485, в яких забезпечується повний дуплексний (двонаправлений) режим обміну інформацією, виявляються фальстартові посилки, перевіряється наявність помилок тощо. Довжина ліній зв'язку для інтерфейсу RS485 може сягати 1200 *м*.

Поширеними прикладом універсального паралельного інтерфейсу (а точніше послідовно-паралельний) є стандартний інтерфейс HPIB (Hewlett-Packard Interface Bus), розроблений фірмою Hewlett-Packard для обміну інформацією між вимірювальними засобами. З часом цей інтерфейс отримав міжнародне визнання і був затверджений як міжнародний стандарт IEEE-488-1978, IEC-625, МЕК-625. Для обміну інформації використовується магістраль, яка складається з шин (набору проводів): шини даних – 8 проводів (ліній), шини синхронізації – 3 проводи і шини керування – 5 проводів. Контролер інтерфейсу (може бути або персональний комп'ютер, або спеціальний процесорний пристрій) виконує функції керування – задає параметри і режими роботи засобів вимірювання, синхронізує запуск і відбір інформації від потрібного пристрою, може організовувати локальні обчислювальні системи, тощо, завдяки широким функціональним можливостям інтерфейсу – послідовне, паралельне опитування системи, тестування і генерування сигналів запиту на передавання, формування вторинних адрес і т.ін. Наяв-

ність великої кількості універсальних команд дають можливість використовувати інтерфейс приладів за найрізноманітнішими призначеннями. Такий інтерфейс передбачає паралельне під'єднання декількох пристроїв, довжина лінії передачі становить кілька метрів, швидкість передачі кілька сотень біт за секунду.

З метою здійснення швидкого пересилання та збирання вимірювальної інформації у великих системах наукових досліджень були створені спеціальні, так звані приладні, інтерфейси. Конструктивно всі пристрої збирання вимірювальної інформації виконуються у стандартних касетах з декількома типорозмірами їх ширини. Всі касети вставляються у спеціальні роз'єми шасі (блокового типу). Виводи роз'ємів мають стандартне призначення і їх контакти сполучені з лініями відповідних шин (інформаційних, адресних та керування). Інформація передається на невелику відстань (в межах цілого блока), тому забезпечується найбільша швидкість передачі – кілька десятків сотень мегабітів за секунду. Класичним прикладом приладного інтерфейсу є інтерфейс CAMAC, що був створений для вимірювальних систем при ядерних досліджень. Новим, значно вдосконаленим варіантом такого інтерфейсу є інтерфейс VME.

*Пристрої відображення інформації.* Результат вимірювання в цифрових засобах подається оператору за допомогою пристроїв відображення інформації ПВІ, які розділяються на аналогові, цифрові (рис. 9.25), алфавітно-цифрові та дисплейні. Аналоговий відлік (рис. 9.25,*а*) характеризується великою інформаційною надлишковістю, але сприймається людиною дуже швидко (соті частки секунди). Цифровий відлік (рис. 9.25,*а*) не має інформаційної надлишковості, є майже абстрактним, внаслідок чого сприймається людиною значно повільніше. Аналоговий відлік використовують здебільшого для отримання якісних характеристик вимірюваного процесу, а цифровий – для отримання його точних кількісних характеристик. У сучасних засобах вимірювання часто використовується як аналоговий, так і цифровий відлік з метою підсилення для користувача переваг їх обох.

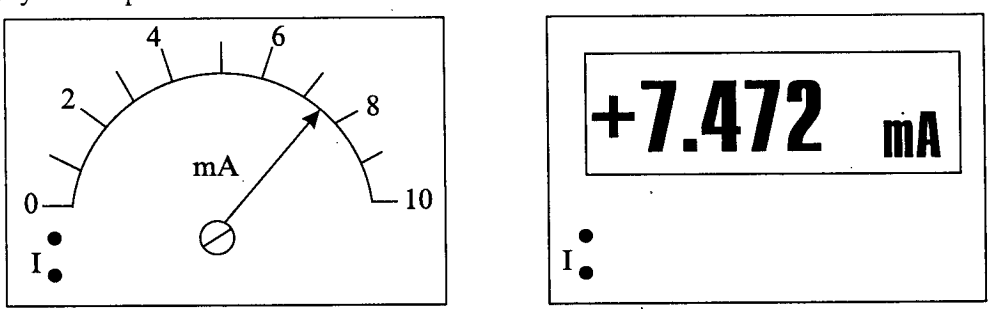



***Рис. 9.25.*** *Аналоговий та цифровий відлік*

Алфавітно-цифровий відлік характерний для складніших цифрових вимірювальних засобів і поєднує поряд з цифровим табло видачу словесних або ж символьних повідомлень, які полегшують оператору прийняття рішення про використання вимірювальної інформації, спрощують користування приладом тощо. Дисплейний відлік переважно використовується в цифрових засобах для вимірювання, контролю, аналізу проперебугу швидкоплинних процесів або в багатоканальних приладах. Широко використовуються також і дисплеї персональних комп'ютерів для індикації вимірювальної інформації в сучасних вимірювально-обчислювальних комплексах або ж системах її збору, опрацювання, реєстрації, зберігання та передачі на значні відстані.

Вакуумні катодолюмінесцентні індикатори, принцип дії яких полягає в низьковольтній люмінесценції катода під впливом потоку електронів, завдяки високій яскравості свічення, малим значенням напруги живлення та малому енергоспоживанню широко використовуються в цифрових засобах вимірювання. Напівпровідникові індикатори, в яких використовується свічення *p-n*-переходу при інжекції носіїв, мають меншу напругу живлення, дещо меншу яскравість свічення, порівняно з вакуумними катодолюмінесцентними індикаторами, також широко використовуються для побудови ПВІ. Принцип дії рідкокристалічних індикаторів заснований на зміні оптичних властивостей певних органічних сполук в електричному полі. Ці індикатори мають нехтовно мале енергоспоживання і тому використовуються переважно в переносній апаратурі. Їх великим недоліком є малий температурний діапазон використання, малий кут зчитування показів, а також незручність відліку при слабкому освітленні. У кольорових індикаторах значною мірою усунені недоліки чорно-білих рідкокристалічних індикаторів.

## 9.7. Сучасний рівень метрологічних характеристик цифрових засобів вимірювання

Завдяки відносній схемній простоті та можливості досягнення високих метрологічних властивостей АЦП з квантуванням частотно-часових параметрів приладобудівна промисловість багатьох країн світу серійно випускає на їх основі вимірювачі частоти, відношеня частот, періоду, проміжків часу, фази. Основні технічні характеристики визначаються, у першу чергу, параметрами генератора опорної частоти та швидкодією елементної бази. Блок керування сучасних цифрових приладів виконується, здебільшого, на базі мікропроцесорів або однокристальних мікро-ЕОМ, що дає змогу легкого розширення їх функціональних можливостей. Тому вимірювачі частотно-часових параметрів є мультиметрами, призначені для вимірювання частоти, періоду, проміжків часу, відношення (різниці) частот, фази. Виготовляють високочастотні (діапазон вимірюваних сигналів до десятків – сотень гігагерц) та низькочастотні (починаючи від

тисячних – десятитисячних герца) універсальні частотоміри. Наприклад, моделі 2741 та 2700 англійської фірми Solartron охоплюють вказані частотні діапазони і мають вбудовані прецизійні генератори опорної частоти високої часової стабільності: від $5 \cdot 10^{-10}$ *1/день* до $5 \cdot 10^{-7}$ *1/місяць*; чутливість по входу 30 *mB*; діапазон вимірювання фази 0...360° з роздільною здатністю 0,1°.

Серед цифрових приладів найточнішим є вольтметри постійного струму на основі АЦП з інтегруючим перетворенням, в тому числі типу сигма-дельта. Завдяки інтегруючому перетворенню вхідного сигналу суттєво послаблюється вплив зовнішніх та внутрішніх завад та шумів. Зокрема цифровий вольтметр моделі 7081 англійської фірми Solartron має такі характеристики: діапазон вимірювання напруги постійного струму від 10 *нВ* до 1000 *В* з похибкою не більшою ±0,00012 % (8 1/2 десяткових розрядів).

Цифрові мультиметри цієї фірми дають можливість вимірювання напруги постійного струму, постійного струму, напруги змінного струму, змінного струму, електричного опору; діапазон вимірювання діючого значення напруги змінного струму частотою від 1,5 *Гц* до 1 *МГц* – від 1 *мкВ* до 750 *В* з похибкою не більшою ±0,015 %; електричного опору постійного струму від 10 *мкОм* до 1 *ГОм* з похибкою не більшою ±0,00015 %. Технічна характеристика мультиметрів з ширшими функціональними можливостями (модель 7151 Solartron): напруга постійного струму від 100 *нВ* до 1000 *В* з похибкою ≤±0,002 %; діюче значення напруги змінного струму від 1 *мкВ* до 750 *В* з похибкою ≤±0,05 %; постійний струм від 1 *мкА* до 2 *А* з похибкою ≤±0,02 %; діюче значення змінного струму від 10 *мкА* до 2 *А* з похибкою ≤±0,05 %; електричний опір з чотири- та двопровідною лінією зв'язку від 1 *мОм* до 20 *МОм* з похибкою ≤±0,002 %; температуру в комплекті з платиновим термоперетворювачем опору від –200 до +600 °*С* з похибкою ≤±0,1 °*С*.

Одним з найточніших вимірювачів напруги є модель 2002 фірми Keithley роздільною здатністю 8 1/2 десяткових розрядів, з ОМР = 1 *нВ* на найнижчому діапазоні. Модель 2700 цієї ж фірми при вимірюванні напруги забезпечує роздільчу здатність 100 *нВ* в діапазоні 100 *мВ* (максимальний діапазон – 1000 *В*). За 90 днів роботи похибка приладу (в режимі вольтметра постійної напруги) не перевищує ±0,0025 % від виміряного значення напруги плюс ±0,0035 % від діапазону, нелінійність характеристики менше ±1 *ppm* від виміряного значення) плюс ±1 *ppm* від діапазону.

Метрологічні характеристики цифрових мультиметрів також досягли високого рівня. Зокрема, згадувана модель 2700 фірми Keithley забезпечує вимірювання електричного опору в діапазонах від 100 *Ом* до 100 *МОм* з роздільчою здатністю від

100 *мкОм* до 100 *Ом*, відповідно, при похибках, які не перевищують за 90 днів від ±0,008% (на старшому діапазоні – ±0,02%) від виміряного значення опору плюс ±0,0020 % (на старшому діапазоні – ±0,0030%) від діапазону. Діюче значення змінної напруги (True RMS) можна вимірювати діапазоні від 100 *мВ* до 750 *В* з роздільчою здатністю від 0,1 *мкВ* до 1 *мкВ* в частотних смугах від 3 *Гц* до 300 *кГц* при допустимій похибці на основному діапазоні (від 20 *Гц* до 20 *кГц*), що за 90 днів не перевищує ±0,06% від виміряного значення опору плюс ±0,03 % від діапазону. Мультиметр модель 2700 Keithley дає можливість вимірювати також силу постійного та змінного струмів, частоти та періоду сигналів, температуру з використанням 8-ми термоелектричних перетворювачів зі стандартними градуювальними характеристиками, а також резистивними та напівпровідниковими (термістори) перетворювачами температури.

RLC – параметри вимірюють, звичайно за допомогою приладів на основі АЦП зрівноважувального перетворення – цифрових мостів. Технічні характеристики на рівні кращих світових зразків (прилади фірми Hewlett-Packard, США) мають вітчизняні мости заводу "Точелектроприлад", м. Київ, типів Р5016, Р5038, Р5030.

# Розділ 10
# ВИМІРЮВАЛЬНІ МОСТИ ТА ВИМІРЮВАЛЬНІ КОМПЕНСАТОРИ

## 10.1. Вимірювальні мости постійного струму

Мостові схеми є однією з найпоширеніших реалізацій диференціального (різницевого) методу вимірювань.

Найпростішою схемою моста є схема так званого одинарного моста (рис. 10.1,*а*). Резистори *R1, R2, R3* і *R4* (їх називають плечами моста) з'єднують у коло. Точки з'єднання опорів називають вершинами моста. До двох протилежних вершин під'єднують джерело живлення GB, а до двох інших – нуль-індикатор, які утворюють, відповідно, діагональ живлення та індикаторну діагональ.

Залежно від наявності чи відсутності напруги в індикаторній діагоналі у момент відліку вимірюваної величини мости поділяють на зрівноважені і незрівноважені. Незрівноважені мости знайшли переважне застосування при вимірюваннях неелектричних величин, попередньо перетворених на електричний опір, а також в процентних мостах, що вимірюють відхилення опору від номінального значення.

Зрівноважені мости є засобами точних вимірювань електричних опорів. Умовою рівноваги моста є рівність нулю різниці напруг між точками $A$ і $B$, що спостерігається при

$$R_1 R_3 = R_2 R_4.$$

Оскільки умова рівноваги моста визначається лише співвідношенням опорів плеч моста і не залежить від напруги джерела живлення, то до джерел живлення не висуваються жодних спеціальних вимог. Завдяки цій особливості мостові вимірювальні кола знайшли широке практичне застосування.

Якщо один із опорів плеч моста є невідомим, то його значення можна визначити через опори інших трьох плеч, наприклад,

$$R_x = R_1 = R_4 \frac{R_2}{R_3}.$$

Як видно з цього рівняння, значення опору $R_x$ прирівнюється до значення опору $R_4$ у масштабі відношення $R_2/R_3$. Плечі $R_x$ *і* $R_4$, суміжні в мостовій схемі, називають плечами порівняння (найчастіше цю назву застосовують тільки до плеча $R_4$). Два інші су-

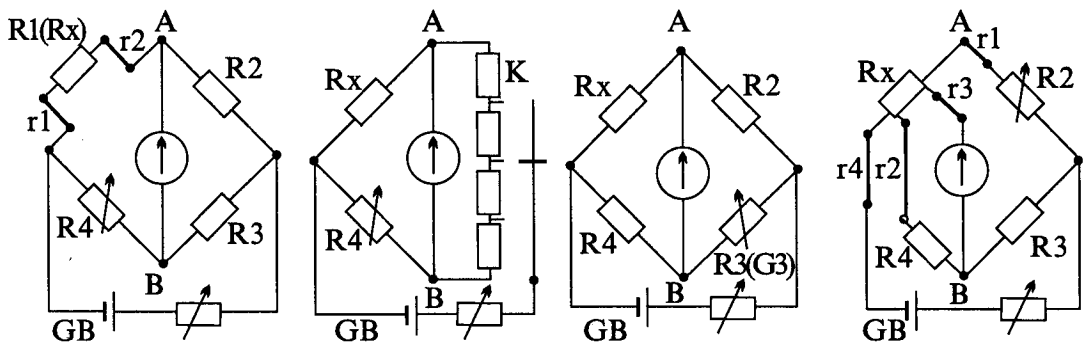
міжні між собою плечі моста, опори яких входять до рівняння у вигляді відношення $R_2/R_3$, називають плечами відношення.

У широкодіапазонних одинарних мостах постійного струму плече порівняння виготовляють у вигляді важільного магазину опорів, який використовують для плавного ручного зрівноважування моста. Сумарний опір плеча порівняння становить здебільшого 10 000 *Ом*, а дискретність – 0,1; 0,01 або 0,001 *Ом*. Необхідне відношення $R_2/R_3$ встановлюється незалежною зміною кожного з них, якщо вони виконані, наприклад, у вигляді штепсельних магазинів опору (тоді $R_2$ і $R_3$ можуть мати 10, 100, 1000 і 10000 *Ом*), або зміною відношення опорів цих плеч при незмінній сумі $R_A + R_B$ (тоді відношення $R_2/R_3$ подається у вигляді коефіцієнта $K$, значення якого здебільшого дорівнює 0,01; 0,1; 1; 10 або 100).

На рис. 10.1,*в* подано схему одинарного моста, в якому регулювальним є плече, протилежне до $R_x$. Такі мости часто називають мостами добутку чи мостами провідності, оскільки вимірюваний опір визначається за формулою:

$$R_x = R_1 = R_2 R_4 \frac{1}{R_3} = R_2 R_4 G_3.$$

Такі мости знайшли переважне застосування в автоматичних цифрових мостах постійного струму (рис. 10.8).




*а)* *б)* *в)* *г)*

***Рис. 10.1.*** *Принципові схеми одинарних мостів постійного струму*

Нижня границя вимірювання одинарних мостів за найпростішою двозатискачевою схемою ввімкнення вимірюваного опору обмежується похибками, які вносять опори $r_1$ і $r_2$ з'єднувальних дротів і перехідних контактів і переважно буває не нижче ніж 50 *Ом*. Використання чотиризатискачевої схеми увімкнення (рис. 10.1,*б*) дає можливість розширити нижню границю вимірювань одинарних мостів до 0,5...0,001 *Ом*. Дійсно, в момент рівноваги опори з'єднувальних дротів $r_3$ і $r_4$ не впливають у цій схемі на результат вимірювань, оскільки вони увімкнені в діагоналях моста відповідно послідовно з

джерелом живлення і нуль-індикатором, а вплив опорів $r_1$ і $r_2$ значно зменшується внаслідок того, що вони додаються до плеч моста, які вибирають значно більшими від $R_x$. Щоб звести цей вплив до мінімального, у деяких мостах опори плеч $R_2$ і $R_4$ зменшують заздалегідь на значення опору $r_к$ каліброваних з'єднувальних дротів, за допомогою яких вимірювані опори під'єднуються до моста.

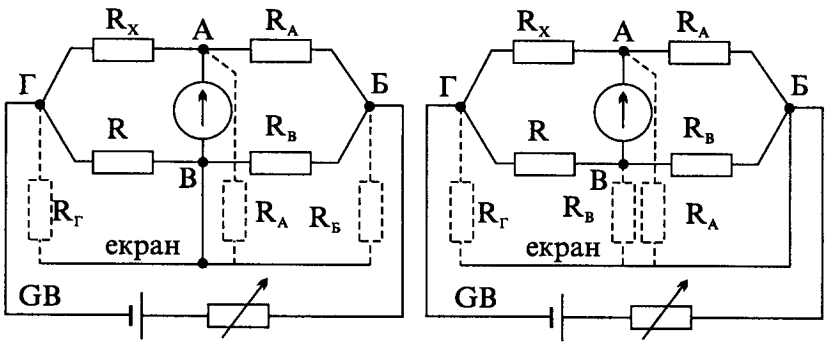



*Рис. 10.2. Захист мостів постійного струму від струмів витоку*

Верхня границя вимірювань одинарного моста постійного струму, який не має захисту від впливу струмів витоку через опори ізоляції, не перевищує $10^5$ *Ом*. Суттєве зменшення цих струмів і можливість розширення верхньої границі вимірювань до $10^{14}...10^{15}$ *Ом* досягається розміщенням вимірювальних декад плеч моста на загальному екрані (зазвичай це металева панель самого приладу), який при вимірюванні великих опорів з'єднується з екранами вимірюваного опору, нуль-індикатора, а також джерела живлення. Екран моста електрично з'єднаний з одною із вершин моста – *В* або *Б* (рис. 10.2.). У мості за схемою, поданою на рис. 10.2,*а*, через опір ізоляції $R_a$ для зрівноваженого моста витоку струму не буде, оскільки в цьому випадку вершини *А* і *В*, а також екран моста мають однакові потенціали. Для незрівноваженого моста опір ізоляції $R_a$, шунтуючи гальванометр, може привести лише до деякої зміни чутливості, якщо використовується гальванометр з дуже високим внутрішнім опором. В цій же схемі опори ізоляції $R_г$ і $R_б$ будуть шунтувати порівняно невеликі опори плеч моста і їх шунтувальний вплив буде незначним. У схемі (рис. 10.2,*б*) опір $R_г$ шунтує джерело живлення і не впливає на результат вимірювання, а опори $R_a$ і $R_б$ шунтують порівняно низькоомні опори плеч моста.

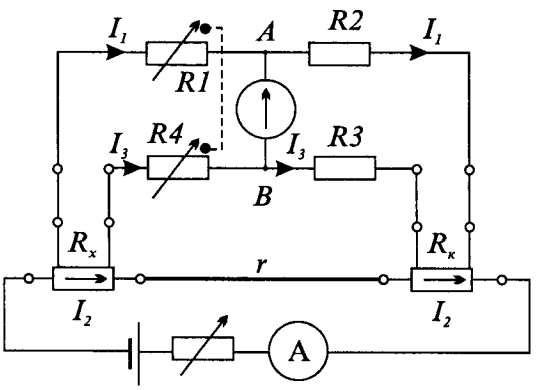



*Рис. 10.3. Принципова схема подвійного моста постійного струму*

Для вимірювань опорів в діапазоні від 100 до $10^{-7}...10^{-8}$ *Ом* застосовують подвійні (шестиплечі) мости постійного струму (рис. 10.3).

Для зрівноваженого подвійного моста ($U_{AB} = 0$ або $I_Г = 0$) маємо

$$I_1R_1 = I_1R_x + I_3R_4;$$

$$I_1R_2 = I_2R_N + I_3R_3;$$

$$I_3 (R_3 + R_4) = (I_2 - I_3) r.$$

Розв'язавши ці рівняння відносно $R_x$, одержують:

$$R_x = R_N \frac{R_1}{R_2} + \frac{R_3 r}{r + R_3 + R_4}\left(\frac{R_1}{R_2} - \frac{R_4}{R_3}\right) = R_N \frac{R_1}{R_2} + d,$$

нехтуючи членом $d$ маємо:

$$R_x = R_N \frac{R_1}{R_2}.$$

Для того, щоб $d = 0$, потрібно забезпечити:

$$\frac{R_1}{R_2} - \frac{R_4}{R_3} = 0.$$

З цією метою опори плеч $R_1$ і $R_4$, а також $R_2$ і $R_3$ вибирають попарно рівноважними. Слід однак пам'ятати, що рівності $R_1 = R_4$, $R_2 = R_3$ можна забезпечити лише з певною точністю, яка залежить від точності підгонки цих опорів. Тому при вимірюваннях дуже низьких опорів необхідно враховувати можливість впливу члена $d$ на результат вимірювання і прийняти додаткові міри для усунення цього впливу.

Особливістю подвійних мостів є також і те, що вони допускають вимірювання малих значень опорів при великому струмовому навантаженні, чим суттєво відрізняються від одинарних мостів.

Основні параметри і технічні вимоги до мостів постійного струму регламентуються ДСТУ. Згідно з цим стандартом границя допустимого значення основної похибки, вираженої в процентах від значення вимірюваної величини, нормується одно- або двочленною формулою:

$$\delta = \pm c \text{ або } \delta = \pm\left[c + d\left(\frac{R_к}{R_x} - 1\right)\right],$$

де $c$ і $d$ – числові коефіцієнти, які характеризують похибку моста; $R_к$ – кінцеве значення опору даного діапазону вимірювань; $R_x$ – вимірюваний опір.

Конструктивно сучасні мости постійного струму виготовляють, в основному, в металевому корпусі. На панелі розміщують ручки декадного важільного магазина опору (плече порівняння), штепсельний або важільний перемикач плечей відношення, а також всі необхідні перемикачі і затискачі для перемикання вимірюваного опору, зовнішнього

гальванометра, джерела живлення. Деякі типи мостів (переважно переносні) випускаються з вмонтованими гальванометром і джерелом живлення (від акумуляторної батареї гальванічних елементів або через випрямляч від мережі змінного струму).

Переносні мости постійного струму є класів точності від 0,1 до 5 залежно від значень вимірюваних опорів в діапазоні $10^{-4}...10^{5}$ *Ом*. Лабораторні мости є класів точності від 0,005 до 0,01. Діапазон вимірювань одинарними мостами становить від $10^{-3}$ до $10^{8}$ *Ом*, а спеціальними високоомними мостами – до $10^{16}$ *Ом*, подвійними мостами – від $10^{2}$ до $10^{-8}$ *Ом*, причому в діапазоні $10^{2}...10^{-5}$ *Ом*– з похибкою 0,005...0,05%, а в діапазоні $10^{-5}...10^{-8}$ *Ом* – з похибкою 0,1...5%.

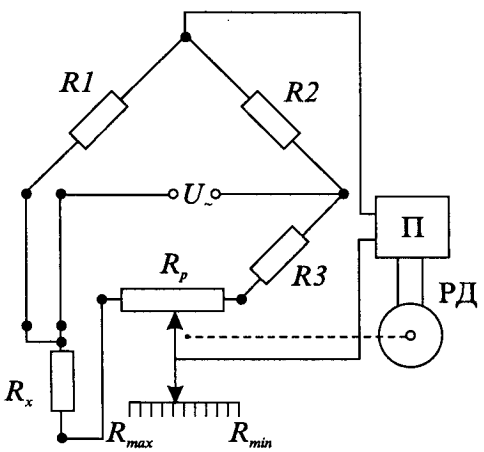



***Рис. 10.4.*** *Схема автоматичного моста*

Зрівноваження мостів постійного струму може бути автоматизоване. Автоматичні мости набули широкого застосування для вимірювання неелектричних величин, попередньо перетворених у зміну електричного опору. Найпростіша схема автоматичного моста подана на рис. 10.4. Якщо елементи схеми моста мають незначні залишкові реактивності, то міст доцільно живити від джерела змінної напруги промислової частоти. Тоді напруга розбалансу моста подається беспосередньо на підсилювач змінного струму. Якщо ж елементи схеми (а це здебільшого досліджуваний опір $R_x$) мають значні залишкові реактивності, то міст треба живити від джерела сталої напруги, а напруга розбалансу подається тоді на підсилювач після її попереднього перетворення у напругу змінного струму. Підсилена напруга надходить до керуючої обмотки реверсивного двигуна РД, ротор якого пов'язаний з повзунком реохорда і покажчиком приладу. Ротор двигуна обертатиметься доти, доки не наступить рівновага моста і напруга розбалансу дорівнюватиме нулю.

Зведена похибка автоматичних мостів у кращому випадку дорівнює 0,25%, швидкодія – 0,25с.

Розвиток мостових засобів вимірювань постійного та змінного струму за останній час йде по шляху побудови автоматичних цифрових приладів.

На рис. 10.5 наведена схема цифрового моста постійного струму (омметра). Це чотириплечий міст, два плеча якого містять відповідно резистори $R_{21}$, $R_{22}...R_{2n}$ та $R_{41}$, $R_{42}...R_{4m}$. Ці резистори вмикаються та вимикаються за допомогою електромеханіч-

них реле або ручним перемикачем. Отже, вибирають піддіапазон вимірювань, який відповідає значенню вимірюваного опору. Міст зрівноважується регулюванням опорів плеча провідності, що містить ряд віток провідностей $G_1$, $G_2 \ldots G_n$, співвідношення між якими вибрано так, шо комбінуючи положення ключів, можна забезпечити будь-яке значення провідності від 0 до $G_{\max} = \sum_{i=1}^{n} G_i$ .

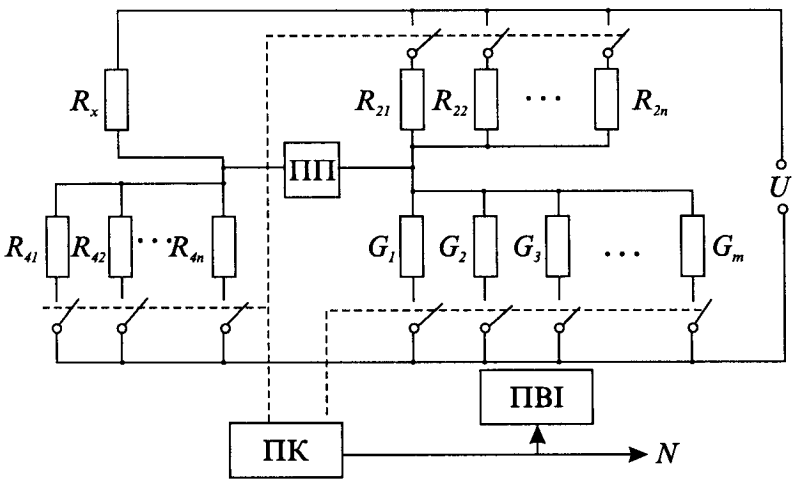



***Рис. 10.5.*** *Схема цифрового моста*

Якщо стан ключа характеризувати коефіцієнтом $a_i = 0$ для розімкненого ключа і $a_i = 1$ для замкненого ключа, то рівняння, що пов'язує провідність із станом ключів в плечі провідностей, можна записати:

$$G = \sum_{i=1}^{n} a_i G_i ,$$

а умова рівноваги моста:

$$\frac{R_x}{G} = R_2 R_4 ,$$

звідки

$$R_x = R_2 R_4 G.$$

Значення провідності плеча провідностей однозначно визначається станом ключів, тобто значенням коефіцієнтів $a_i$. Відповідно до значень цих коефіцієнтів у пристрої керування формується код $N$, який відповідає значенню вимірюваного опору. Код $N$ надходить на цифровий відліковий пристрій. Зрівноваження цифрового моста відбувається автоматично за командами пристрою керування ПК та пристрою порівняння ПП.

Цифрові мости постійного струму забезпечують похибку вимірювання близько 0,001%.

## 10.2. Мости змінного струму

Мости змінного струму призначені в основному для вимірювань комплексних опорів. Найпростішими і найпоширенішими є чотириплечі мости змінного струму (рис. 10.6). Рівняння рівноваги такого моста має вигляд:

$$\dot{Z}_1\dot{Z}_3 = \dot{Z}_2\dot{Z}_4,$$

де $\dot{Z}_1$, $\dot{Z}_2$, $\dot{Z}_3$, $\dot{Z}_4$ – комплексні значення опорів плеч моста.

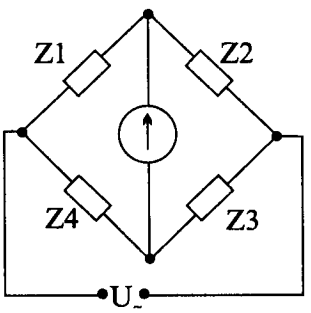



***Рис. 10.6.*** *Схема моста змінного струму*

Виразивши комплексний опір як $\dot{Z} = Z\,e^{j\varphi}$, отримаємо умову рівноваги моста

$$Z_1 Z_3 e^{j(\varphi_1+\varphi_3)} = Z_2 Z_4 e^{j(\varphi_2+\varphi_4)}.$$

Остання рівність виконується при

$$Z_1 Z_3 = Z_2 Z_4 \quad \text{і} \quad \varphi_1 + \varphi_3 = \varphi_2 + \varphi_4.$$

Якщо перша рівність визначає необхідне співвідношення модулів, то друга – співвідношення фазових зсувів і показує також, якого характеру повинні бути елементи окремих плеч (ємнісного, індуктивного або чисто активного), щоб забезпечувалась можливість рівноваги моста.

Реальний комплексний електричний опір є досить складним об'єктом як і з зосередженими, так і з розподіленими параметрами, однак у більшості випадків досліджуваний комплексний опір (опір конденсаторів, котушок індуктивності) можна подати у вигляді еквівалентної схеми заміщення, що містить ємність $C$ чи індуктивність $L$, які послідовно або паралельно з'єднані з електричним опором $R$ (послідовна або паралельна схеми заміщення).

Отже, у випадку зображення комплексного електричного опору у вигляді двох складових для зрівноваження моста змінного струму необхідно мати в складі його плеч два регулювальні елементи: регулювальний зразковий опір та регулівну зразкову ємність (або індуктивність).

Враховуючи вищесказане та позначивши $\dot{Z} = R + jX$, отримаємо інше рівняння для умови рівноваги моста змінного струму:

$$(R_1 + jX_1)(R_3 + jX_3) = (R_2 + jX_2)(R_4 + jX_4).$$

А після розділення дійсних та уявних складових отримаємо умову рівноваги у вигляді двох рівнянь:

$$R_1R_3 - X_1X_3 = R_2R_4 - X_2X_4;$$

$$R_1X_3 + R_3X_1 = R_2X_4 + R_4X_2.$$

У загальному випадку для зрівноваження моста змінного струму необхідно змінювати по черзі значення двох регулювальних елементів плеч моста (активного та реак-

тивного опорів). Мірою досконалості моста відносно швидкості досягнення рівноваги є так звана *збіжність*, яка характеризується кількістю почергових регулювань, необхідних для досягнення умови рівноваги.

У реальних конструкціях важливо мати такі співвідношення параметрів плеч моста, щоб складові вимірюваного опору могли бути визначені незалежно одна від іншої через відомі значення регулювальних елементів плеч моста, які в цьому випадку можна проградуювати в значеннях відповідних складових вимірюваної величини. Такі мости називають мостами з незалежним відліком.

Умови рівноваги мостів змінного струму можуть бути залежними або незалежними від частоти напруги живлення. Мости, в яких умова рівноваги не залежить від частоти, називають частотно-незалежними, а ті, в яких присутня така залежність, – частотно-залежними. Останні використовуються також і для вимірювання частоти.

Відповідно до умов рівноваги в схемах мостів змінного струму для вимірювання ємності і кута втрат конденсаторів, індуктивності і добротності котушок індуктивності передбачаються різні варіанти ввімкнення в плечі моста досліджуваних елементів та зразкових мір опорів та ємностей.

Промислові мости змінного струму переважно роблять універсальними, які об'єднують декілька вказаних вимірювальних схем. Такі, наприклад, мости типу Р5016. Вони призначені для вимірювань комплексних опорів, ємності, індуктивності, тангенса кута втрат і тангенса кута зсуву фаз між векторами напруги і струму. Діапазон вимірювань: ємності $10^{-9}...10^{2}$ *мкФ*, індуктивності $10^{-7}...10^{2}$ *Гн,* опору $10^{-2}...10^{6}$ *Ом*, тангенса кута втрат і тангенса кута зсуву фаз $10^{-4}...1$; робочі частоти 1, 5, 10 і 50 *кГц*; основна похибка вимірювання на частоті 1 *кГц*: ємності 0,02%, індуктивності 0,05%, опору 0,1%, тангенса кута втрат 1%.

Останнім часом для точних вимірювань параметрів кіл змінного струму, а також для вимірювань неелектричних величин і магнітних характеристик матеріалів застосовують трансформаторні мости. Спрощена схема трансформаторного моста подана на рис. 10.7.

Обмотки $W_1$ і $W_2$ трансформатора $T_1$ та обмотки $W_3$ і $W_4$ трансформатора $T_2$ конструктивно виконані з тісним індуктивним зв'язком, що й забезпечує високу точність відношення їх витків в широкому частотному діапазоні (до сотень МГц). При рівновазі моста (нульових показах нуль-індикатора НІ) значення вимірюваного опору $Z_x$ визначається як

$$Z_x = Z_0 \frac{W_1}{W_2} \cdot \frac{W_3}{W_4}.$$

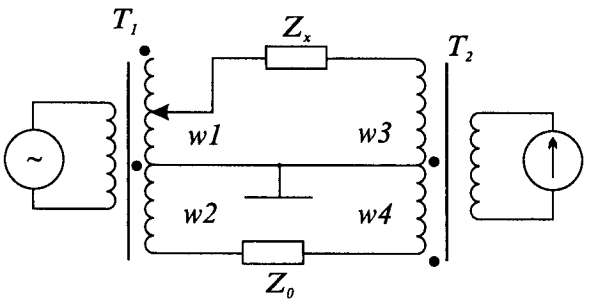



*Рис. 10.7. Спрощена схема трансформаторного моста*

Основними перевагами всіх трансформаторних мостів є висока стабільність плечей відношення (відношення кількості витків), малий вплив на них температури та струмів витоку, можливість зрівноважування моста зміною кількості витків обмотки і використання зразкових мір сталого значення, широкий частотний діапазон (до сотень *МГц*). Схеми таких мостів дозволяють проводити вимірювання в окремих випадках з точністю до 0,01…0,002%.

Цифрові мости змінного струму мають вимірювальне коло також у вигляді чотириплечого моста з двома плавнорегульованими елементами плеч моста відповідно до принципу дії моста змінного струму, а процес зрівноваження безумовно складніший, ніж в цифрових мостах постійного струму. Цифрові мости змінного струму призначені для вимірювань ємності, тангенса кута діелектричних втрат, індуктивності, опору, сталої часу, а також для допускового контролю ємності, індуктивності та кута втрат при розбракуванні цих елементів під час їх виробництва.

## 10.3. Компенсатори напруги постійного струму

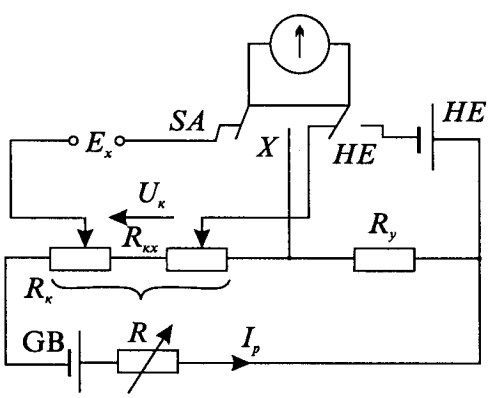



*Рис. 10.8. Схема компенсатора постійного струму*

Принцип дії компенсатора напруги постійного струму (рис. 10.8) полягає у тому, що вимірювана ЕРС (або напруга $U_x$) зрівноважується відповідним спадом напруги $U_к = I_p R_к$ на компенсаційному опорі $R_к$ при проходженні через нього струму $I_p$ від зовнішнього джерела напруги GB. У момент рівноваги, який досягається регулюванням компенсаційної напруги показ гальванометра, увімкнутого в досліджуване коло (перемикач SA – у положенні X), дорівнюватиме нулю. Тоді

$$E_x = U_к = I_p R_{кх},$$

де $R_{кх}$ – частина компенсаційного опору, з якого знімають компенсаційну напругу.

Значення компенсаційної напруги може бути визначене за положенням декадного перемикача компенсаційного опору, тобто за значенням $R_{кх}$ лише за умови, що через $R$

протікає робочий струм $I_p$ точно відомого значення. Для встановлення робочого струму перемикач SA встановлюють у положенні НЕ і за допомогою регулювального резистора $R$ досягають того, щоб напруга на установчому опорі $R_y$ дорівнювала ЕРС нормального елемента НЕ, про що засвідчить нульовий показ гальванометра. Тоді

$$I_p = \frac{E_{HE}}{R_y},$$

а

$$E_x = U_к = \frac{E_{HE}}{R_y} R_{кх} = E_{HE} \frac{R_{кх}}{R_y}.$$

Отже, вимірювання $E_x$ зводиться до порівняння його значення зі значенням ЕРС нормального елемента в масштабі відношення $R_{кх} / R_y$, а похибка вимірювання $E_x$ визначається сумою похибок ЕРС нормального елемента та похибкою відношення $R_{кх} / R_y$.

Границя допустимої основної похибки в процентах для компенсаторів зі значенням сталої $c$, що дорівнює 0,0001…0,05, визначається за двочленною формулою

$$\delta U = \pm\left[c + d\left(\frac{U_K}{U} - 1\right)\right],$$

де $d = 40\frac{U_{\min}}{U_K}$ для компенсаторів із сталою $c$ від 0,0001 до 0,02 та $d = 50\frac{U_{\min}}{U_K}$ для компенсаторів із сталою $c$ =0,05; $U_к$ – верхня границя вимірювання; $U$ – показ потенціометра; $U_{min}$ – дискретність наймолодшої декади компенсатора.

Границя допустимої основної похибки для компенсаторів зі сталою $c$ = 0,1 нормується одночленною формулою

$$\delta U = \frac{100\Delta U}{U_к} = c.$$

Компенсатори постійного струму можуть бути поділені на дві групи: компенсатори великого опору і компенсатори малого опору. У перших опір робочих кіл (компенсаційних декад) досягає 10000 *Ом* на 1 *В*, їх робочий струм здебільшого дорівнює $10^{-4}$ *А*. Верхня границя вимірювання таких компенсаторів 1,2…2,5 *В*. Компенсатори малого опору при верхній границі вимірювання десятки мілівольт мають робочий струм 1…25 *мА*.

Слід відмітити дуже важливу властивість компенсаторів, яка полягає у тому, що в момент компенсації струм у вимірювальному колі практично відсутній, від досліджуваного об'єкта практично не споживається енергія.

Основні вимоги, які ставляться до компенсаційних декад полягають у необхідності такої їх структури, яка б забезпечувала незмінність робочого струму при регулюванні компенсаційної напруги та достатньої кількості знаків відліку. Для забезпечення вказаних вимог у багатодекадних компенсаторах застосовують спеціальні схеми з'єднання компенсаційних опорів, наприклад, схеми із заміщувальними декадами (рис. 10.9). Для збереження незмінності робочого струму під час зрівноважування тут, крім основних декад (з яких знімають компенсаційну напругу), передбачені заміщувальні з такими ж значеннями опорів, як основні. Основні і заміщувальні декади з'єднані електрично і виконані конструктивно так, щоб при зміні положення контактних щіток опір в колі робочого струму, а тим самим і робочий струм компенсатора залишались незмінними.

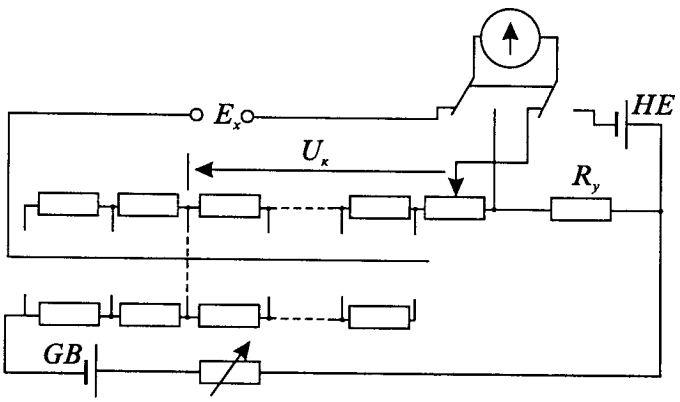



***Рис. 10.9.*** *Схема ввімкнення заміщувальної декади*

Наведена схема компенсаційних опорів має той недолік, що в колі компенсаційної напруги $U_к$ знаходяться контакти з тертям, що може бути джерелом паразитних ЕРС. Тому такі схеми можуть бути лише у порівняно високоомних компенсаторах, коли перехідні опори малі порівняно з великим опором $R_к$, а компенсаційні напруги $U_к$ великі порівняно з можливими паразитними ЕРС.

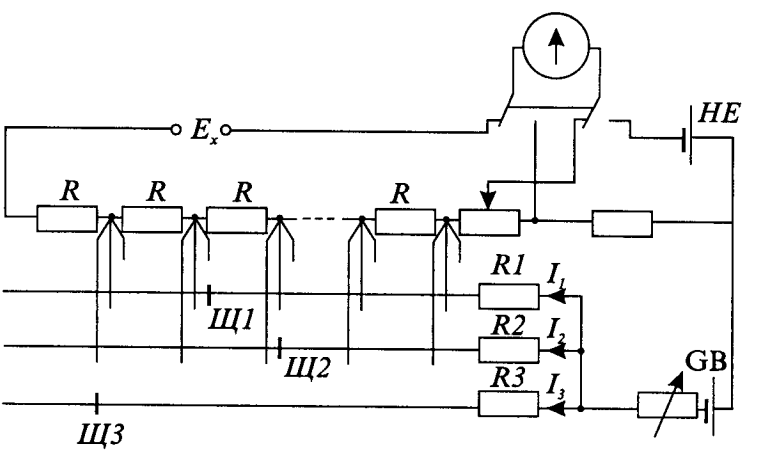



***Рис. 10.10.*** *Схема ввімкнення компенсаційних опорів з накладанням струму*

Можливість отримати декілька знаків відліку за допомогою однієї декади опорів забезпечує схема компенсаційних опорів з накладанням струмів (рис. 10.10). Дійсно, якщо через опори $R$ компенсаційної декади протікають струми $I_1$, $I_2$ і $I_3$, то спад напруги на них буде дорівнювати сумі спадів напруг, викликаних протіканням кожного із струмів. Якщо

$$I_1 : I_2 : I_3 = 1 : 0{,}1 : 0{,}01,$$

то значення компенсаційної напруги буде

$$U_к = I_1 n_1 R + I_2 n_2 R + I_3 n_3 R = I_1 R(n_1 + 0{,}1 n_2 + 0{,}01 n_3),$$

де $n_1$, $n_2$, $n_3$ – положення контактних щіток $Щ_1$, $Щ_2$, $Щ_3$, які визначають кількість резисторів $R$, через які протікають відповідні струми $I_1$, $I_2$, $I_3$.

Недоліком схеми компесаційних декад з накладанням струмів є деяка залежність робочого струму від положення щіток декадних перемикачів. Для зменшення цієї залежності опори резисторів $R_1$, $R_2$, $R_3$ беруть значно більшими за опір резисторів $R$, а компенсаційні опори з накладанням струмів використовують лише в останніх наймолодших декадах багатодекадного компенсатора.

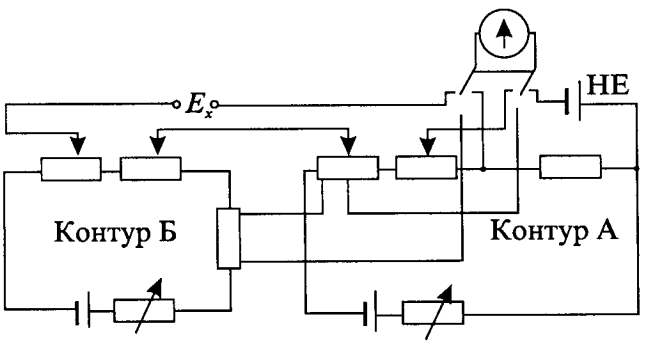



***Рис. 10.11.*** *Схема двоконтурного компенсатора*

Один із способів побудови сучасних багатодекадних компенсаторів полягає у використанні декількох компенсаційних контурів, які живляться від окремих джерел напруги. Найпростіша схема двоконтурного компенсатора зображена на рис. 10.11. Робочий струм у контурі А встановлюється порівнянням спаду напруги на установчому опорі $R_{уА}$ з ЕРС нормального елемента НЕ. Встановлення робочого струму в контурі Б здійснюється порівнянням спаду напруги на установчому опорі $R_{уБ}$ і спаду напруги на одному ступені наймолодшої компенсаційної декади контура А.

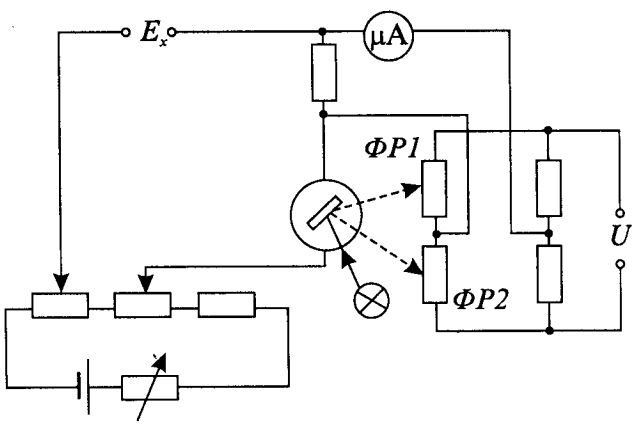



***Рис. 10.12.*** *Схема напівавтоматичного компенсатора*

Таких контурів може бути декілька, але на практиці застосовують не більше трьох, як у восьмидекадному компенсаторі Р332 класу точності 0,0005.

У наш час широкого розповсюдження отримали напівавтоматичні компенсатори (рис. 10.12). Зрівноваження основної частини вимірювальної напруги здійснюється тут ручним способом, а не-

скомпенсована її частина вимірюється за допомогою гальванометричного мікроамперметра.

Крім компенсаторів з ручним зрівноважуванням та напівавтоматичних, існують також самозрівноважувальні автоматичні компенсатори, призначені переважно для вимірювань неелектричних величин.

Сьогодні описані вище компенсатори напруги постійного струму поступово замінюються калібраторами напруги. Це пояснюється потенційно вищими метрологічними характеристиками калібраторів порівняно з компенсаторами. Дійсно, якщо у компенсаторі компенсаційна напруга формується як спад напруги на прецизійному магазині опорів від номінального робочого струму, значення якого встановлюється за прецизійним джерелом напруги, то в калібраторах – як вихідна напруга подільника, до входу якого під'єднується прецизійне джерело напруги. Таким чином в калібраторах усунена додаткова вимірювальна операція перетворення напруги на струм. Крім того, точність резистивних подільників напруги може бути на порядок вищою від точності магазина опорів, оскільки в подільнику потрібно забезпечити точність відношення опорів.

## 10.4. Компенсатори напруги змінного струму

Принцип роботи компенсаторів напруги змінного струму, як і постійного, полягає у зрівноваженні вимірюваної напруги $U_x$ відомою напругою $U_к$.

Рівноваги двох змінних величин може бути досягнуто тільки тоді, коли їх частоти і амплітудні значення однакові, а фази протилежні.

Для того, щоб частоти були однакові (частоти вимірюваної і компенсаційної напруги), живлення досліджуваного об'єкта та вимірювального кола компенсатори здійснюють від спільного джерела напруги, розділяючи ці кола гальванічно. Враховуючи, що форми напруг $U_x$ і $U_к$, утворених у різних електричних колах, можуть дещо відрізнятись від синусоїди, для фіксації моменту рівноваги використовують частотновибіркові індикатори змінного струму, налагоджені на основну гармоніку.

Відповідно до двох форм запису векторних величин у полярних та прямокутних координатах існує два способи зрівноваження вимірюваної напруги і два різновиди компенсаторів змінного струму – полярно- та прямокутно-координатні.

Нехтуючи вищими гармоніками, вимірювану напругу можна зобразити у комплексній формі:

$$\dot{U}_x = U_x e^{j\varphi_x} \quad \text{або} \quad \dot{U}_x = U_{xx} + jU_{xy}.$$

Вона зрівноважується однаковою за модулем і протилежною за фазою напругою

$$\dot{U}_к = U_к e^{j(\pi+\varphi_к)} \quad \text{або} \quad \dot{U}_к = -\left(U_{кx} + jU_{кy}\right).$$

У наш час найрозповсюдженішими є прямокутно-координатні компенсатори (рис. 10.13). Напруга $U_{кх}$ створюється тут робочим струмом $I_{рх}$, який протікає через компенсаційний опір (реохорд) $R_{кх}$, і збігається з робочим струмом за фазою. Для отримання напруги $U_{ку}$ використовується котушка взаємної індуктивності $M$, у вторинному колі якої знаходиться компенсаційний опір (реохорд) $R_{ку}$. У момент рівноваги спостерігається рівність

$$|U_x| = U_{кх}, \text{ а } |U_{xy}| = U_{ку}.$$

Встановлення робочого струму здійснюють за допомогою амперметра.

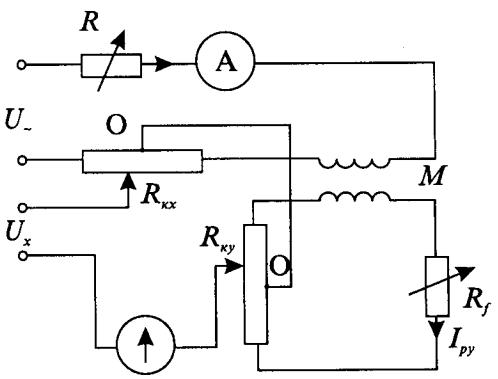



***Рис. 10.13.*** *Схема прямокутно-координатного компенсатора*

Основне призначення компенсаторів змінного струму – дослідження малопотужних кіл змінного струму. За їх допомогою можна безпосередньо вимірювати ЕРС і напругу, а опосередковано струм, магнітний потік, індукцію, напруженість магнітного поля, повний, активний та реактивний опори тощо.

Для вимірювань на промисловій частоті широке розповсюдження отримали прямокутно-координатні компенсатори змінного струму Р56/2 з границями вимірювань по кожній осі координат – від 0 до 0,16 *В* і від 0 до 1,6 *В*. Допустима похибка показу компенсатора для значень напруг, які знімаються з кожного із двох вимірювальних кіл при робочому струмі 0,5 А

$$\delta = \pm (1 \times 10^{-3} U + 0{,}5\Delta U),$$

де $U$ – показ компенсатора; $\Delta U$ – ціна поділки реохорда.

# *Частина III*
# ВИМІРЮВАННЯ ЕЛЕКТРИЧНИХ ВЕЛИЧИН

## Розділ 11
## ВИМІРЮВАННЯ СТРУМУ, НАПРУГИ ТА ЗАРЯДУ

### 11.1. Загальні відомості

Діапазон значень струмів та напруг, які необхідно вимірювати в сучасній практичній діяльності, дуже широкий: від часток пікоампер до сотень кілоампер і від часток нановольт до одиниць мегавольт.

Вимірювання малих струмів, напруг та зарядів є типовою задачею, що виникає під час роботи з різними первинними перетворювачами фізичних величин – тензорезистивними, терморезистивними, п'єзоелектричними, іонізаційними, при дослідженні біопотенціалів, при випробуваннях ізоляційних матеріалів тощо. До малих струмів, напруг та зарядів здебільшого належать струми від $10^{-18}$ до $10^{-5}$ *А*, напруги – від $10^{-10}$ до $10^{-5}$ *В*, кількості електрики – від $10^{-12}$ до $10^{-5}$ *Кл*. Нижні границі вказаних діапазонів відповідають реально досяжним порогам чутливості відповідних вимірювальних приладів.

Найчастіше доводиться вимірювати практично сталі в часі величини (малі струми та напруги). Хоча на практиці зустрічаються також задачі, зв'язані з вимірюваннями малих змінних величин у частотному діапазоні до декількох сотень кілогерц.

Найпоширеннішими є лабораторні та промислові вимірювання постійних та змінних струмів і напруг середньої області діапазону їх значень, тобто струмів від одиниць міліампера до 100... 200*А*, напруги – від 0,1 *мВ* до 1000 *В*.

Сучасна практика та наукові дослідження вимагають вимірювань високих та надвисоких напруг – до 10 *МВ*, та великих струмів – до 0,5...2 *МА*. Напруги та струми при цьому можуть бути постійними або змінними (звичайно промислової частоти 50 *Гц*). Вимірювання великих постійних струмів – до 200...500 *кА* широко практикується при електролізі алюмінію, великі змінні струми – до 150...200 *кА* спостерігаються в потужних дугових електропечах. Вступили до ладу лінії електропередач з напругою 1,2...1,5 *МВ*.

Вибір вимірювальних приладів повинен здійснюватись, враховуючи відповідність їх властивостей до конкретних умов вимірювань, а також особливості методик вимірювань.

## 11.2. Вимірювання постійних струму та напруги

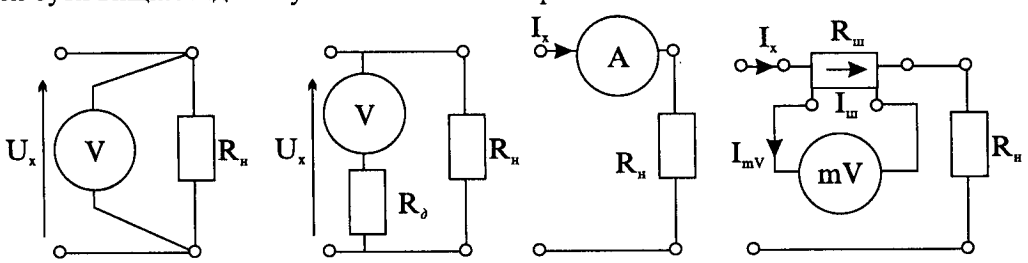
Для вимірювань постійних струмів та напруг найчастіше використовують магнітоелектричні прилади, яким властиві висока чутливість, точність, широкий діапазон вимірювань. Магнітоелектричні прилади з вмонтованими шунтами та додатковими резисторами дають змогу вимірювати струм від $10^{-8}$ до 50 *А*, а напругу – від $10^{-5}$ до 1000 *В*.

Основні схеми вимірювань постійних напруги та струму наведені на рис. 11.1. При вимірюванні напруги вольтметром з додатковим резистором (рис. 11.1,*б*) матимемо:

$$U_x = U_V + I_V R_д = U_V\left(1 + \frac{R_д}{R_V}\right),$$

де $U_v$ – покази вольтметра, $I_v$, $R_v$ – струм та опір вольтметра; $R_д$ – опір додаткового резистора.

Номінальний струм додаткового резистора повинен збігатися за значенням зі струмом повного відхилення вольтметра, а його опір вибирається таким, щоб множник $1 + \frac{R_д}{R_V}$ був цілим числом, кратним 2;5 або 10. Клас точності додаткового резистора повинен бути вищим від класу точності вольтметра.




*а)* *б)* *в)* *г)*

***Рис. 11.1.*** *Основні схеми вимірювань струму та напруги*

Вимірюючи струм за допомогою мілівольтметра з шунтом (рис. 11.1,*г*), матимемо

$$I_x = I_ш + I_{mV} = \frac{U_ш}{R_ш} + \frac{U_ш}{R_{mV}} = \frac{U_ш}{R_ш}\left(1 + \frac{R_ш}{R_{mV}}\right),$$

де $U_ш$, $I_ш$, $R_ш$ – спад напруги на шунті, його струм і опір, відповідно; $R_{mV}$, $I_{mV}$ – опір і струм мілівольтметра, відповідно.

Мілівольтметр під'єднується до потенціальних затискачів шунта каліброваними дротами з нормованим опором, що дорівнює 0,035 *Ом* для пари дротів. Спади напруги

на дротах враховуються при градуюванні мілівольтметра, тому його покази визначаються спадом напруги на шунті,тобто $U_{mV} = U_ш$.

При $\frac{I_{mV}}{I_ш} \le 0{,}003K$, де $K$ – клас точності шунта, значенням струму $I_{mV}$ нехтують (похибка від цього не перевищує $0{,}3K$) і значення $I_x$ визначають за формулою

$$I_x = \frac{U_{mV}}{R_ш} = \frac{U_{mV}}{U_{ш\,ном}} \cdot I_{ш\,ном},$$

де $U_{шном}$, $I_{шном}$ – номінальні значення напруги і струму шунта.

Номінальна напруга шунта і межа вимірювання мілівольтметра повинні збігатися, а клас точності шунта повинен бути вищим від класу точності мілівольтметра.

Для вимірювання струмів, які перевищують 10 *кА* (що відповідає максимальному значенню номінального струму серійних шунтів), можна скористатися паралельним з'єднанням декількох шунтів, при якому потенціальні затискачі усіх ввімкнених паралельно в коло вимірюваного струму шунтів з'єднуються каліброваними дротами із затискачами мілівольтметра.

Для вимірювань дуже великих струмів, а також при вимірюванні струму в колах високої напруги, коли для захисту обслуговуючого персоналу необхідно ізолювати коло вимірювального приладу від високої напруги, застосовують вимірювальні трансформатори постійного струму (див. п.7.1) разом з магнітоелектричними амперметрами.

Електродинамічні прилади за точністю не поступаються магнітоелектричним, однак їх діапазони вимірювань дещо менші (від 1 *мА* до 10 *А* по по струму і від 1 до 600 *В* по напрузі) і вони споживають значно більшу потужність, тому їх застосування на постійному струмі обмежене. Через порівняно вузькі діапазони вимірювань, порівняно велике споживання і невисоку точність не знаходять широкого застосування на постійному струмі феродинамічні і електромагнітні прилади.

Суттєву перевагу порівняно з перерахованими вище приладами мають електростатичні вольтметри: на постійному струмі вони практично не споживають потужності від досліджуваного об'єкта – їх вхідний опір може досягати $10^{14}$ *Ом*, що визначає особливу доцільність їх застосування для вимірювання напруги в малопотужних колах. Не менш важливе практичне значення має також можливість застосування електростатичних вольтметрів для прямих вимірювань високих напруг до 300 *кВ*.

Найширші можливості для вимірювань постійних напруг і струму мають аналогові і цифрові електронні прилади. Важливими позитивними властивостями електронних приладів є їх широкодіапазонність (від пікоампер до десятків ампер і від нановольт до кіловольт), мале споживання енергії від досліджуваного об'єкта і висока точність: най-

точніші аналогові електронні прилади постійного струму мають клас точності 0,2, а цифрові – навіть 0,002. До переваг цифрових приладів слід віднести також їх високу швидкодію, автоматичний вибір діапазону вимірювань, визначення полярності вимірюваної величини, а також можливість передачі і реєстрації результатів вимірювань.

Найточніші вимірювання напруги здійснюються за допомогою компенсаторів напруги постійного струму.

Якщо вимірювана напруга $U_x$ не перевищує верхньої границі вимірювань компенсатора, то вона подається безпосередньо на затискачі $X$ компенсатора. Похибка вимірювання залежить від класу точності компенсатора і може бути зведена до 0,001…0,002%.

Слід мати на увазі, що точність вимірювань, що відповідає класу точності компенсатора, може бути забезпечена тільки при достатній плавності регулювання компенсаційної напруги, яка, в свою чергу, залежить від чутливості нуль-індикатора. Чутливість повинна бути такою щоб зміні компенсаційної напруги на значення, що відповідає ціні ступеня наймолодшої декади чи ціні поділки вимірювального реохорда, відповідало відхилення вказівника нуль-індикатора не менш ніж на дві поділки у випадку світлового вказівника і на одну поділку – для стрілкового нуль-індикатора.

Недостатня чутливість змушує експериментатора при зрівноваженні компенсатора обмежитись більш грубими ступенями регулювання компенсаційної напруги, що призводить до збільшення похибки квантування, границя якої $|\delta_{KB}|_{\max} = \dfrac{0{,}5\Delta U_K}{U_K} \cdot 100\%$, де $\Delta U_K$ – ціна ступеня наймолодшої із декад компенсатора, зміна якої призводить до помітної зміни показів нуль-індикатора.

Якщо вимірювана величина перевищує верхню границю вимірювання компенсатора, що у більшості випадків становить від 1,2 до 2,4 *В*, використовують подільники напруги (рис. 11.2,*а*). Серійні подільники напруги дають змогу розширити границю вимірювань компенсатора до 1000 *В*. Здебільшого вони мають коефіцієнти ділення 10, 100 та 1000, клас точності від 0,0005 до 0,005.

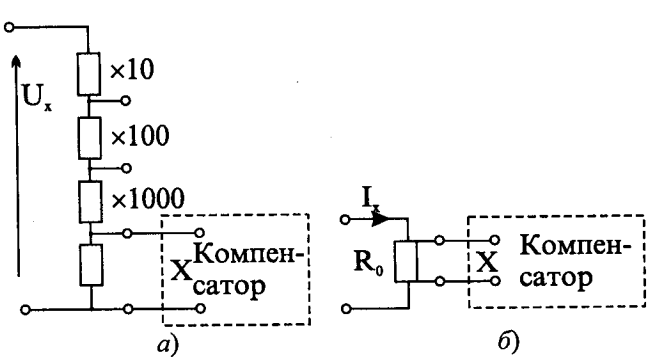



***Рис. 11.2.*** *Схеми вимірювання напруги та струму компенсатором напруги постійного струму*

Вимірювання струму за допомогою компенсатора полягає у вимірюванні спаду напруги на відомому опорі $R_0$ (рис. 11.2,*б*).

Значення опору $R_0$ вибирають таким, щоб спад напруги на ньому не перевищував верхньої границі вимірювань компенсатора з врахуванням того, що потужність, яка виділяється в опорі $R_0$ при протіканні струму $I_x$, не повинна перевищувати номінального значення потужності для даної вимірювальної котушки.

Для точних вимірювань великих постійних струмів використовують метод компарування – безпосереднього порівняння двох однорідних величин, одна з яких пропорційна вимірюваній величині, інша може бути виміряна з високою точністю. Вимірювання великих постійних струмів зводиться до вимірювання порівняно невеликого струму, значення якого може бути визначене з високою точністю.

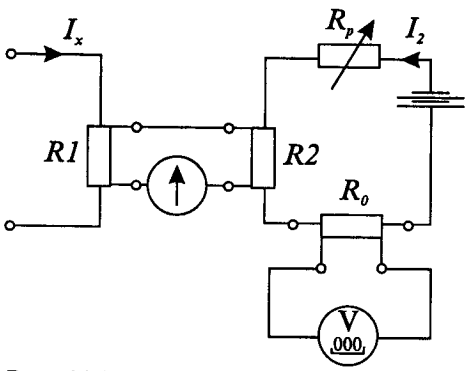



***Рис. 11.3.** Принципова схема резистивного компаратора струму*

На рис. 11.3 наведена схема резистивного компаратора струму, заснованого на порівнянні спадків напруг, що створюються вимірюваним великим струмом $I_x$ та компенсувальним струмом $I_2$ на двох точних резисторах $R_1$ та $R_2$. Оскільки струм $I_2 = I_x \dfrac{R_1}{R_2}$ при $R_1 << R_2$ значно менший від струму $I_x$, він може бути точно виміряний, наприклад, за спадком напруги на зразковому опорі $R_0$ за допомогою цифрового вольтметра.

Точність компарування струмів наведеним способом обмежена складністю виготовлення високоточних та високостабільних резисторів (мір опору) для великих постійних струмів.

Для точних вимірювань дуже великих постійних струмів (десятки кілоампер) використовують магнітні компаратори (п.7.4). При компаруванні урівноважуванням магніторушійних сил як компарувальні перетворювачі використовуються обмотки, коефіцієнти перетворення яких дорівнюють, відповідно, $k_1 = \dfrac{F_1}{I_1} = w_1$ та $k_2 = \dfrac{F_2}{I_2} = w_2$. Оскільки відношення кількості витків $w_2/w_1$ є величиною сталою, що не залежить від впливних факторів, то похибка вимірювання відношення струмів за умови використання високочутливих перетворювачів недокомпенсації (рис. 7.25) може бути зведена до $10^{-4}...10^{-5}$ %.

## 11.3. Вимірювання змінних струму та напруги

Для вимірювання діючого значення змінних струму і напруги промислової частоти найчастіше користуються електромагнітними, електродинамічними і феродина-

мічними приладами, а на підвищених частотах – термоелектричними, електростатичними, випрямними і електронними (аналоговими та цифровими). Середнє випрямлене і амплітудне значення вимірюють випрямними і електронними приладами.

Середня область значень змінних струму і напруги (приблизно від 10 *мА* до 10 *А* і від 1 до 600 *В*) охоплюється діапазонами вимірювань приладів усіх перелічених вище систем, однак при виборі конкретних типів приладів слід враховувати їх характерні особливості.

Для вимірювань струму менше за 1 *мА* і напруги нижче ніж 0,1 *В* застосовують електронні прилади, нижні границі вимірювань яких досягають $10^{-9}$ *А* і $10^{-6}$ *В*. Вимірювання дуже малих струмів (до $10^{-12}$ *А*) можна також здійснювати вимірюванням спаду напруги на резисторі за допомогою електронного вольтметра. Найвищу границю вимірювання по струму мають електромагнітні амперметри (300 *А*), по напрузі – електростатичні вольтметри (300*кВ*).

Сучасні цифрові вимірювальні прилади можуть вимірювати діюче значення змінної напруги частотою від 1,5 *Гц* до 1 *МГц* в діапазоні 1 *мкВ*...750 *В* з похибкою 0,05%, а навіть 0,02%, а діюче значення змінного струму від 10 *мкА* до 2 *А* з точністю до 0,05 %.

Для розширення границь вимірювань амперметрів змінного струму застосовують вимірювальні трансформатори струму ВТС (рис. 11.4). Значення вимірюваного струму визначають як

$$I_x = k_I I_A,$$

де $k_I$ – номінальний коефіцієнт трансформації вимірювального трансформатора струму.

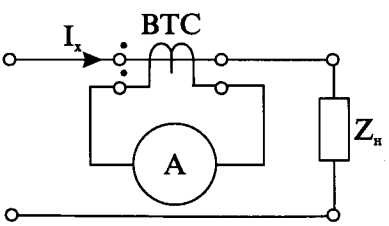



***Рис. 11.4.*** *Схеми вимірювань змінного струму з ВТС*

Похибка вимірювання містить похибки амперметра і коефіцієнта трансформації трансформатора струму. Щоб зменшити вплив останньої, клас точності вимірювального трансформатора струму беруть завжди вищим за клас точності амперметра.

У тих випадках, коли необхідно проводити вимірювання струму без розриву кола, по якому він протікає, можна скористатися трансформатором струму з роз'ємним магнітопроводом у вигляді кліщів (див. п. 7.1).

Напругу, яка перевищує 600 В, вимірюють, використовуючи вимірювальні трансформатори напруги (ВТН, рис. 11.5). Для схеми рис. 11.5

$$U_x = k_U U_v,$$

де $k_U$ – номінальний коефіцієнт трансформації вимірювального трансформатора напруги.

Якщо напруга кола перевищує 600 В, вторинну обмотку і корпус трансформатора заземляють.

На похибку вимірювання напруги впливає похибка коефіцієнта трансформації трансформатора напруги, тому необхідно, щоб його клас точності був вище від класу точності вольтметра.

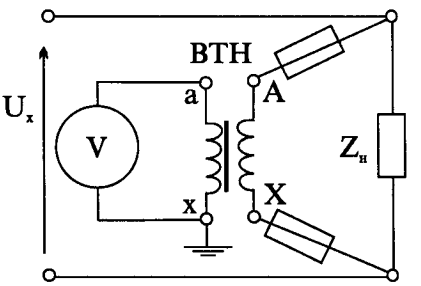



***Рис. 11.5.*** *Схеми вимірювань змінної напруги з ВТН*

Прилади прямого перетворення забезпечують вимірювання струму і напруги з похибкою не менше 0,1 %. Точніші вимірювання здійснюються компараторами. Спрощені схеми вимірювань струму і напруги за допомогою термоелектричних компараторів подані на рис. 11.6. Порівняння діючих значень постійного і змінного струмів здійснюються за допомогою термоелектричного перетворювача ТП (рис. 11.6,*а*), який складається з нагрівача та термопари. Спочатку перемикач SA ставлять в положення 1. Значення термо-ЕРС, що виникає, дорівнюватиме

$$E_x = k_n I_x^2,$$

де $k_n$ – коефіцієнт перетворення ТП; $I_x$ – діюче значення струму.

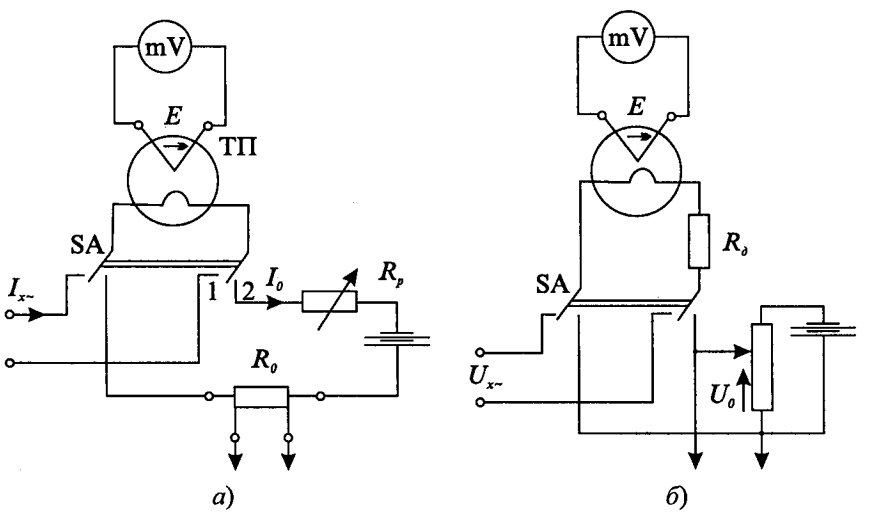



***Рис. 11.6.*** *Спрощені схеми вимірювань змінних струмів та напруг з використанням компаратора*

Вимірявши за допомогою мілівольтметра значення $E_x$, перемикають SA в положення 2 і регулюють значення постійного струму до отримання термо-ЕРС $E_0$, яка за значеням дорівнювала б $E_x$, тобто добиваються попереднього показу мілівольтметра.

Враховуючи, що $E_x = k_n I_x^2 = E_0 = k_n I_0^2$ (значення $k_n$ для постійного змінного струму залишається однаковим), маємо $I_x^2 = I_0^2$, тобто $I_x = I_0$ (для діючих значень), і, вимірявши значення $I_0$ за допомогою компенсатора постійного струму, визначаємо $I_x$. Схема вимірювання напруги (рис. 11.6,*б*) відрізняється наявністю додаткового резистора $R_Д$ в колі нагрівача. Для розширення діапазону вимірювань компаратора по струму використовують шунти, по напрузі – додаткові резистори.

Похибка вимірювань змінного струму (напруги) за допомогою компаратора складається із похибки вимірювання постійного струму (напруги) і похибки порівняння значень $I_x$ і $I_0$ ($U_x$ і $U_0$). Остання залежить в основному від рівності значень $k_n$ на змінному і постійному струмі. Вона зростає зі збільшенням частоти вимірюваного струму через вплив поверхневого ефекту на опір нагрівача і збільшення паразитних провідностей. Для точних вимірювань замість мілівольтметра використовують компенсатор постійного струму.

Промислові зразки термоелектричних компараторів забезпечують вимірювання змінних струму та напруги в діапазоні частот 20 *Гц*...200 *кГц* з похибкою 0,02...0,05 % в діапазоні частот від 200 *Гц* до 20 *кГц* зі збільшенням цієї похибки для крайніх значень частотного діапазону до 0,2...0,5 %.

Для вимірювань несинусоїдних струмів та напруг слід користуватися приладами, робочий частотний діапазон яких охоплює усі ті гармонічні складові досліджувального сигналу, нехтування якими недоступно за умов потрібної точності вимірювань. Зокрема, для вимірювань діючих значень несинусоїдних струмів і напруг найкраще користуватися термоелектричними, електродинамічними, електростатичними і електронними приладами, для вимірювання середньовипрямлених значень – електронними, градуйованими в середньовипрямлених значеннях, а для вимірювання амплітудних значень напруг – електронними піковими вольтметрами.

Більшість випрямних і багато електронних приладів мають шкали, градуйовані в діючих значеннях вимірюваного струму і напруги, а відхилення їх вказівника пропорційні середнім чи амплітудним значенням. Незважаючи на широкий робочий діапазон частот, такі прилади не слід використовувати для вимірювань діючих значень несинусоїдних струмів і напруг, оскільки в таких умовах їм властиві значні похибки від впливу форми кривої вимірюваної величини.

## 11.4. Вимірювання електричних зарядів

Особливість вимірювань зарядів полягає в тому, що об'єкти досліджень, заряди яких вимірюють, є дуже малопотужними і з високим внутрішнім опором. Тому вимірювальні кола засобів вимірювань зарядів можуть будуватись з використанням вимірювальних підсилювачів із дуже високим вхідним опором. Приклад такого вимірювального кола наведений на рис. 11.7. В цьому колі використовується неінвертуючий підсилювач на основі операційного підсилювача з вхідним каскадом на польовому транзисторі. Напруга, що надходить на вхід підсилювача

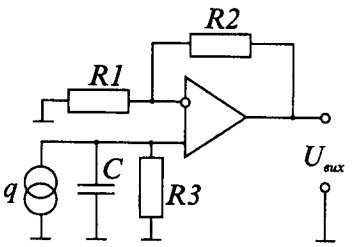



***Рис. 11.7.*** *Вимірювальне коло перетворювача заряду*

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

де $C$ – еквівалентна ємність паралельно з'єднаних ємності досліджуваного об'єкта, кабелю та вхідної ємності вимірювального кола; $R$ – еквівалентний опір паралельно з'єднаних опору досліджуваного об'єкта, опору ізоляції кабелю та вхідного опору вимірювального кола.

Вихідна напруга підсилювача

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

Основним недоліком такої схеми є залежність вихідної напруги від ємності, основною складовою якої є ємність кабелю, яка суттєво змінюється залежно від положення кабелю, температури та вологості.

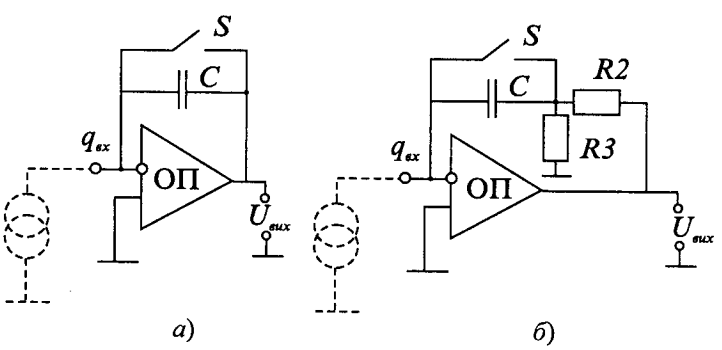



***Рис. 11.8.*** *Схеми підсилювачів заряду (інтегрувальних підсилювачів струму)*

Сьогодні поряд з підсилювачами напруги у вимірювальних колах засобів вимірювань зарядів використовуються перетворювачі заряду в напругу (рис. 11.8). Їх, звичайно, називають підсилювачами заряду (інтегрувальними підсилювачами струму). Якщо конденсатор попередньо роз-

ряджений, то при надходженні на вхід підсилювача за схемою (рис. 11.8,*а*) електричного заряду $q_{вх}$ на його виході за умови що $k >> 1$ одержимо

$$U_{вих} = -\frac{q_{вх}}{C}.$$

Для періодичного розряду конденсатора перед кожним наступним вимірюванням передбачений ключ S.

Підсилювач заряду за схемою на рис. 11.8,*б* дозволяє отримати високий коефіцієнт підсилення без особливого зменшення ємності $C$. Оскільки для такого підсилювача

$$U_{вих} = -\frac{q_{вх}}{C}\left(1 + \frac{R_2}{R_3}\right),$$

то підвищення коефіцієнта підсилення може бути здійснено за рахунок відношення $R_2 / R_3$.

Розділ 12

# ВИМІРЮВАННЯ ПОТУЖНОСТІ, ЕНЕРГІЇ ТА ПОКАЗНИКІВ ЯКОСТІ ЕЛЕКТРОЕНЕРГІЇ

## 12.1. Загальні відомості

Потужність та енергія є основними характеристиками більшості фізичних об'єктів, процесів та явищ. Тому вимірювання цих величин займає значне місце серед методів вимірювань фізичних величин. У зв'язку з величезним зростанням споживання енергії, пошуком нових джерел енергії, повсюдним впровадженням заходів з економії енергетичних ресурсів все більшого значення набуває підвищення точності вимірювань потужності та енергії.

У сучасній практиці доводиться вимірювати потужності від часток піковат (потужність сигналів радіолокаційних станцій) до десятків гігават (потужність сучасних електричних станцій) і енергій відповідно від $10^{-20}...10^{-25}$ *Дж* (енергія радіосигналу за секунду) до $10^{18}...10^{20}$ *Дж* (енергія, яку виробляють електричні станції за один рік).

Як і інші енергетичні електричні величини, потужність і енергію необхідно вимірювати в широкому діапазоні частот – від нуля (постійний струм) до $10^9$ *Гц* і більше.

Потужність в електричному полі постійного струму можна подати як:

$$P = UI;\ P = I^2R;\ \text{або}\ P = \frac{U^2}{R},$$

де $I$ – струм в колі; $U$ – спад напруги на опорі $R$.

Активна потужність в однофазному електричному колі змінного струму визначається як середнє значення потужності за період $T$:

$$P = \frac{1}{T}\int_0^T pdt = \frac{1}{T}\int_0^T uidt,$$

де $u$, $i$ та $p$ – відповідно, миттєві значення напруги, струму та потужності.

У випадку, коли струм та напруга є синусними функціями часу, активна потужність визначається як

$$P = UI\cos\varphi.$$

Множник cosφ називають коєфіцієнтом потужності, а добуток $UI = S$ – повною потужністю (при чисто активному навантаженні, тобто при cos φ = 1).

При розрахунку різних електротехнічних пристроїв і для оцінки їх ефективності користуються поняттям реактивної потужності, яка для синусоїдного процесу визначається як

$$Q = UI\sin\varphi.$$

У загальному випадку змінного періодичного процесу з несинусоїдною формою кривих струму та напруги активна потужність знаходиться як сума потужностей гармонічних складових:

$$P = \sum_{k=1}^{n} P_K = \sum_{k=1}^{n} U_K I_K \cos\varphi_K$$

Коєфіцієнт потужності визначається як відношення активної потужності до повної

$$k_\varphi = \frac{P}{S}.$$

Для багатофазного кола активна та реактивна потужності визначаються як

$$P = \sum_{i=1}^{n} U_{\varphi i} I_{\varphi i} \cos\varphi_i; \qquad Q = \sum_{i=1}^{n} U_{\varphi i} I_{\varphi i} \sin\varphi_i,$$

де $U_{\varphi i}$ та $I_{\varphi i}$ – діючі значення фазних напруг та струмів, $\varphi_i$ – кут фазового зсуву між відповідними фазними напругами та струмами; $n$ – кількість фаз.

Вирази для електричної енергії, що є інтегралом від потужності по часу, отримують інтегруванням наведених вище виразів для потужності. Тому лічильник електричної енергії складається з вимірювального перетворювача потужності та інтегратора, яким є механічний або електричний лічильник.

## 12.2. Вимірювання потужності постійного та однофазного змінного струму

Для вимірювання потужності в колах постійного струму і змінного струму частотою 50...1000 *Гц* використовуються переважно електродинамічні та феродинамічні ватметри. Ці прилади, особливо електродинамічні ватметри, використовуються також для вимірювань у звуковому діапазоні частот – до 10...50 *кГц*. У цьому випадку вони мають або фіксовані частоти або порівняно вузький частотний діапазон.

При вимірюванні на постійному струмі, а також на змінному струмі частотою до 200...400 *Гц* похибки електродинамічних ватметрів становлять 0,1 % і більше, а феродинамічних – не менше 0,2 %. При цьому похибка переходу від постійного струму до змінного частотою не вище 200 *Гц* у перших дорівнює 0,02...0,1 %, у других – 0,1...0,5 %.

Границі вимірювань електро- та феродинамічних ватметрів звичайно не нижче відповідно 0,1 *А* та 30 *В*. Розширення границь вимірювань у бік малих значень напруги та струму, зменшення споживання від досліджувального об'єкта досягають попереднім підсиленням вхідних параметрів. Відомі електродинамічні ватметри (класу 0,05...0,1) з підсилювачами для діапазону частот до $10^4$ *Гц*.

Промисловістю випускаються ватметри для вимірювань потужності в колах постійного струму, в однофазних та трифазних колах змінного струму класів точності 0,1...2,5.

Існує також широка номенклатура самописних ватметрів. Для реєстрації потужності в колах звукової частоти використовуються осцилографічні ватметри.

Електродинамічні та феродинамічні ватметри здебільшого градуюються при $\cos\varphi = 1$. При вимірюваннях активної потужності в колах з малим $\cos\varphi$ можливі великі похибки за рахунок дуже малих показів, а також через наявність кутової похибки $\delta_к$, яка збільшується зі зменшенням $\cos\varphi$. У таких випадках необхідно використовувати так звані малокосинусні ватметри з $\cos\varphi_{ном} = 0{,}1$ або 0,2.

Електростатичні ватметри доцільно використовувати для вимірювань потужності змінного струму при частотах понад 1 *кГц* включно до декількох мегагерц і при малих $\cos\varphi$. В цих умовах електростатичні ватметри забезпечують вищу точність, ніж електродинамічні. Електростатичні ватметри класів 0,1 та 0,2 використовують головним чином як зразкові прилади для перевірки інших типів ватметрів на підвищених частотах.

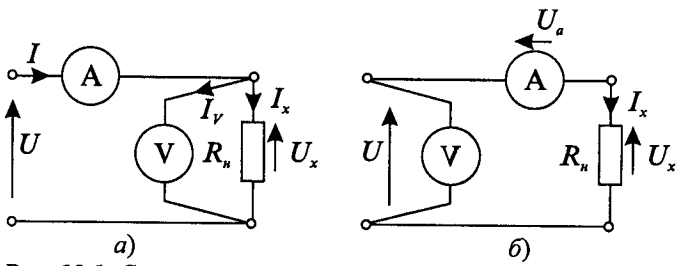
Одним з прикладів реалізації ватметрів прямим перемноженням вхідних величин є застосування перетворювачів Холла. При цьому в струмове коло ватметра вмикається обмотка, яка створює магнітне поле, а допоміжний струм живлення перетворювача Холла пропорційний вимірюваній напрузі. На основі перетворювачів Холла створені ватметри з похибкою 0,2...0,5% для вимірювань активної потужності в однофазних колах змінного струму в діапазоні частот від 40 до 450 *Гц*.

Ватметри, в основу принципу дії яких закладений модуляційний метод, забезпечують достатньо високу точність вимірювання активної потужності в промисловій електромережі – до 0,02...0,05% при коефіцієнті потужності, що дорівнює одиниці. Перевагою таких ватметрів є можливість порівняно простого отримання результату у вигляді цифрового коду. Частотний діапазон вхідних сигналів для таких ватметрів не перевищує 20 *кГц*.

Для отримання добутку двох величин на підвищених частотах (до 10 *МГц*) використовують пристрої з прямим і непрямим перемноженням вхідних величин. Найпо

ширенішими з перших є перемножувачі, побудовані на диференційних транзисторних парах, з використанням методу змінної крутизни. Вихідна напруга такого пристрою пропорційна добуткові двох вхідних напруг. Під'єднання до виходу цього перемножувача пристрою усереднення дозволяє отримати на виході напругу, що дорівнює активній потужності. Цей метод перетворення покладено в основу спеціалізованих інтегральних мікросхем, наприклад AD734 фірми Analog Devices і інших, із смугою пропускання вхідних сигналів до 1...10 *МГц* та похибкою перемноження в межах ±0,25...1,0%.

Здебільшого ватметри на основі непрямого перемноження вхідних величин реалізують залежність вигляду $4u_1u_2=(u_1+u_2)^2 - (u_1 - u_2)^2$. Точність таких ватметрів залежить від похибок і неідеальностей їх основних вузлів – квадраторів. Незважаючи на порівняну простоту таких ватметрів, їх точність не перевищує ±1,0%. При вимірюваннях в промисловій електромережі широке застосування знайшли ватметри, в яких здійснюється проміжне перетворення миттєвих значень напруги і струму в цифровий код за допомогою АЦП з подальшим обчисленням за вищевказаним алгоритмом значень активної, реактивної і повної потужності. Таким вимірювачам потужностей властиві висока швидкодія (час вимірювання – від двох до десяти періодів повторення промислової частоти), висока точність вимірювання (похибка в межах ±0,05...0,20%) та зручність форми результату вимірювань для подальшого використання.




*а)* *б)*

***Рис. 12.1.*** *Схеми вимірювання потужності в колах постійного струму за допомогою амперметра і вольтметра*

Потужність в колі постійного струму можна також визначити опосередковано, вимірюючи струм та напругу (рис. 12.1):

$$P = U \times I,$$

де $U$ та $I$ – покази вольтметра і амперметра, відповідно.

Похибка вимірювання потужності в цьому випадку складається з похибки вольтметра, похибки амперметра і методичної похибки. Остання зумовлена споживанням потужності приладами і залежить від схеми їх ввімкнень. Для схеми (рис. 12.1,*а*) маємо: $U = U_X$,

$$I = I_X + I_V, \text{ звідки } P_1 = U \times (I_x + I_v) = P_X + P_V,$$

де $P_X = U \times I_X$ – значення вимірюваної потужності, $P_V = U \times I_V$ – потужність, яку споживає вольтметр.

Значення потужності, визначене за показами вольтметра і амперметра у цій схемі, перевищує $P_X$ на величину $P_V$, тобто спостерігається додатна відносна методична похибка

$$\delta_{M1} = \frac{P_V}{P_X} = \frac{\frac{U^2}{R_V}}{\frac{U^2}{R_H}} = \frac{R_H}{R_V} \cdot 100\%.$$

Відповідно для схеми (рис. 12.1,*б*) маємо:

$$I = I_X;\ U = U_X + U_a,$$

звідки

$$P_2 = I \times (U_X + U_a) = P_X + P_a,$$

а відносна методична похибка

$$\delta_{M2} = \frac{P_a}{P_X} = \frac{I^2 R_a}{I^2 R_H} = \frac{R_a}{R_H} \cdot 100\%.$$

Отже, значення похибки методу для обидвох схем залежить від відношення потужності, яку споживає прилад, до вимірюваної потужності. При вимірюванні порівнянс великих потужностей це відношення нехтовно мале. При вимірюванні малих потужностей необхідно вибирати схему, яка забезпечує меншу похибку методу. За необхідності цю похибку можна звести до незначної, ввівши поправку на потужність, яку споживає відповідний прилад, і визначити $P_x$ за формулою:

- для схеми рис. 12.1,*а* $P_X = UI - P_V = UI - \frac{U^2}{R_V}$;

- для схеми рис. 12.1,*б* $P_X = UI - P_a = UI - I^2 R_a$.

Значення $P_V$ та $P_a$ можна визначити, враховуючи значення параметрів приладів т їх показів.

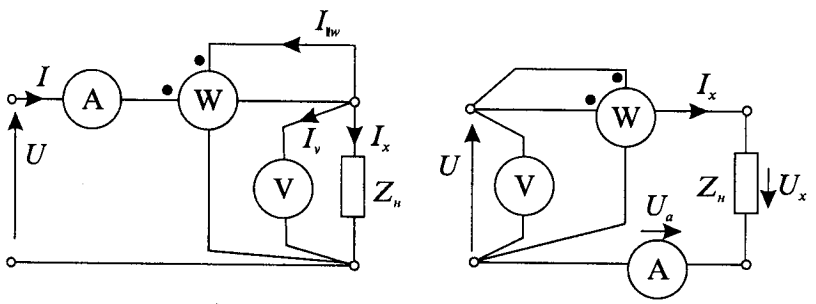
Для вимірювань потужності за допомогою вольтметра та амперметра найчастіш використовують магнітоелектричні прилади, які мають широкий діапазон вимірюванн порівняно високу точність (до 0,1%). Для вимірювань з вищою точністю можна викс ристати цифрові прилади. При використанні останніх відпадає потреба враховуват споживання приладів, оскільки воно незначне.

За наявності ватметрів з відповідною межею вимірювань безумовно перева треба віддати прямому вимірюванню потужності ватметром як на постійному струм

так і на змінному струмі. Як і у випадку вимірювань за допомогою вольтметра та амперметра, існують два види схеми вимірювань потужності ватметром (рис. 12.2,*а* і *б*). Вимірювання потужності супроводжуються одночасним контролем значень напруги та струму. Тому в схемах передбачені контрольні вольтметр та амперметр. Результат вимірювань визначається за показами ватметра:

$$P = C_W n,$$

де $C_W$ та $n$ – ціна поділки ватметра і кількість поділок, на які відхилиться вказівник.




*а)* *б)*

***Рис. 12.2.*** *Схеми вимірювань потужності в колах постійного та однофазного змінного струму*

Не важко переконатись, що для схем (рис. 12.2,*а* і *б*) ватметри, крім потужності досліджувального об'єкта, показують потужність, яку споживають вимірювальні прилади. Зокрема, для схеми (рис. 12.2,*а*) покази ватметра

$$P_1 = C_W n = P_X + P_V + P_{UW},$$

а методична похибка

$$\delta_{M1} = \frac{P_V + P_{UW}}{P_X},$$

де $P_v$ та $P_{UW}$ – потужності, що їх споживають вольтметр та коло напруги ватметра.

Для схеми (рис. 12.2,*б*) відповідно

$$P_2 = C_W n = P_X + P_a + P_{IW};$$

$$\delta_{M2} = \frac{P_a + P_{IW}}{P_X},$$

де $P_a$ та $P_{IW}$ – потужності, що їх споживають амперметр та струмове коло ватметра.

При вимірюванні великих потужностей, коли потужність, яку споживають прилади, і відповідно похибка методу нехтовно малі, можна вибирати будь-яку із наведених двох схем. Під час вимірювання малої потужності необхідно вибрати ту схему, для якої значення похибки методу буде малим.

Похибку методу можна зменшити до незначної, якщо ввести поправку на споживання приладів і визначити $P_X$ за формулою:

- для схеми (рис. 12.2,*а*):

$$P_X = C_W n - (P_V + P_{UW}) = C_W n - \left(\frac{U^2}{R_U} + \frac{U^2}{R_{UW}}\right);$$

- для схеми (рис. 12.2,*б*):

$$P_X = C_W n - (P_a + P_{IW}) = C_W n - \left(I^2 R_a + I^2 R_{IW}\right).$$

На практиці для врахування споживання приладів при вимірюванні потужності користуються схемою (рис. 12.2,*а*), оскільки потужність, яку споживають вольтметр та коло напруги ватметра, можна визначити досить точно: опір вольтметра та опір кола напруги ватметра задаються для цих приладів з похибкою, яка не перевищує їх клас точності. Опори амперметра та струмового кола ватметра відомі дуже наближено. Зауважимо, що при використанні в схемі (рис. 12.2,*а*) електростатичного чи електронного вольтметра їх споживанням можна нехтувати.

Електродинамічні і феродинамічні ватметри градуюють здебільшого при $\cos\varphi_{ном} = 1$. Для вимірювань малих потужностей звичайно при малих значеннях $\cos\varphi$ необхідно використовувати так звані малокосинусні ватметри з $\cos\varphi_{ном} = 0{,}1$ або 0,2, які в цьому випадку забезпечують значно вищу точність завдяки значно більшому відхиленню вказівника і малому значенню кутової похибки. Електродинамічні малокосинусні ватметри дозволяють вимірювати потужність, починаючи з 0,1 *Вт*, а електронні – з $10^{-7}$ *Вт*.

Електростатичні ватметри доцільно використовувати для вимірювань потужності змінного струму при частотах понад 1 *кГц* аж до декількох мегагерц і при малих $\cos\varphi$. Електростатичні ватметри класів 0,1 та 0,2 використовують головним чином як зразкові для інших ватметрів на підвищених частотах.

Безпосереднє ввімкнення ватметра в коло здійснюється звичайно при значеннях струму до 5 *А* і напруги до 600 *В*. Якщо вимірюваний струм більший за 5 *А* для розширення границь вимірювань ватметра використовують вимірювальні трансформатори струму, а при напругах понад 600 *В* – вимірювальні трансформатори струму та напруги (рис. 12.3). З міркувань техніки безпеки заземляють вторинні обмотки та корпуси вимірювальних трансформаторів в схемі на рис. 12.3,*б*, а ввімкнення вимірювального трансформатора напруги здійснюють через плавкі запобіжники.

Результати вимірювань для схеми рис. 12.3,*а*

$$P = C_W n k_I,$$

а для схеми рис. 12.3,*б*

$$P = C_W n k_I k_U,$$

де $k_I$ та $k_U$ – коєфіцієнти трансформації вимірювальних трансформаторів струму та напруги.

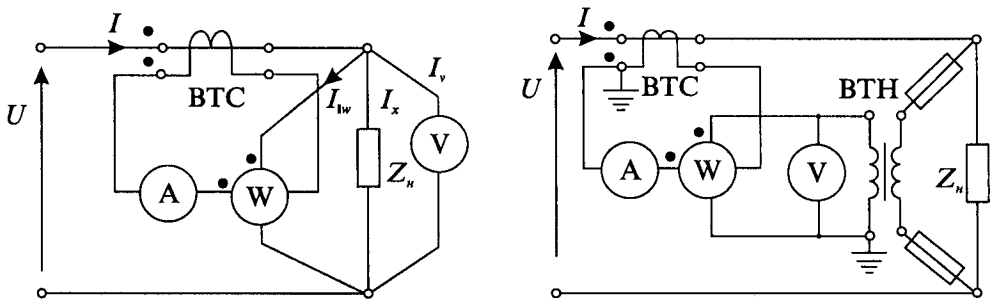



***Рис. 12.3.*** *Схеми вимірювань потужності з використанням вимірювальних трансформаторів струму та напруги*

Відносна похибка вимірювання потужності дорівнюватиме сумі похибок ватметра та вимірювальних трансформаторів. Щоб ця похибка була можливо меншою, вимірювальні трансформатори повинні бути вищого класу точності, ніж ватметр. Зауважимо також, що наявність кутових похибок $\varphi_U$ вимірювальних трансформаторів напруги та $\varphi_I$ вимірювальних трансформаторів струму може бути причиною великих кутових похибок ватметра. Дійсно, без урахування кутових похибок трансформаторів

$$P_W = U I \cos \varphi,$$

а з їх урахуванням

$$P_W^* = U I \cos (\varphi + \Delta\varphi),$$

де $\Delta\varphi = \varphi_U - \varphi_I$.

Абсолютна кутова похибка ватметра

$$\Delta P_{Wk} = P_W^* - P_W = U I \cos \varphi [\cos \Delta\varphi - 1 - \sin \Delta\varphi \ tg \ \varphi],$$

а відносна кутова похибка

$$\delta_{Wk} = \cos \Delta\varphi - 1 - \sin \Delta\varphi \ tg \ \varphi.$$

Розклавши *sin* $\Delta\varphi$ та *cos* $\Delta\varphi$ в степеневий ряд, матимемо:

$$\delta_{Wk} = 1 - \frac{\Delta\varphi^2}{2} - 1 - \Delta\varphi \ tg \ \varphi = -\frac{\Delta\varphi^2}{2} - \Delta\varphi \ tg \ \varphi.$$

При малих значеннях $\Delta\varphi$ (на рівні 1°...2° і менше) вираз похибки ватметра спрощується: $\delta_{Wk} = -\Delta\varphi \ tg \ \varphi$.

Отже, кутові похибки вимірювальних трансформаторів можуть бути причиною великих кутових похибок ватметра, особливо при порівняно великих кутах зсуву фаз $\varphi$. Так, при $\varphi = 30°$ і $\Delta\varphi = 1°$ кутова похибка ватметра становитиме –1%.

Вимірювання реактивної потужності в однофазних колах має певне значення при аналізі процесів обміну електроенергією в мережі, а також з метою дослідження надійності ізоляції в електричних машинах та мережах в робочому режимі.

Розповсюджені варметри, в яких за допомогою відповідного фазоповертаючого пристрою здійснюється повертання, здебільшого, вектора напруги на 90° з подальшим використанням традиційного ватметра. Недоліком таких приладів є поява суттєвої методичної похибки вимірювання, особливо у випадку нелінійних спотворень форми кривої напруги. При цьому, якщо вектор першої гармоніки напруги зсувається на кут 90°, то вектори вищих гармонік – на зовсім інші кути. Тому частіше значення реактивної потужності однофазного споживача визначають, вимірявши його активну та повну потужності за допомогою ватметра, амперметра та вольтметра:

$$Q = \sqrt{(UI)^2 - P^2}\ .$$

## 12.3. Вимірювання активної та реактивної потужності в мережах трифазного змінного струму

Будь-яка трифазна чотирипровідна мережа може розглядатись як поєднання трьох однофазних мереж зі спільним (нульовим) проводом. Вимірювання активної потужності такої мережі може здійснюватись вимірюванням активної потужності кожної з фаз щодо нульового проводу за допомогою трьох однофазних ватметрів.

У трифазній мережі без нульового проводу (трипровідна мережа) навіть при несиметрії струмів та напруг активна потужність може бути визначена за показами двох ватметрів активної потужності, струмові кола яких вмикаються в будь-які дві лінії, а кола напруги під'єднуються до них генераторними затискачами, інші затискачі кола напруги – до вільної лінії (рис. 12.4). Значення активної потужності трифазного споживача у цьому випадку визначиться за алгебричною сумою показів двох ватметрів:

$$P_{3\Phi} = P_{W1} + P_{W2}.$$

Стосовно цієї схеми необхідно зробити певні застереження. Зробимо це на прикладі симетричної системи. Враховуючи фазові зсуви між відповідними напругами та струмами при повній симетрії, коли $U_{12}=U_{23}=U_{31}=U_Л$, а $I_1=I_2=I_3=I_Ф$, $\varphi_1 = (U_1 \wedge I_1) = \varphi_2 = (U_2 \wedge I_2)$, $\varphi_3 = (U_3 \wedge I_3) = \varphi$, покази ватметрів будуть

$$P_{W1} = U_Л I_Ф \cos(30° + \varphi); \qquad P_{W2} = U_Л I_Ф \cos(30° - \varphi),$$

звідки видно, що навіть при повній симетрії покази ватметрів можуть бути однаковими лише при $\varphi = 0$. У загальному випадку їх покази різні. Так, при $\varphi = 60°$ (тобто $\cos\varphi = 0{,}5$ – індуктивне навантаження) матимемо $P_{w1} = 0$ і $P_{W2} = \frac{\sqrt{3}}{2} U_Л I_Ф$, а при $\varphi = 90°$ покази ватметрів будуть однаковими, але з протилежними знаками: $P_{W1} = -\frac{1}{2} U_Л I_Ф$, $P_{W2} = \frac{1}{2} U_Л I_Ф$, а отже, $P_{w1} + P_{w2} = 0$.

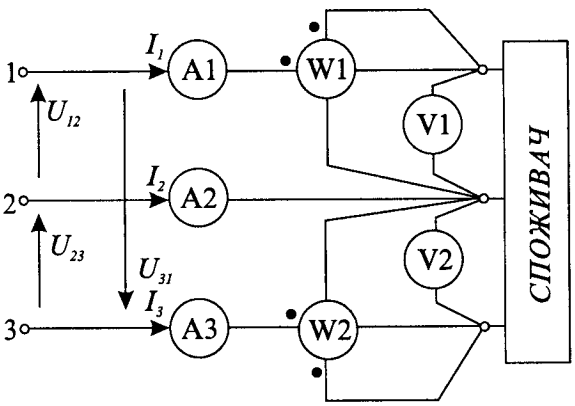



***Рис. 12.4.*** *Схема вимірювання активної потужності трифазного споживача*

Підкреслимо, що для визначення потужності трифазного споживача необхідно брати алгебричну суму показів ватметрів, а тому необхідно чітко дотримуватись правильного під'єднання генераторних затискачів ватметра.

Існують спеціальні трифазні двоелементні (для трипровідної мережі) та триелементні (для чотирипровідної мережі) ватметри, окремі вимірювальні механізми яких встановлені на спільній осі, що дає можливість прямого вимірювання трифазної потужності.

Для вимірювання реактивної потужності в колах трифазного струму використовують однофазні ватметри активної потужності або трифазні вимірювачі реактивної потужності – варметри.

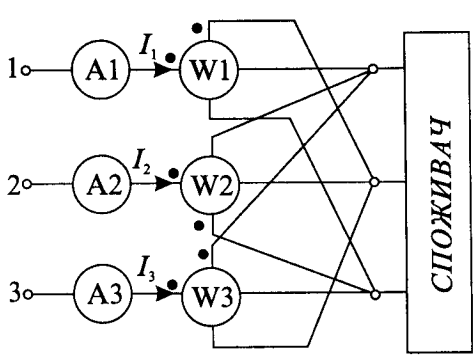



***Рис. 12.5.*** *Схема вимірювань реактивної потужності трифазного споживача*

За повної симетрії для вимірювань реактивної потужності три- чи чотирипровідного кола можна використати один ватметр, струмове коло якого вмикається послідовно в одну з трьох ліній, а коло напруги під'єднується до двох інших ліній. Генераторний затискач необхідно під'єднувати до лінії, що йде наступною в порядку чергування фаз відносно ліній, в яку ввімкнена струмова обмотка. Можливі варіанти такого увімкнення подані на рис. 12.5.

Враховуючи фазові зсуви між відповідними напругами та струмами, покази ватметрів дорівнюватимуть, відповідно:

$$P_{W1} = U_{23} I_1 \cos(90° - \varphi_1) = U_Л I_Ф \sin\varphi_1 = \sqrt{3} U_Ф I_Ф \sin\varphi_1.$$

$$P_{W2} = U_{31} I_2 \cos(90° - \varphi_2) = \sqrt{3} U_Ф I_Ф \sin\varphi_2.$$

$$P_{W3} = U_{12} I_3 \cos(90° - \varphi_3) = \sqrt{3} U_Ф I_Ф \sin\varphi_3.$$

Отже, значення реактивної потужності трифазного споживача визначимо з виразу:

$$Q_{3Ф} = \frac{P_{W1} + P_{W2} + P_{W3}}{\sqrt{3}}.$$

Зауважимо, що наведена схема може використовуватись лише при простих асиметріях, наприклад при асиметрії струмів.

## 12.4. Вимірювання енергії

Для вимірювань та обліку енергії постійного струму застосовують електродинамічні та феродинамічні лічильники електричної енергії. Вони будуються на базі вимірювачів активної потужності з подальшим інтегруванням їх вихідного сигналу за виразом $W = \int_{t_1}^{t_2} P dt$ (тут $t_2 - t_1$ – інтервал часу, протягом якого вимірюється енергія). В окремих випадках, коли основним показником технологічного процесу є кількість спожитих ампер-годин або вольт-годин (в гальванічних ваннах під час зарядження акумуляторів і т.д.) застосовують лічильники ампер-годин або вольт-годин.

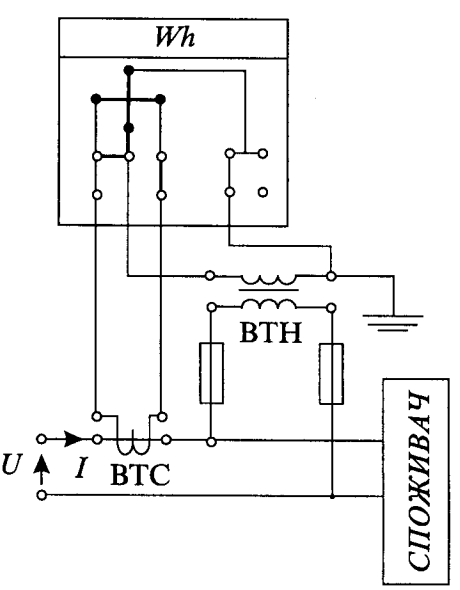



***Рис. 12.6.*** *Схема ввімкнення однофазного лічильника*

В колах змінного струму промислової частоти вимірювання та облік електричної енергії здійснюється головним чином за допомогою індукційних лічильників електричної енергії. В найзагальнішому випадку, тобто при вимірюванні енергії порівняно потужних споживачів, лічильник вмикається через вимірювальні трансформатори струму, а при високих напругах – через вимірювальні трансформатори струму і вимірювальні трансформатори напруги (рис. 12.6).

Основним недоліком індукційних лічильників є їх порівняно невисокий клас точності (не краще за 1,0) та вузький частотний діапазон (здебільшого 45...62*Гц*). Наявність вищих гармонік суттєво погіршує їхню роботу.

Перспективнішим є застосування, особливо

на електротранспорті та для обліку енергії в потужних плавильних печах, електронних лічильників.

Структурна схема такого лічильника наведена на рис. 12.7.

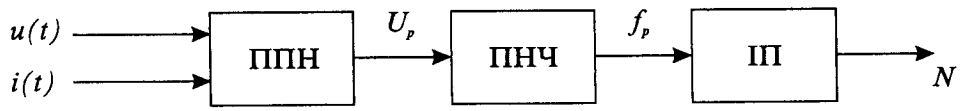



***Рис. 12.7.*** *Структурна схема електронного лічильника електричної енергії*

Лічильник виконується на базі первинного перетворювача потужності ППН в напругу $U_P=k_P P$. А оскільки одним з найзручніших варіантів інтегрування напруги є її проміжне перетворення в частоту, в схемі передбачений перетворювач напруги в частоту ПНЧ і подальше інтегрування частоти $f_P$ (підрахунок імпульсів) за допомогою інтегрувального пристрою ІП. Вихідний код $N$ і буде пропорційний спожитій енергії за відповідний проміжок часу. Здебільшого як інтегрувальний пристрій використовують мікропроцесор.

Похибка таких лічильників для обліку енергії промислової частоти при коефіцієнті потужності в межах 1,0…0,5 становить ±0,1…1,0%.

Сьогодні в енергосистемах все ширше застосування знаходять вимірювально-інформаційні системи, які поряд з обліком споживаної електроенергії дають можливість здійснювати вимірювання та контроль цілого ряду параметрів, що характеризують електропостачання. Зокрема такі системи дозволяють здійснювати збирання, опрацювання та накопичення інформації про споживання електроенергії (активної, реактивної) за окремими підрозділами, агрегатами протягом розрахункового періоду часу (за добу, місяць, квартал) визначення середнього за певний проміжок часу (хвилина, година, доба) значення активної та реактивної енергії та окремо – в години максимуму та мінімуму навантаження енергосистеми; прогнозування споживання енергії та сигналізацію перевищення заданої споживаної потужності; вивід інформації в коді для її реєстрації та передавання в систему АСУ підприємства чи енергосистеми і ін.

Застосування таких систем дає можливість суттєво покращити використання енергоресурсів і забезпечити народному господарству значний економічний ефект.

## 12.5. Вимірювання показників якості електроенергії

Науково-технічний прогрес зумовив широке застосування електричної енергії в різних сферах діяльності людини. Елекроенергія відіграє роль основного продукту, завдяки якому відбуваються виробничі процеси створення товарів та надання послуг. Поряд із завданнями максимальної економії енергетичних ресурсів актуальними проблемами є зменшення втрат електроенергії в електричних мережах та підвищення її якості протягом всього шляху її проходження від виробника до споживача.

Під якістю електоенергії розуміють ступінь відповідності її параметрів певним встановленим нормам значень. Параметром електроенергії називають величину, яка кількісно характеризує яку-небудь властивість електроенергії.

Норми якості електроенергії встановлюють за показниками її якості – величинами, які визначають якість електроенергії за одним або кількома її параметрами.

Вимогами міждержавного стандарту ГОСТ 13109–97 встановлено широке коло норм та показників якості електроенергії, що охоплюють більшість можливих варіантів нормальної експлуатації споживачами електричних мереж. У практиці аналізу роботи енергосистем здебільшого використовують групи показників якості електроенергії за такими ознаками:

- відхилення напруги (від номінального значення);
- коливання напруги;
- несинусоїдальність напруги;
- відхилення частоти;
- провал напруги та тимчасові перенапруги;
- несиметрія напруг (для трифазних мереж).

*Відхилення напруги.* Відхилення напруги від її номінального значення характеризується показником усталеного відхилення напруги $\delta U_y$ на виводах приймачів електроенергії, нормально допустиме значення якого дорівнює ± 5%, а граничнодопустиме – ± 10% від номінальної напруги $U_{ном}$.

Усталене відхилення напруги обчислюють за виразом:

$$\delta U_y = \frac{U_y - U_{ном}}{U_{ном}} 100\%,$$

де $U_y = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^{N} U_i^2}{N}}$ – усереднене середньоквадратичне значення напруги *з N* спостережень (не менше 18 спостережень) за інтервал часу в одну хвилину; $U_{ном}$ – номінальна лінійна чи фазна напруга.

Здебільшого усталене відхилення напруги $\delta U_y$ визначається за показами автономних цифрових вольтметрів або як таких, що входять у склад складніших приладів чи інформаційно- вимірювальних систем.

*Коливання напруги.* Одним із основних показників, що характеризують коливання напруги, є розмах зміни напруги $\delta Ut$. Граничнодопустиме значення розмаху зміни напруги, обвідна якої, а отже, і середньоквадратичне значення напруги, має форму меандра

(рис. 12.8) і нормується стандартом ГОСТ 13109–97. Залежно від інтервалу $\Delta t_{ін}$ між змінами напруги, $\delta Ut$ не повинен перевищувати ±4,0 % при $\Delta t_{ін} = 60$ *хв* і ±0,4 % при $\Delta t_{ін} = 0{,}1$ *хв*.

Розмах зміни напруги визначають за формулою:

$$\Delta U_i = \frac{U_i - U_{i+1}}{U_{ном}} 100\%,$$

де $U_i$ та $U_{i+1}$ – значення екстремумів, що ідуть один за одним і визначаються на кожному півперіоді основної частоти.

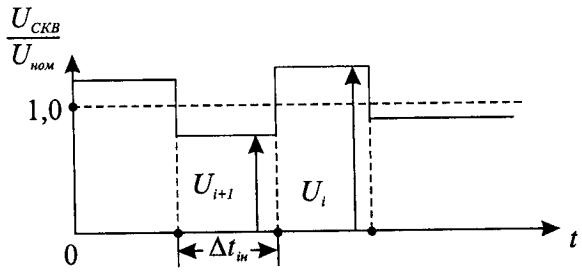



***Рис. 12.8.*** *Розмах зміни напруги для коливань напруги за формою меандра*

*Несинусоїдальність напруги.* Несинусоїдальність напруги характеризується коефіцієнтом спотворення форми кривої напруги та коефіцієнтом $n$-ї гармонічної складової.

Коефіцієнт спотворення синусоїдальності кривої напруги $K_U$ визначається як

$$K_U = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{m} U_n^2}}{U_1} 100\%,$$

де $U_1$ – діюче значення напруги основної частоти; $U_n$ – діюче значення $n$-ї гармоніки, причому в ГОСТ13109–97 – регламентується $m = 40$.

Допускається визначити $K_U$ як

$$K_U = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{m} U_n^2}}{U_{ном}} 100\%.$$

Значення коефіцієнта $n$-ї гармонічної складової визначається як

$$K_{Un} = \frac{U_n}{U_{ном}} 100\%.$$

Оцінюють значення цих коефіцієнтів як результат усереднення $N$ їх вимірювань на інтервалі часу в 3*с*. Кількість вимірювань повинна бути не менше ніж 9.

При цьому основними вимірювальними засобами є спектральні аналізатори та вимірювачі нелінійних спотворень електричних сигналів. Перші з них ґрунтуються на застосуванні системи фільтрів, кожен з яких налаштований на кратну основній частоту повторення. Останнім часом, завдяки розвиткові мікропроцесорів, використовують

спеціальні алгоритми цифрових фільтрів, що базуються на опрацюванні миттєвих значень дискретизованих сигналів. Такі прилади дають змогу отримувати спектральний розклад сигналів електромережі із задекларованою кількістю $n$ гармонік з точністю не вище ±1%. Другий вид пристроїв, що вимірюють лише значення $k_U$, будується на основі високодобротного фільтра, який відокремлює сигнал основної гармоніки від сумарного сигналу, залишаючи тільки сигнал, що характеризує вищі гармоніки, починаючи з другої. З відношення отриманого діючого значення напруги вищих гармонік до діючого значення напруги основної гармоніки $U_1$ або номінальної напруги $U_{ном}$ знаходять коефіцієнт спотворення синусоїдальності кривої напруги мережі $k_U$. Похибка вимірювання $k_U$ при цьому становить не менше ±0,5%.

*Відхилення частоти.* Відхилення частоти напруги змінного струму в електричних мережах характеризується показником відхилення частоти в ± 0,2 *Гц* як нормально допустиме та ± 0,4 *Гц* як гранично допустиме.

Вимірювання відхилення частоти $\Delta f$ здійснюють так. Для кожного $i$-го спостереження за встановлений проміжок часу вимірюють дійсне значення частоти і обчислюють усереднене значення частоти $f_y$ як результат усереднення N спостережень $f_i$ на проміжку часу 20 с за формулою

$$f_y = \frac{\sum_{i=1}^{N} f_i}{N}.$$

Кількість спостережень $N$ повинна бути не менше 15.

Відхилення частоти визначають як

$$\Delta f = f_y - f_{ном},$$

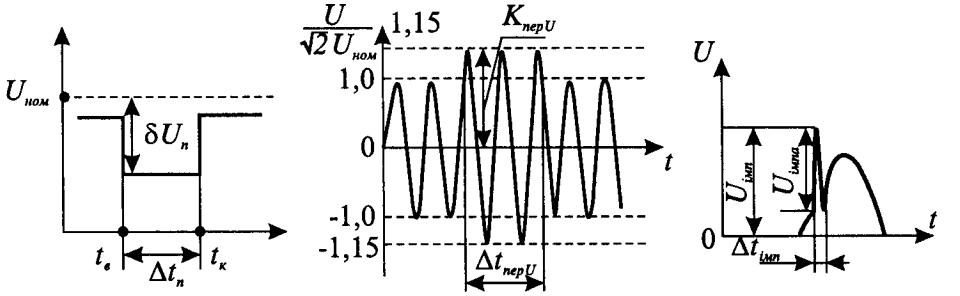
де $f_{ном}$ – номінальне значення частоти.

Вимірювачі $\Delta f$ будуються здебільшого на основі цифрових схем визначення періоду повторення та частоти синусоїдальних сигналів, розглянених вище, а також у наступному параграфі. При цьому точність вимірювання знаходиться в межах ±0,05…±0,10%.

*Провали напруги та тимчасові перенапруги.* Провали напруги та тимчасові перенапруги можуть виникати в результаті перерегулювань систем стабілізації напруги або внаслідок комутаційних процесів мережі (рис. 12.9).

Явище провалу напруги фіксується в момент часу $t_в$, коли з'являється різке зниження обвідної середньоквадратичного значення напруги на півперіоді основної частоти нижче від рівня $0{,}9U_{ном}$. Тривалість провалу $\Delta t_п = t_к - t_в$, де $t_к$ – момент часу відновлення

середньоквадратичного значення напруги за півперіод частоти мережі до значення $0{,}9U_{ном}$. Якісним показником провалу напруги є її глибина $\delta U_n = \frac{U_{ном} - U_{\min}}{U_{ном}} 100\%$, де $U_{min}$ – найменше зі всіх виміряних середньоквадратичних значень напруги.




*а)* *б)* *в)*

***Рис. 12.9.*** *Провал напруги (а); часова перенапруга (б) та імпульсне створення напруги (в)*

Завдяки комутативним та атмосферним явищам в мережі найчастіше можливі два види різкого збільшення напруги. Перший з них характеризується порівняно тривалим (до однієї хвилини) зростанням амплітуди напруги із збереженням форми сигналу, близької до синусоїдальної (рис. 12.9,*б*). Це збільшення напруги називають часовою перенапругою. Початком цього явища вважають момент різкого перевищення амплітуди напруги $U_m$ упродовж кожного півперіоду значення $1{,}1\sqrt{2}U_{ном}$, причому тривалість фронту такого зростання напруги не повинна перевищувати 5 *мс*. Закінчення перенапруги відбувається в момент повернення амплітуди контрольованої напруги до значення $1{,}1\sqrt{2}U_{ном}$. Інтервал між цими моментами часу називають тривалістю часової перенапруги $\Delta t_{перU}$. Інколи для визначення $\Delta t_{перU}$ використовують як граничне не амплітудне, а середньоквадратичне значення напруги ($1{,}1U_{ном}$). Крім тривалості $\Delta t_{перU}$, основним показником явища часової перенапруги вважають коефіцієнт часової перенапруги, що визначається з виразу

$$K_{перU} = \frac{U_{m\max}}{\sqrt{2}U_{ном}},$$

де $U_{m\max}$ – найбільше з виміряних за час контролю амплітудне значення вхідної напруги.

Крім означених перевищень, в електричній мережі часто зустрічаються швидкі імпульсні спотворення форми напруги (рис. 12.9,*в*). Здебільшого тривалість таких одночи біполярних імпульсів становить $\Delta t_{імп}$ = 1*мкс*….5*мс*. Розрізняють амплітуду власне імпульса $U_{аімп}$, відокремленого від кривої синусоїдальної напруги, та максимальне сумар-

не значення напруги $U_{імп}$ з урахуванням миттєвого значення синусоїдальної напруги. Залежно від номінального значення напруги мережі $U_{ном}$ та її особливостей максимальне значення $U_{імп}$ може сягати (3...10) $U_{ном}$. Так, наприклад для мережі $U_{ном}$ = 220 кВ – $(U_{імп})_{max}$ може досягати до 705 кВ.

Якщо для вимірювання показників часової перенапруги та провалів напруги здебільшого застосовують спеціалізовані цифрові вольтметри на основі АЦП та однокристальних мікропроцесорів типу MCS®51 чи з RISC- архітектурою, то для контролю імпульсів напруги частіше використовують імпульсні вольтметри. Найпростіші, але менш точні схеми з похибкою вимірювання в межах ± 1,0....± 5,0 % реалізуються за допомогою різних варіантів випрямних схем амплітудного значення напруги (розд. 7) на швидкодіючих напівпровідникових діодах. Застосування принципів побудови аналогових обчислювальних машин з різними функціональними і операційними перетворювальними схемами дає змогу точніше виділити момент появи і закінчення імпульсу на фоні синусоїдального сигналу напруги та визначити амплітуду імпульсу.

Один з варіантів реалізації таких вимірювачів з амплітудно-часовим перетворенням імпульсів напруги наведено на рис. 12.10, де СЗ – схема заряду конденсатора С, СТС – стабілізатор струму розряду цього конденсатора, СА – схема аналізу заряду-розряду С.

Поява імпульса напруги викликає заряд накопичувального конденсатора до значення напруги, яке дорівнює амплітуді імпульсу $U_{імп}$. Після цього відбувається паралельне перетворення накопиченої напруги двома каналами. За допомогою вибраного режиму розрядження конденсатора, близького до лінійного, стабільним струмом схеми СТС на першому виході отримують прямокутний імпульс з періодом повторення $T_{вих} = f(U_{імп})$.

Похибка отриманого результату визначається наявною нелінійністю розрядження конденсатора С і сягає ±1,0...±2,0% для найменшої амплітуди імпульсу $(U_{імп})_{min}$= 100*В* в мережі з $U_{ном}$ = 380*В*.

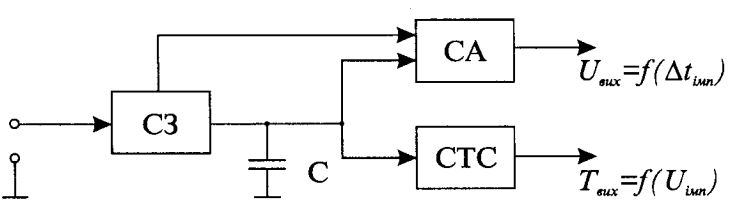



***Рис. 12.10.*** *Схема амплітудно-часового та часо-амплітудного перетворення імпульсів напруги*

Одночасно схемою аналізу СА на другому виході формується напруга $U_{вих}$ пропорційна часу лінійного заряду конденсатора С, тобто

$$U_{вих} = \frac{k_I}{C}\int_0^{\Delta t_{імп}} idt = \frac{k_I I \Delta t_{імп}}{C},$$

де $I$ – струм заряду конденсатора, $k_t$ – коефіцієнт пропорційності, що визначається особливостями схем СЗ та СА. Точність вимірювання мінімальних тривалостей $\Delta t_{імп}$ до 10 *мкс* та амплітуди імпульса до 100 *В* в мережі з $U_{ном}$ = 380 *В* становить ± 1,0…2,5%.

*Несиметрія напруг.* Відомо, що несиметричну трифазну систему напруг $\boldsymbol{U}_A$, $\boldsymbol{U}_B$, $\boldsymbol{U}_C$ можна розкласти на три симетричні системи – прямої, зворотної та нульової послідовностей.

Для системи прямої послідовності, зображеної на векторній діаграмі (рис. 12.11,*а*), зберігається та сама черговість векторів напруг, що й у розглянутій несиметричній системі. Тобто, якщо $\boldsymbol{U}_{1A}$ – вектор напруги прямої послідовності фази А, то для її інших векторів можна записати: $\boldsymbol{U}_{1B}=\boldsymbol{a}^2\boldsymbol{U}_{1A}$, $\boldsymbol{U}_{1C}=\boldsymbol{a}\boldsymbol{U}_{1A}$. Причому вектор напруги прямої послідовності визначається з виразу:

$$U_{1A}=\frac{1}{3}(U_A+aU_B+a^2U_C),$$

де $\boldsymbol{a}$ – фазний множник, який забезпечує повертання вектора на 120° і $\boldsymbol{a}^2$ – на 240°:

$$\boldsymbol{a}=e^{j(2/3)\pi}=-0,5+j0,5\sqrt{3},$$

$$\boldsymbol{a}^2=e^{-j(2/3)\pi}=0,5-j0,5\sqrt{3},$$

де $\boldsymbol{U}_A$, $\boldsymbol{U}_B$, $\boldsymbol{U}_C$ – вектори фазних напруг несиметричної системи.

Вектори системи зворотної послідовності (рис. 12.11,*б*) мають зворотну черговість орієнтації щодо первинної несиметричної трифазної системи, а напруга зворотної послідовності

$$\boldsymbol{U}_{2A}=\frac{1}{3}(\boldsymbol{U}_A+\boldsymbol{a}^2\boldsymbol{U}_B+\boldsymbol{a}\boldsymbol{U}_C),$$

$$\boldsymbol{U}_{2B}=\boldsymbol{a}\,\boldsymbol{U}_{2A};$$

$$\boldsymbol{U}_{2C}=\boldsymbol{a}^2\,\boldsymbol{U}_{2A}.$$

Система нульової послідовності складається з векторів, що збігаються по фазі (рис. 12.11,*в*).

При цьому напруга нульової послідовності

$$\boldsymbol{U}_{0A}=\frac{1}{3}(\boldsymbol{U}_A+\boldsymbol{U}_B+\boldsymbol{U}_C).$$

Оскільки системи прямої, зворотної та нульової послідовностей симетричні, то абсолютні значення векторів фазних напруг в кожній системі однакові, тобто $U_{1A}=U_{1B}=U_{1C}=U_1$, $U_{2A}=U_{2B}=U_{2C}=U_2$, $U_{0A}=U_{0B}=U_{0C}=U_0$.

Несиметрія трифазної системи напруг характеризується такими показниками якості електроенергії, як коефіцієнт несиметрії напруг за зворотною послідовністю $K_{2U} = \frac{U_2}{U_1} 100\%$ та коефіцієнт несиметрії напруг за нульовою послідовністю $K_{0U} = \frac{U_0 \sqrt{3}}{U_1} 100\%$.

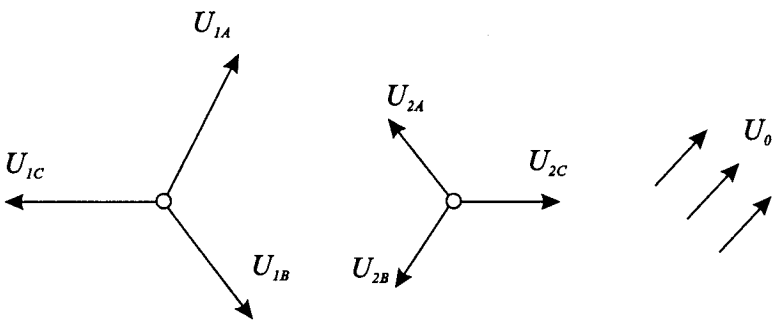



***Рис. 12.11.*** *Симетричні складові несиметричної системи напруг*

Прийнято, що нормально допустимими в електричних мережах з номінальною напругою 380 *В* вважають $K_{2U} = 2\%$ і $K_{0U} = 2\%$.

Оскільки напруга нульової послідовності $U_0$ пропорційна сумі трьох фазних напруг, то основою структури для її вимірювання є схема суматора на операційному підсилювачі (розд. 7). Похибка такого вимірювача становить не менше ±1,0%, оскільки рівень його вихідної напруги не перевищує десятків мілівольт. Більш високу точність забезпечують цифрові схеми з використанням АЦП і реалізацією алгоритму знаходження $U_2$ опрацюванням цифрової інформації.

Як видно з вище наведеного виразу, для визначення напруги зворотної послідовності необхідно виконати операції повороту векторів фазних напруг $\boldsymbol{U}_B$ і $\boldsymbol{U}_C$ на відповідні кути, що визначаються множником $a$. Використовуючи замість фазних напруг лінійні, можна після нескладних перетворень спростити вираз для напруги зворотної послідовності

$$\boldsymbol{U}_2 = \frac{1}{3}[\boldsymbol{U}_{AB} + a^2 \boldsymbol{U}_{BC} + \boldsymbol{U}_{BC}] = \frac{1}{3}[\boldsymbol{U}_{AB} + \boldsymbol{U}_{BC} e^{-j(\pi/3)}].$$

Отже, у структурі цього вимірювача слід виконати поворот обох векторів лінійних напруг за допомогою фазоповертальних елементів ФПЕ1 та ФПЕ2 на кути, що відрізняються між собою на $\pi/3$, а схема матиме вигляд, зображений на рис. 12.12, де СМ – суматор напруг.

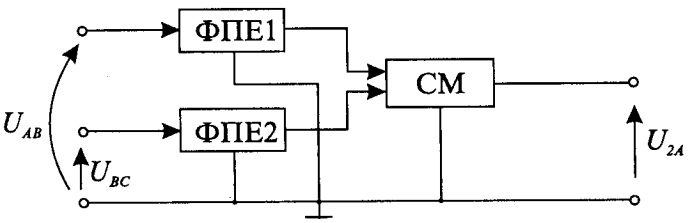



*Рис. 12.12. Структурна схема вимірювача напруги зворотної послідовності*

Похибка вимірювання $U_2$ при цьому знаходиться в межах ±1,0… ±2,0 %. Основними причинами похибок є відхилення від номінального значення коефіцієнтів перетворення ФПЕ1 та ФПЕ2, викликане зміною частоти мережі щодо значення номінальної робочої частоти цих вузлів, та наявність у формі напруги вищих гармонічних складових.

Дещо кращі результати забезпечують цифрові схеми з АЦП і мікропроцесором, що виконують у цифровій формі алгоритм знаходження $U_2$. Однак і в цьому випадку суттєвими факторами, що визначають значення похибки вимірювання, є зміна частоти промислової мережі та вплив сигналів вищих гармонік.

## 12.6. Вимірювання частоти

Широкий діапазон частот електричних сигналів від часток герца до десятків гігагерц, різні вимоги до точності їх вимірювання зумовили велику різноманітність методів вимірювання частоти.

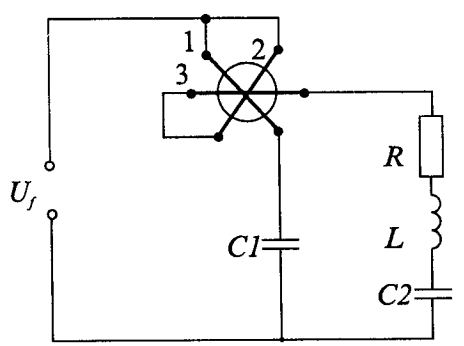



*Рис. 12.13. Схема електродинамічного частотоміра*

Для вимірювань та контролю частоти в промислових умовах в діапазоні від 20 до 2500Гц з порівняно невисокою точністю (1…4%) використовують електромеханічні частотоміри на базі логометрів електромагнітної, електро- чи феродинамічної систем. На рис. 12.13 наведена спрощена схема електродинамічного частотоміра. Наявність в колі рухомих рамок 1 і 2 та нерухомої котушки 3, частотозалежних конденсаторів $C_1$, $C_2$ та індуктивності $L$ забезпечує однозначну залежність відхилення рухомої частини логометра від частоти:

$$\alpha = F\left(\frac{I_1}{I_2}\right) = F\left[\frac{\omega_x L - 1/(\omega_x C_2)}{1/(\omega_x C_1)}\right] = F(f_x).$$

Резонансний метод базується на порівнянні вимірюваної частоти з частотою власних коливань коливної ланки. Застосовується цей метод при вимірюванні частоти від сотень кГц до сотень ГГц. Основним вузлом резонансного частотоміра є коливна

система у вигляді резонансного контуру із зосередженими реактивними елементами чи вузлами з розподіленими параметрами – відрізками коаксіальних чи смугових ліній, або ж об'ємні резонатори (для частот у десятки ГГц).

На рис. 12.14 зображена схема резонансного частотоміра з коливною системою у вигляді контура із зосередженими *LC*-параметрами. Вимірювальний *LC*-контур має індуктивний зв'язок з колом досліджуваного сигналу $U_{fx}$ та автотрансформаторний зв'язок з колом індикатора. Регулюванням ємності С конденсатора змінної ємності настроюють частоту $f_0$ власних коливань LC-контура в резонанс з вимірюваною частотою $f_x$:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi LC} = f_x.$$

При цьому напруга в індикаторному колі зростає до максимального значення, що фіксується вихідним індикаторним пристроєм *mV*, а значення вимірюваної частоти визначають за показами конденсатора змінної ємності. Похибка таких частотомірів звичайно не менше ніж 1%.

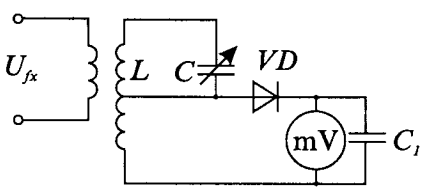



***Рис. 12.14.*** *Схема резонансного частотоміра*

Найвищу точність вимірювання в діапазоні від часток герца до сотень мегагерц забезпечують цифрові частотоміри. Залежно від способу утворення інтервалу усереднення (часу) розрізняють частотоміри прямої лічби та обчислювальні.

Перші з них будуються на основі аналого-цифрової структури хронометра, описаної в п. 9.4 (див. рис. 9.8). При цьому протягом точно відомого інтервалу часу $T_0$ підраховується кількість імпульсів невідомої частоти.

Похибка вимірювання частотомірів прямої лічби визначається головним чином похибкою $\delta_{бч}$ від нестабільності так званої бази часу, тобто набору сигналів каліброваних міток часу, завдяки яким вибирається тривалість часу вимірювання $T_0$, та похибкою квантування $\delta_{кв}$:

$$\delta_ч = \pm\left(\delta_{бч} + \frac{1}{f_x T_0}\right).$$

Остання складова може сягати недопустимо великих значень на низьких частотах $f_x$, що вимагає додаткових схемних заходів – перемножувачів частоти чи використання спеціальних вагових функцій, що інколи призводять до суттєвого ускладнення структури.

В обчислювальних частотомірах, завдяки вибору практично сталого часу вимірювання та використанню циклічного перетворення вхідного сигналу, забезпечується майже однакова похибка вимірювання (соті частки відсотка) у всьому діапазоні частот.

Принцип дії обчислювального частотоміра за методом подвійного збігу пояснюють рис. 12.15 та 12.16.

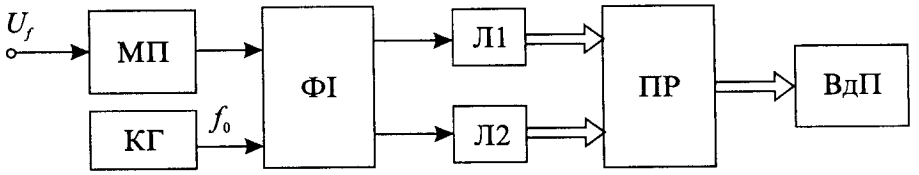



***Рис. 12.15.*** *Спрощена структурна схема обчислювального частотоміра*

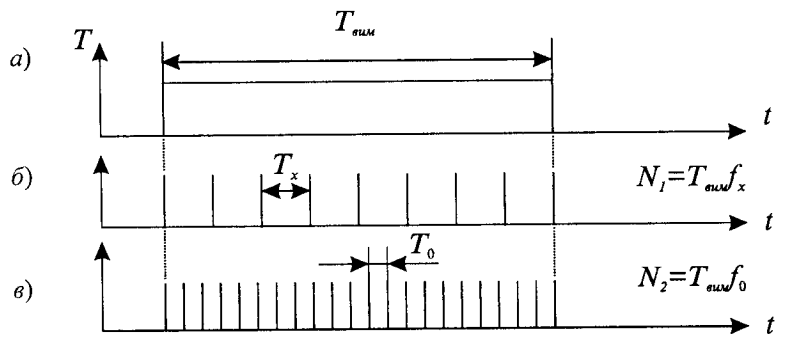



***Рис. 12.16.*** *Часові діаграми роботи обчислювального частотоміра*

Відповідно до спрощеної структурної схеми цього частотоміра (рис. 12.15) вхідна напруга $U_{fx}$ вимірюваної частоти $f_x$ нормується вхідним масштабуючим пристроєм МП до номінального рівня, зручного для подальшого опрацювання. У формувачі інтервалів ФІ задається строб-імпульс вимірювання з тривалістю $T_{вим}$ (рис. 12.16,*а*), що встановлюється залежно від $f_x$. З виходу формувача імпульсів ФІ на перший лічильник Л1 частотоміра надходить певна послідовність імпульсів кількістю $N_1$, яка дорівнює кількості повних періодів вхідного сигналу, синхронізованого з переднім та заднім фронтами строб-імпульса $T_{вим}$: $N_1 = T_{вим} f_x$ (рис. 12.16,*б*). Одночасно, починаючи з переднього фронту $T_{вим}$, за допомогою другого лічильника Л2 визначається $N_2 = T_{вим} f_0$ – кількість імпульсів базової частоти від кварцового генератора КГ (рис. 12.16,*в*). Мірою вимірюваної частоти буде відношення

$$N = \frac{N_1}{N_2} = \frac{T_{вим} \cdot f_x}{T_{вим} \cdot f_0} = \frac{f_x}{f_0},$$

що визначається процесором ПР і фіксується відліковим пристроєм ВдП.

При вимірюванні низьких частот (до 1 *Гц* і нижче) інтервал $T_{вим}$ вибирають таким, що дорівнює одному періоду повторення $T_x = \frac{1}{f_x}$.

Вибираючи значення $f_0$ близьким до верхньої частоти діапазону вимірювання, отримують стале значення похибки квантування $\delta_{кв} = \frac{1}{f_0 T_{вим}}$, яке для частотоміра з $f_0 = 500$ *МГц* та $T_{вим} = 1$ с становить $2 \cdot 10^{-9}$. При цьому діапазон вхідних частот обчислювального частотоміра становить 0,1 *Гц*…500 *МГц*.

# Розділ 13
# ВИМІРЮВАННЯ ЕЛЕКТРИЧНОГО ОПОРУ

## 13.1. Загальні відомості

У сучасній практиці доводиться вимірювати електричний опір у дуже широкому діапазоні значень – від наноом (наприклад, під час дослідження явищ надпровідності) до значень близько $10^{14}$ *Ом* і більше (при вимірюванні опору ізоляції, визначенні характеристик напівпровідникових та ізоляційних матеріалів). Крім того, дуже різні також вимоги до точності вимірювань. Якщо при перевірці зразкових мір опору I розряду похибка вимірювання не повинна перевищувати десятитисячних часток процента, то при вимірюванні перехідного опору контактів, опору заземлення або опору ізоляції вона може бути декілька процентів. Широким є також діапазон допустимої потужності розсіювання різних досліджуваних об'єктів – від мікроват (для елементів мікросхем, малогабаритних термісторів) до сотень ват і навіть більше (для обмоток потужних електричних машин, трансформаторів).

Названі особливості зумовили появу різних методів та засобів вимірювань електричного опору. Для вимірювань з порівняно невисокою точністю використовуються прилади прямого перетворення. Точні вимірювання здійснюються за допомогою мостів і компенсаторів постійного струму, цифрових приладів.

Вимірювання опорів завжди позв'язане з розсіюванням в ньому деякої потужності. Тому при виборі методів та засобів вимірювань необхідно подбати, щоб потужність, яка розсіюється в досліджуваному опорі не перевищувала номінального для нього значення. У противному випадку може відбуватися перегрівання і температурні зміни опору. Це особливо важливо, коли досліджуваний опір має значний температурний коефіцієнт опору (наприклад, мідні обмотки електричних машин, апаратів, терморезистивні перетворювачі і ін.).

Під час вимірювання порівняно низькоомних опорів необхідно звернути увагу на необхідність усунення впливу опорів з'єднувальних дротів та перехідних контактів на результат вимірювань. Низькоомні резистори необхідно під'єднувати до вимірювального засобу, використовуючи чотири контакти (затискачі) – два струмові та два потенціальні.

При вимірюванні високоомних опорів (понад $10^5$ *Ом*) необхідно рахуватись з опором ізоляції. В окремих випадках, наприклад, при вимірюванні опорів високоомних

недротяних резисторів, напівпровідників та діелектриків, необхідно враховувати, що опір досліджуваного об'єкта може залежати від значення прикладеної до нього напруги, температури, вологості довкілля.

## 13.2. Прямі та опосередковані вимірювання опорів

Для прямих вимірювань опорів в діапазоні від $10^{-5}$ до $10^{9}$ *Ом* можна використати магнітоелектричні омметри та мегомметри, а для більших опорів (до $10^{14}...10^{15}$ *Ом*) – електронні мегомметри та тераомметри. Ці прилади мають здебільшого дуже нерівномірну шкалу з кінцевою відміткою ∞ (безмежність). Граничне значення похибки в цьому випадку визначиться, зважаючи на клас точності (при нормуванні зведеної похибки і нормувальним значенням, що дорівнює довжині шкали), за формулою

$$\left|\delta_{R_X}\right|_{ГР} = K\frac{l_{ШК}}{R_X}\cdot\frac{dR}{dl},$$

де $K$ – числове значення класу точності омметра; $l_{ШК}$ – довжина шкали (мм); $dR/dl$ – чутливість омметра в даній точці шкали (*мм/Ом*).

Детальніший аналіз показує, що значення $\left|\delta_{R_X}\right|_{ГР}$ для таких омметрів найменше в середній частині шкали омметра і в кращому випадку наближається до $4K$, а з наближенням вказівника до початку чи до кінця шкали різко зростає. Тому такі прилади використовуються лише для грубої оцінки значення досліджуваного опору з похибкою 5...10%.

Точнішими є опосередковані вимірювання опору за допомогою амперметра та вольтметра. Вимірявши струм і напругу за однією із схем, зображених на рис. 13.1,*а* і *б*, значення вимірюваного опору можна знайти із виразу

$$R_X = \frac{U}{I},$$

де $U, I$ – напруга і струм за показами амперметра й вольтметра.

Похибка вимірювання складається з похибок амперметра і вольтметра та похибки методу, яка зумовлена споживанням потужності вимірювальними приладами і залежить від схеми їх вмикання. Зокрема, для схеми, зображеної на рис. 13.1,*а*

$$R_{X1} = \frac{U}{I} = \frac{U}{I_X + I_V} = \frac{R_X}{1 + R_X/R_V},$$

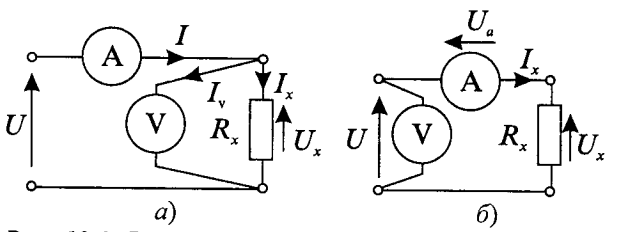
а відносна похибка методу при $R_V >> R_X$

$$\delta_{M1} = \frac{R_{X1} - R_X}{R_X} = -\frac{R_X}{R_V + R_X} \approx -\frac{R_X}{R_V}.$$

Для схеми на рис. 13.1,*б*

$$R_{X2} = \frac{U_X + U_A}{I} = R_A + R_X,$$

$$\delta_{M1} = \frac{R_{X2} - R_X}{R_X} = \frac{R_A}{R_X}.$$




*а)* *б)*

***Рис. 13.1.*** *Вимірювання опору за допомогою амперметра та вольтметра*

Щоб забезпечити меншу похибку методу при вимірюванні порівняно низькоомних опорів, користуються схемою, зображеною на рис. 13,а, а при вимірюванні високоомних опорів – рис. 13,б.

Похибку методу можна усунути, якщо визначити $R_X$ з урахуванням струму вольтметра для схеми рис. 13,а

$$R_X = \frac{U}{I - I_V},$$

чи враховуючи спад напруги на амперметрі (рис. 13,б)

$$R_X = \frac{U - U_A}{I}.$$

Незважаючи на певні незручності, зв'язані з необхідністю відліку двох приладів і виконання обчислень, вимірювання опору за допомогою амперметра та вольтметра широко використовується, особливо для вимірювань опорів обмоток потужних електричних машин та апаратів. Перевага цього методу полягає у можливості виконання вимірювань практично при будь-якому значенні струму та напруги, охоплюваних діапазонами вимірювань амперметрів та вольтметрів та в широкому діапазоні значень вимірюваних опорів (від $10^{-6}$ до $10^{13}$ *Ом*).

При дослідженнях електричних машин та трансформаторів, а також дослідженні індуктивних та взаємоіндуктивних перетворювачів виникає потреба вимірювати еквівалентні активні опори. Еквівалентний активний опір таких об'єктів є мірою споживаної об'єктом активної потужності при його роботі на змінному струмі і визначається як

$$R_{екв} = \frac{P}{I^2},$$

де $P$ – активна потужність; $I$ – струм досліджуваного об'єкта.

Вимірювання еквівалентного опору здійснюється за схемами вимірювання активної потужності. Похибка вимірювання $R_{екв}$ (без врахування методичної похибки)

$$\delta R_{екв} = \pm (\delta_P + 2\delta_I),$$

де $\delta_P$ – похибка вимірювання потужності; $\delta_I$ – похибка вимірювання струму.

## 13.3. Мостовий метод вимірювань опору

Мостовий метод вимірювань застосовується для точних вимірювань опору в діапазоні від $10^{-8}$ до $10^{16}$ *Ом*. Одинарні мости з двозатискачевим підімкненням вимірюваного опору мають обмежену нижню границю вимірювань десятками ом через вплив опорів з'єднувальних проводів на результат вимірювання. Щоб зменшити цей вплив в одинарних мостах застосовують чотиризатискачеве під'єднання резисторів, завдяки якому нижня границя вимірювань одинарних мостів класу 0,05 досягає тисячні частки ом. Дуже малі опори вимірюють подвійними мостами постійного струму, діапазон вимірювань яких звичайно лежить в межах $10^{-8}$...100 *Ом*.

Обов'язковою умовою виконання вимірювань із заданою точністю є забезпечення відповідної чутливості мостів, при якій похибка квантування була би меншою від похибки моста. Зокрема, при нульовому методі вимірювань досить забезпечити таку чутливість, при якій відхилення від рівноваги моста, викликане відносною зміною опору плеча порівняння $\varepsilon = \Delta R/R$ на величину допустимої похибки вимірювань, відповідало б відхиленню вказівника нуль-індикатора на одну поділку. Тоді похибка квантування $\delta_{кв} = \pm 0{,}5\Delta R / R$. Чутливість залежить від значень опорів плеч моста, параметрів нуль-індикатора та джерела живлення. Практично для кожного конкретного випадку може бути декілька варіантів плеч моста, які задовольняють умову рівноваги, але не рівноцінні за чутливістю. Оптимальним вважають варіант, що забезпечує достатню чутливість схеми при відносно невисокій чутливості нуль-індикатора. У випадку, коли задані наближене значення вимірюваного опору $R_X$, допустима похибка вимірювання $\delta_{вим}$, номінальна потужність вимірюваного опору $P_{ном.х}$ та номінальна потужність плеч моста $P_{ном\ м}$, вибір оптимальних параметрів раціонально проводити за потужністю, що виділяється в колі гальванометра як нуль-індикатора, за формулою В. Кочана

$$P_Г = I_Г^2 \cdot R_Г = (C_i \cdot \alpha)^2 \cdot R_Г = \varepsilon^2 \cdot P_{max} \frac{R_{min}}{\sum R} \cdot \frac{k}{(1+k)^2},$$

де $C_i$ – ціна поділки шкали гальванометра; $\alpha$ – відхилення вказівника; $R_Г$ – опір гальванометра; $P_{мах}$ – потужність в найбільш навантаженому плечі моста; $R_{мін}$ – опір найбільш низькоомного плеча моста; $\Sigma R$ – сума всіх плеч моста ($\Sigma R = R_X + R_A + R_B + R$ для

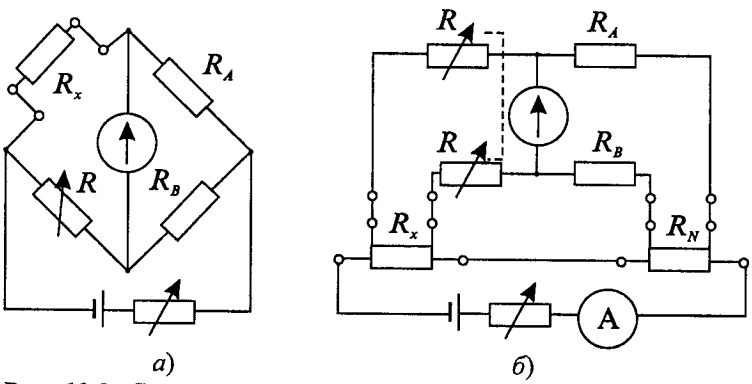
одинарного моста і $\Sigma R = R_X + R + R' + R_A + R_B + R_N$ для подвійного моста); $k = R_Г / R_{M.Г}$ – відношення опору гальванометра до вихідного опору моста відносно гальванометра.

Для одинарного моста (рис. 13.2,*а*)

$$R_{M.Г} \approx \frac{(R_X + R)\cdot(R_A + R_B)}{R_X + R + R_A + R_B},$$

а для подвійного моста (рис. 13.2,*б*)

$$R_{M.Г} \approx \frac{(R_X + R + R')\cdot(R_N + R_A + R_B)}{R_X + R_N + R + R_A + R_B + R'}.$$




*а)* *б)*

***Рис. 13.2.*** *Схема одинарного та подвійного мостів постійного струму*

За умови, що номінальна потужність досліджуваного резистора не менша за номінальну потужність моста значення $P_Г$ буде максимальним при максимумі відношення $R_{min} / \Sigma R$. Це означає, що необхідно вибирати опори всіх плеч моста по можливості близькими один до одного, оскільки $R_{min} / \Sigma R$ має максимальне значення 1/4 при $R_X = R_A = R_B = R$.

Вибір опору гальванометра зв'язаний з функцією $k / (1 + k)^2$. Ця функція має максимум при $k = 1$. Отже, для забезпечення максимального значення $P_Г$ необхідно вибирати гальванометр, опір якого по можливості близький до вихідного опору моста, тобто $R_Г \approx R_{M.Г}$. Очевидно, при вимірюванні низькоомних опорів, коли плечі моста також порівняно низькоомні, треба використовувати низькоомні гальванометри, а в високоомних мостах – високоомні гальванометри.

Вибравши всі елементи моста, ціну поділки гальванометра $C_i$ можна знайти за формулою В. Кочана для $P_Г$.

Для дуже точних вимірювань опору, вимірювань з похибкою, меншою, ніж основна, яка визначається класом точності моста, використовують метод заміщення. В основу методу покладене заміщення вимірюваного опору зразковим, якомога ближчим за значенням до вимірюваного, і здійснюється вимірювання таким чином:

1) до затискачів X моста під'єднують зразковий резистор і, зрівноваживши міст, відраховують показ:

$$R_N = R_{П.N} \cdot \frac{R_A}{R_B},$$

де $R_{П.N}$ – показ плеча порівняння моста;

2) замість зразкового тими ж провідниками до затискачів X під'єднують вимірюваний опір і, повторно зрівноваживши міст за допомогою плеча порівняння, отримують другий показ:

$$R_X = R_{П.X} \cdot \frac{R_A}{R_B},$$

де $R_{П.X}$ – показ плеча порівняння моста.

Розв'язують систему цих двох рівнянь і, підставивши замість $R_N$ дійсне значення опору зразкового резистора $R_{NД}$ (за його паспортом), визначають дійсне значення вимірюваного опору

$$R_{XД} = R_{NД} \cdot \frac{R_{П.X}}{R_{П.N}}.$$

Відносна похибка вимірювання за методом заміщення

$$\delta R_X = \delta R_N + \delta R_{П.X} - \delta R_{П.N} + \delta_{КВ.X} - \delta_{КВ.N},$$

де $\delta R_N$, $\delta R_N$, $\delta R_{П.X}$, $\delta R_{П.N}$ – відносні похибки опорів $R_N$, $R_{П.X}$, $R_{П.N}$; $\delta_{КВ.X}$, $\delta_{КВ.N}$ – відносні похибки квантування, що відповідають показам плеча порівняння $R_{П.X}$ і $R_{П.N}$.

Мінімальне значення похибки вимірювання опору методом заміщення буде при $R_X \approx R_N$, оскільки тоді $R_{П.X} \approx R_{П.N}$ і, якщо при переході від $R_{П.X}$ до $R_{П.N}$ положення старших декад моста залишаються незмінними, то $\delta R_{П.X} \approx \delta R_{П.N}$, то $\delta R_X \approx \delta R_N + \delta_{КВ.X} - \delta_{КВ.N}$ або

$$lim|\delta R_X| - lim|\delta R_N| = 2 \cdot lim|\delta_{КВ}|,$$

$$\lim \delta_{КВ} = \frac{0{,}5\Delta R}{R_{П.X}} \approx \frac{0{,}5\Delta R}{R_{П.N}},$$

де $\Delta R$ – ціна ступіня наймолодшої декади плеча порівняння.

Похибку квантування можна зробити нехтовно малою за рахунок великого опору плеча порівняння. Тоді похибка вимірювання визначається тільки похибкою зразкового резистора.

При $R_X \neq R_N$ на похибку вимірювання впливає також похибка методу, яка визначається різницею похибок плеча порівняння $\delta R_{П.X} - \delta R_{П.X}$ і зростає при збільшенні різниці між значеннями $R_{П.X}$ та $R_{П.X}$.

Щоб забезпечити мале значення цієї похибки необхідно добитися якомога меншої зміни опорів плеча порівняння при переході від його показу $R_{П.Х}$ до $R_{П.N}$. Наприклад, при необхідності переходу від $R_{П.Х} = 109{,}000$ *Ом* до $R_{П.N} = 110{,}000$ *Ом* треба змінити показ декади х1 *Ом* з 9 на 10, а не з 9 на 0 з виставленням одиниці на декаді х10 *Ом*.

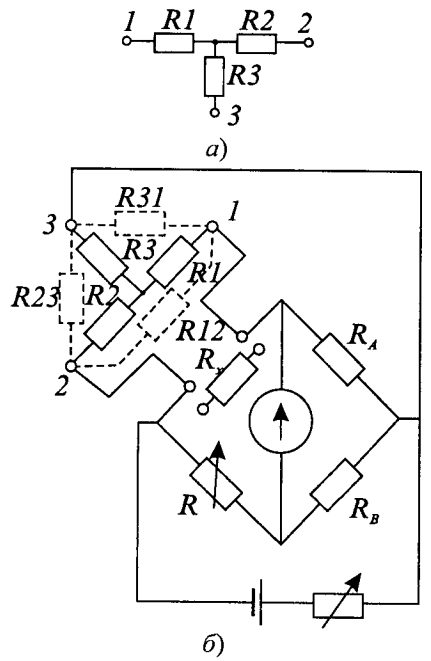



***Рис. 13.3.*** *Схема складеної міри та її увімкнення до одинарного моста*

В області високоомних опорів (>$10^{14}$ *Ом*) похибка вимірювання мостом постійного струму зростає до одиниць процентів. У цьому діапазоні відсутні точні однозначні міри електричного опору для реалізації методу заміщення. Тому для реалізації цього методу використовують складені міри, так звані імітатори великого опору. Така складена міра опору у вигляді зірки (рис. 13.3,*а*), будучи увімкненою в схему моста (рис. 13.3,*б*) імітує опір, значення якого буде значно більшим від значень опорів, з яких складена міра.

Дійсно, при перетворенні зірки опорів $R_1$, $R_2$ та $R_3$ в еквівалентний трикутник опорів матимемо

$$R_{12} = R_1 + R_2 + \frac{R_1 \cdot R_2}{R_3};$$

$$R_{23} = R_2 + R_3 + \frac{R_2 \cdot R_3}{R_1};$$

$$R_{31} = R_3 + R_1 + \frac{R_3 \cdot R_1}{R_2}.$$

Якщо виконати умови $R_1 \approx R_2$, а $R_1$, $R_2 >> R_3$, то значення відтворюваного опору $R_{12}$ буде набагато більшим від значень окремих опорів складеної міри.

Схема ввімкнення трипровідної складеної міри до одинарного моста при реалізації методу заміщення наведена на рис. 13.3,*б*. Еквівалентний опір $R_{12}$ імітує тут високоомну міру опору, опір $R_{23}$ шунтує діагональ живлення і не впливає на результат вимірювань, а опір $R_{31}$ шунтує плече порівняння $R_A$. Оскільки при відомих $R_1$, $R_2$ та $R_3$ значення $R_{31}$ легко розраховується, то і не важко визначити поправку на шунтувальну дію $R_{31}$, а якщо $R_{31} >> R_A$, то шунтувальною дією $R_{31}$ нехтують.

## 13.4. Особливості вимірювань опору ізоляції та опору заземлення

*Вимірювання опору ізоляції електричних пристроїв.* Для вимірювань опору ізоляції пристроїв, що не знаходяться під напругою, здебільшого використовують електромеханічні або електронні мегомметри. Вибір типу мегомметра, його межі вимірювань визначається параметрами досліджуваного об'єкта.

На рис. 13.4 показана схема вимірювань опору ізоляції екранованого кабеля. Схема живиться від генератора постійної напруги G, як вимірювальний прилад використовується логометр.

Особливість вимірювань опору ізоляції екранованого кабеля за допомогою логометричного мегомметра полягає, зокрема, у необхідності усунення впливу на результат вимірювань струмів витоку через зовнішню поверхню ізоляції. З цією метою на ізоляцію кінців кабеля накладають металеві захисні кільця К (декілька витків голого мідного дроту), які під'єднують до затискача Е мегомметра.

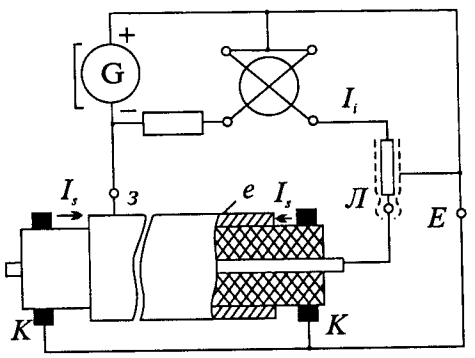



***Рис. 13.4.*** *Вимірювання опору ізоляції екранованого кабеля*

В такому випадку струм $I_S$, що протікає по поверхні ізоляції кабеля між захисними кільцями та екраном кабеля *е*, не попадає в рамку логометра. Різниця потенціалів між захисними кільцями та жилою кабеля нехтуюче мала порівняно з робочою напругою мегомметра і на цій ділянці струм практично відсутній. Таким чином покази мегомметра залежать лише від струму $I_i$ в об'ємі ізоляції між жилою та екраном кабеля, тобто пропорційні об'ємному опору ізоляції кабеля.

*Вимірювання опору ізоляції відносно землі та між проводами електричних мереж.* У випадку, коли як джерело енергії, так і споживачі під'єднані (рис. 13.5,*а*), за допомогою мегомметра вимірюють еквівалентний опір ізоляції $R_1$ між проводом 1 та заземленням, $R_2$ – між проводом 2 та заземленням, а також $R_{12}$ – між проводами 1 та 2. Значення опорів $R_{із1}$, $R_{із2}$ та $R_{із}$ визначають, розв'язуючи систему рівнянь:

$$R_1 = \frac{R_{із1}(R_{із2} + R_{із})}{R_{із1} + R_{із2} + R_{із}} \; ; \; R_2 = \frac{R_{із2}(R_{із1} + R_{із})}{R_{із1} + R_{із2} + R_{із}} \; ; \; R_{12} = \frac{R_{із}(R_{із1} + R_{із2})}{R_{із1} + R_{із2} + R_{із}},$$

в результаті чого отримаємо:

$$R_{із1} = \frac{A}{2(R_2 + R_{12} - R_1)} \; ; \; R_{із2} = \frac{A}{2(R_{12} + R_1 - R_2)} \; ; \; R_{із} = \frac{A}{2(R_1 + R_2 - R_{12})},$$

де $A = 2R_2R_{12} - (R_2 + R_{12} - R_1)^2$.

Аналогічно можна визначити опір ізоляції в трифазній мережі.

Якщо при від'єднаному джерелі енергії споживачі не від'єднані від мережі, то опір ізоляції $R_{із}$ між проводами 1 та 2 шунтується порівняно малим опором споживачів і можна вважати, що опори ізоляції проводів відносно землі з'єднані паралельно. У цьому випадку необхідно виміряти опір ізоляції між одним із проводів і землею. Це буде еквівалентний опір ізоляції відносно землі

$$R_{із.екв} = \frac{R_{із1} \cdot R_{із2}}{R_{із1} + R_{із2}} .$$

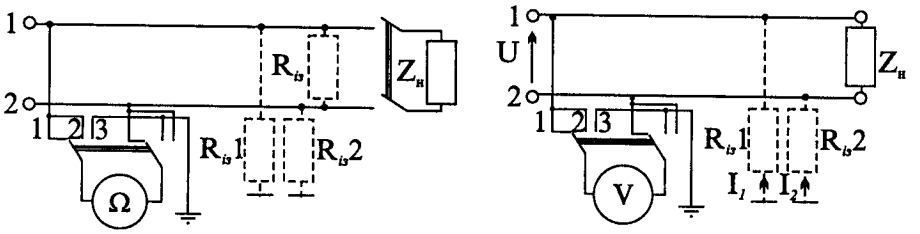



***Рис. 13.5.*** *Вимірювання опору ізоляції в двопровідній мережі*

Якщо $R_{із.екв}$ відповідає вимогам до опору ізоляції даної мережі, то тим більше цим вимогам буде відповідати ізоляція окремих проводів.

Для вимірювань опорів ізоляції пристроїв та мереж, що знаходяться під напругою, можна використати схему рис. 13.5,*б*. Почергово вимірявши напругу $U$ в мережі, а також напруги $U_1$ та $U_2$ відповідно між лінією 1 та землею і лінією 2 та землею, записують

$$I_1 = \frac{U - U_2}{R_{із1}} = \frac{U}{R_{із1} + \dfrac{R_{із2} \cdot R_V}{R_{із2} + R_V}} ;$$

$$I_2 = \frac{U - U_1}{R_{із2}} = \frac{U}{R_{із2} + \dfrac{R_{із1} \cdot R_V}{R_{із1} + R_V}} .$$

Якщо $R_{із} >> R_V$, то наведені вирази спрощуються:

$$I_1 = \frac{U - U_2}{R_{із1}} \approx \frac{U}{R_{із1} + R_V} ;$$

$$I_2 = \frac{U - U_1}{R_{із2}} \approx \frac{U}{R_{із2} + R_V} .$$

Розв'язуючи ці рівняння, одержимо

$$R_{із1} = R_V \frac{U - U_2}{U_2}; \qquad R_{із2} = R_V \frac{U - U_1}{U_1}$$

*Визначення місця пошкодження ізоляції кабеля.* У випадку пробою ізоляції між жилою кабеля та його металевою оболонкою або між двома жилами в трижильному кабелі для визначення місця пошкодження можна скористатись способом петлі Муррея, що заснований на використані одинарного моста (рис. 13.6). Перед вимірюванням треба закоротити одні кінці (наприклад *a* та *a'*), пошкодженої та непошкодженої жил, а до інших (*b* та *b'*) під'єднати нуль-індикатор та два плеча одинарного моста $R_1$ та $R_2$, одне з яких є плавнорегульованим. Джерело живлення моста вмикають між спільною точкою А плеч $R_1$ та $R_2$ і точкою пробою ізоляції жили (через землю у випадку пробою між жилою та оболонкою, або через третю жилу у випадку пробою між двома жилами багатожильного кабеля).

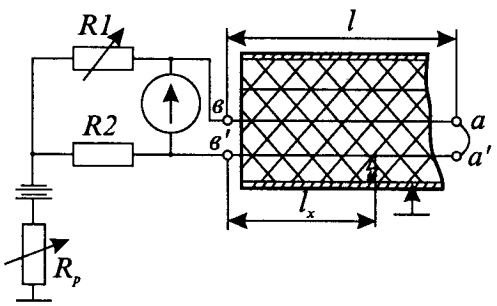



***Рис. 13.6.*** *Визначення місця пошкодження кабеля*

Враховуючи умову рівноваги моста, матимемо

$$R_1 R_X = R_2(2R_1 - R_X),$$

звідки

$$R_X = \frac{2R_l R_2}{R_1 + R_2},$$

де $R_l$ – опір однієї жили кабеля завдовжки $l$; $R_x$ – опір однієї жили кабеля на пошкодженій ділянці $l_x$.

Відстань до місця пробою при площі перерізу жили $S$

$$l_X = R_X \frac{S}{\rho},$$

де $\rho$ – питомий опір матеріалу жили кабеля.

*Вимірювання опору заземлення.* Вимірювання опору заземлення завжди здійснюється на змінному струмі, щоб уникнути впливу на результати вимірювань напруги поляризації в місцях контакту заземлення з вологою землею.

Вимірювання можуть бути здійснені за допомогою амперметра та вольтметра, логометричного омметра, спеціальним вимірювачем заземлень компенсаційного типу. Опір заземлення визначається як опір між заземлювальним електродом та допоміжним

електродом, віддаленим від електрода заземлення на теоретично безмежно велику відстань. Практично відстань між електродами повинна вибиратись не меншою, ніж 20 *м*.

На рис. 13.7 подана схема вимірювань опору заземлення за допомогою вольтметра та амперметра. У схемі використовуються два додаткові заземлювальні електроди. Електрод $З_I$, що на відстані 40...60 *м* від досліджуваного заземлення, служить для створення струмового контура, а електрод $З_V$ (приблизно 20 *м* від досліджуваного заземлення) – для створення контура напруги. При такій структурі вимірювального кола закон зміни потенціалу відносно заземлення буде як на кривій, що в нижній частині рисунка, а вимірювальне коло відповідає вищезгаданим вимогам до вимірювань опорів заземлення.

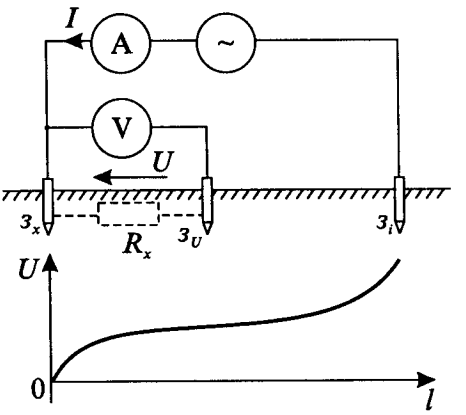



***Рис. 13.7.*** *Вимірювання опору заземлення*

Значення опору заземлення визначається як

$$R_X = \frac{U}{I},$$

де $U$ та $I$ – відповідно, показ вольтметра та показ амперметра.

Для уникнення методичної похибки необхідно, щоб опір вольтметра був значно більшим від опору $R_з$ заземлення $З_U$ (опір $R_з$ додається послідовно до опору вольтметра). Тому як вимірювальні використовують тут електронний або електростатичний вольтметр.

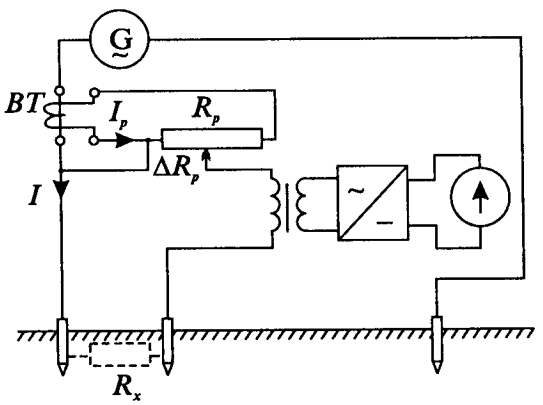



***Рис. 13.8.*** *Схема вимірювання опору заземлення компенсаційним способом*

Широке застосування для вимірювань опору заземлення знаходять вимірювачі заземлення, засновані на компенсаційному принципі (рис. 13.8). Спад напруги на вимірюваному опорі заземлення компенсується спадком напруги на частині $\Delta R_P$ реохорда $R_P$, що у вторинному колі вимірювального трансформатора.

У момент компенсації

$$IR_X = I_p \Delta R_p,$$

звідки

$$R_X = \frac{I_P}{I} \cdot \Delta R_P = \frac{\Delta R_P}{k_I},$$

де $k_I$ – коефіцієнт трансформації вимірювального трансформатора струму.

Значення вимірюваного опору заземлення може бути відраховане безпосередньо за шкалою реохорда.

Серійні прилади, побудовані на компенсаційному принципі, є багатограничними і дозволяють вимірювати опори заземлення від 0 до 1000 *Ом* з похибкою 1,5…5%.

## 13.5. Вимірювання опору цифровими приладами

*Цифрові мости.* Позитивною особливістю цифрових мостів є незалежність їх показів від значення напруги живлення. Крім цього, завдяки вибору невеликих значень розсіюваної потужності (десятки мВт), суттєво зменшена методична похибка за рахунок перегріву вимірюваного опору. У сучасних цифрових мостах забезпечується автоматичний вибір піддіапазонів вимірювання шляхом перемикання опорів $R_{An}$ та $R_{Bm}$ плеч відношення (рис. 13.9).

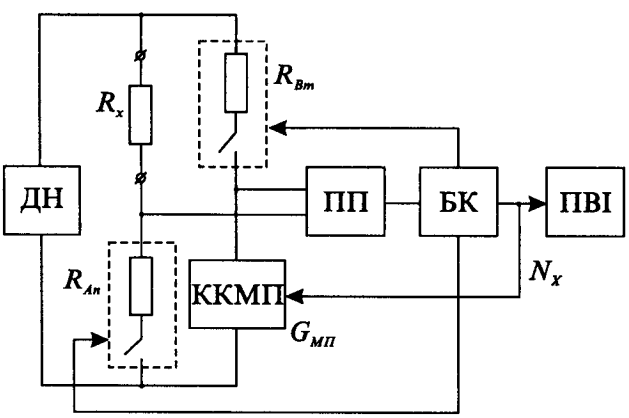



***Рис. 13.9.*** *Структурна схема цифрового моста*

Для зменшення впливу залишкових параметрів комутаційних елементів і спрощення їх комутації, в цифрових мостах використовуються тільки кодо-керовані магазини провідності (ККМП), які вмикаються в плече протилежне до вимірюваного опору. Напруга нерівноваги моста сприймається пристроєм порівняння (ПП). Блок керування (БК) аналізує знак вихідного сигналу ПП і, залежно від нього, збільшує або ж зменшує код $N_X$, який керує ККМП та подається на пристрій відображення інформації (ПВІ). Зрівноваження відбувається до моменту зменшення напруги нерівноваги до значення меншого від порогу чутливості ПП, при цьому значення вимірюваного опору знаходиться як

$$R_X = G_{МП} R_{Am} R_{Bn} = R_{Am} R_{Bn} \sum_{i=1}^{k} a_i g_i,$$

де $G_{МП} = \sum_{i=1}^{k} a_i g_i$ – увімкнена провідність ККМП; $a_i$ – коефіцієнт комутації ($a_i$=1 при наявності одиниці у відповідному розряді коду $N_X$ і $a_i$ = 0 – в протилежному випадку); $g_i$

– провідність $i$-го розряду ККМП; $k$ – кількість двійкових розрядів коду $N_X$; $n$, $m$ – відповідно, кількість резисторів в плечах відношення $R_{An}$ та $R_{Bm}$; $n \cdot m$ – кількість піддіапазонів вимірювання опору.

Як видно з цього рівняння, похибка вимірювання опору цифровими мостами залежить від інструментальних похибок резисторів плеч відношення і ККМП, а також від залишкових параметрів (опорів замкнених ключів і залишкових ЕРС) перемикачів резисторів плеч відношення та ККМП. За допомогою цифрових мостів вимірюють опір в широкому діапазоні значень – $(10^2 \ldots 10^{10})$ *Ом*, з похибкою $\pm(0{,}05 \ldots 2)$ % та роздільною здатністю $10^{-5}$.

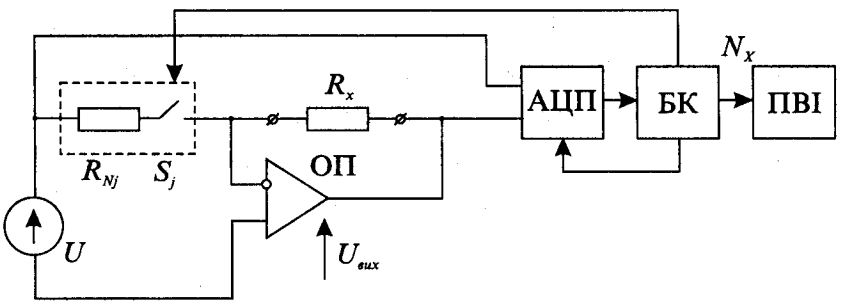



***Рис. 13.10.*** *Структурна схема цифрового омметра*

*Цифрові омметри.* Сучасні цифрові омметри (рис. 13.10) будуються на основі АЦП напруги постійного струму. Автоматичне перемикання піддіапазонів вимірювання опору здійснюється перемиканням ключами $S_j$ струмозадавальних резисторів $R_{Nj}$. Перетворювач опору в напругу реалізований на операційному підсилювачі ОП, а вимірюваний резистор $R_x$ увімкнений в коло його від'ємного зворотнього зв'язку. Для забезпечення інваріантності результату вимірювання опору до значення вимірювального струму, вимірювальний струм формується із напруги живлення $U$. Одночасно ця ж напруга служить опорною для АЦП напруги постійного струму. Вихідна напруга $U_{вих}$ перетворювача опір-напруга

$$U_{вих} = U \frac{R_X}{R_{Nj} + R_{kj}},$$

за допомогою АЦП перетворюється в код $N_X$

$$N_X = k_{АЦП} \frac{U_{вих}}{U} = k_{АЦП} \frac{R_X}{R_{Nj} + R_{kj}},$$

де $k_{АЦП}$ – коефіцієнт перетворення АЦП; $R_{Nj}$ – значення опору $j$-го струмозадавального резистора; $R_{kj}$ – опір $j$-го замкненого ключа $S_j$.

Як видно з цього рівняння, похибка цифрового омметра визначається похибками струмозадавального резистра $R_{Nj}$, залишковими параметрами ключів $S_j$ та АЦП. Завдяки суттєвому зменшенню кількості комутаційних елементів порівняно з цифровими мостами, похибка в найкращих моделях цифрових омметрів зменшена до тисячних часток відсотка.

*Цифровий компенсаційний метод вимірювання опору.* Принципово нові можливості побудови цифрових омметрів відкриває застосування в них кодо-керованих імітаторів електричного опору. В компенсаційному цифровому омметрі (рис. 13.11) вимірюваний опір $R_x$ вмикається в коло від'ємного зворотнього зв'язку інвертуючого ОП2, а значення його вимірювального струму задається резисторами $R_{Nj}$, які перемикаються ключами $S_j$ залежно від вибраного піддіапазону вимірювання.

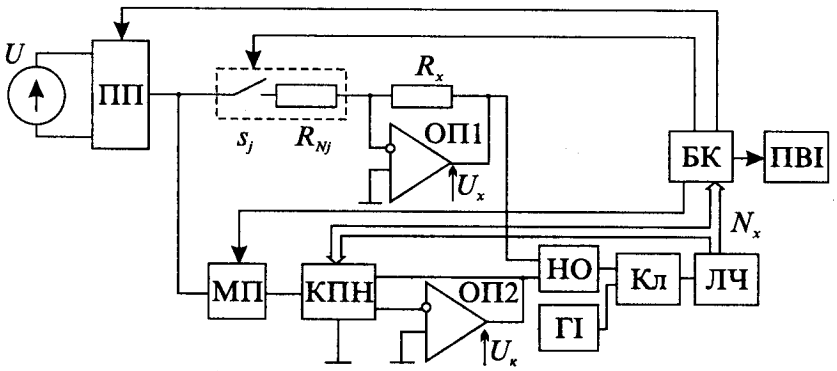



***Рис. 13.11.*** *Структурна схема компенсаційного цифрового омметра*

Масштабний подільник МП, кодо-керований подільник (ЦАП напруги) КПН та операційний підсилювач ОП2 є кодо-керованим подільником компенсаційної напруги $U_к$. На обидва входи нуль-органа НО подаються напруги однакової полярності з виходів підсилювачів ОП1 $U_x$ та ОП2 $U_к$. За проміжок часу, доки вимірювальна напруга (вихідна напруга підсилювача ОП1) є меншою від компенсувальної напруги (вихідна напруга підсилювача ОП2), до моменту спрацювання НО формується результат вимірювання підсумовуванням імпульсів генератора ГІ на лічильнику ЛЧ, вихідним кодом якого збільшується компенсувальна напруга $U_к$. У момент рівності вимірювальної та компенсувальної напруг спрацьовує НО, ключ Кл закривається і вихідний код лічильника фіксується в блоці керування приладом БК. Вимірювання опору тут здійснюється за методом комутаційного інвертування при різних полярностях тестової напруги $U$ омметра. При додатній полярності напруги $U$ рівняння рівноваги компенсатора запишеться як

$$(U+e_j)\frac{R_X}{R_{Nj}+R_{клj}}+\Delta_a-(m_jU+e_k)\frac{N_1}{N_m}=e_{HO},$$

де $e_j$, $R_{клj}$ – відповідно ЕРС та опір $j$-го замкненого ключа $S_j$; $\Delta_a=e_1+e_2$ – еквівалентна напруга зміщення ОП1 та ОП2; $m_j$ – коефіцієнт передачі МП; $e_k$, $e_{HO}$ – відповідно напруга зміщення КПН та НО; $N_1$, $N_m$ – відповідно поточне та максимальне значення коду вимірювання; а при від'ємній полярності – $(U-e_j)\frac{R_X}{R_{Nj}+R_{клj}}-\Delta_a-(m_jU-e_k)\frac{N_2}{N_m}=e_{HO}$.

Код результату вимірювання $N_X$ визначається в БК як півсума кодів $N_1$, $N_2$, отриманих при обох зрівноваженнях

$$N_X = \frac{N_1 + N_2}{2} = \frac{R_X}{R_{Nj} + R_{клj}} \cdot \frac{N_m}{m_j}.$$

Похибка результату вимірювання не залежить від адитивних складових, а визначається тільки мультиплікативними складовими похибки – похибкою струмозадавального резистора, коефіцієнтів передачі МП та КПН.

*Цифровий диференційний метод вимірювання опору.* В компенсаційному цифровому омметрі кодо-керований подільник компенсаційної напруги повинен бути точним, лінійним та багаторозрядним. Час вимірювання опору при цьому є порівняно великим і визначається вибраним методом зрівноваження – розгортувального чи порозрядного.

З появою прецизійних мір-імітаторів з'явилась можливість реалізації диференційного методу цифрового вимірювання електричного опору, який за наявності швидкодійних АЦП, дає можливість зменшення часу вимірювання, а також спрощує і реалізацію омметра. Суть диференційних методів полягає у створенні та вимірюванні різниці між вимірюваною величиною та вихідною величиною міри. За диференційним методом код $N_X$ результату вимірювання отримується підсумовуванням кодів результатів двох перетворень

$$N_X = N_1 q_1 + N_2 q_2,$$

де $N_1$ – код результату перетворення на першому етапі вимірювання величини $R_X$ з порівняно великими ступенями квантування $q_1$; $N_2$ – код результату перетворення на другому етапі вимірювання різниці $\Delta R_X = R_X - R_k$ з порівняно малими ступенями квантування; $R_k = N_1 q_1$ – значення вихідного сигналу кодо-керованої міри опору.

Якщо значення вимірюваної та компенсаційної величин приблизно однакові $R_X \approx R_k$, то похибка вимірювання електричного опору за диференційним методом, в основному визначатиметься похибкою міри, яка у цьому випадку повинна бути точною і лінійною, але не обов'язково багаторозрядною. На рис. 13.12 подано структуру диференційного цифрового омметра.

Перетворювач опір-напруга побудований за схемою інвертуючого підсилювача ОП1, в коло від'ємного зворотного зв'язку якого увімкнений вимірюваний опір $R_X$, а вимірювальний струм $I_{Xj}$ задається від напруги $m_R U$ за допомогою прецизійних резисторів $R_{Nj}$, що комутуються ключами $S_j$. ЦАП омметра складається із подільника МК тестової напруги $U$, кодо-керованого подільника КПН напруги та перетворювача струм-напруга

ОП2. Тестова напруга $U$ через масштабний керований подільник МР подається у вимірювальний канал та через керований подільник МК – в компенсаційний.

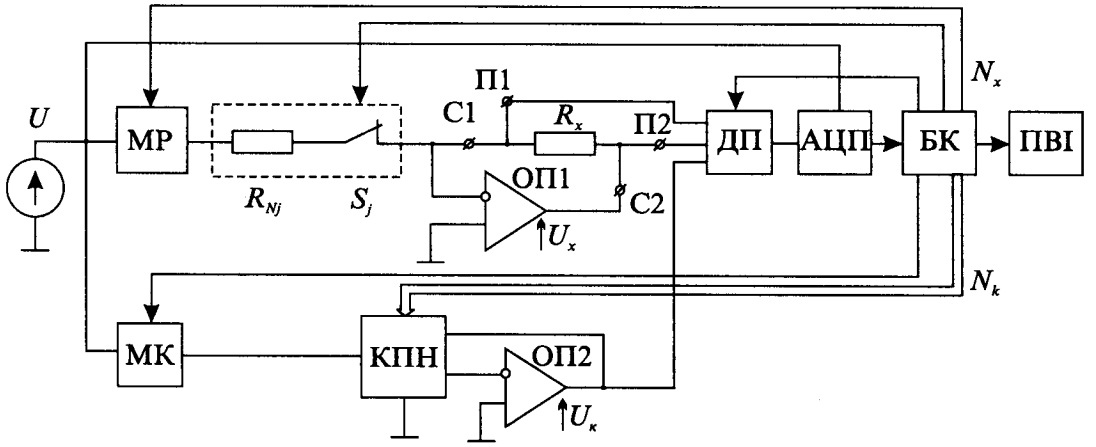



***Рис. 13.12.*** *Структурна схема цифрового диференціального омметра*

Опір вимірюється за два цикли роботи. У першому циклі роботи блок керування БК встановлює нульовий код в КПН, певні значення коефіцієнтів передачі тестової напруги у вимірювальному $m_R$ і компенсаційному $m_k$ каналах, вмикає певний струмозадавальний резистор $R_{Nj}$ та встановлює коефіцієнт $k_1$ передачі диференційного підсилювача ДП і значення $n_1U$ опорної для АЦП напруги. За допомогою АЦП вихідна напруга $U_{1ДП} = k_1 m_R U \dfrac{R_X}{R_{Nj}}$, ДП у цьому циклі перетворюється в код $N_1$

$$N_1 = \frac{k_A U_{1ДП}}{n_1 U} = S_{A1} m_R \frac{R_X}{R_{Nj}},$$

де $S_{A1} = \dfrac{k_A k_1}{n_1}$ – коефіцієнт перетворення опору в код у першому циклі вимірювання.

У другому циклі вимірювання до КПН подається код $N_1$, який встановлює на виході ОП2 компенсаційного каналу напругу $U_k$

$$U_k = m_k U \frac{N_1}{N_{mk}},$$

де $N_{mk} = S_{A1} m_R \dfrac{R_{Xm}}{R_{Nj}}$ – номінальне значення коду КПН, що відповідає максимальному значенню опору $R_{Xm}$, вимірюваного на даному піддіапазоні; $m_k$ – коефіцієнт передачі тестової напруги в компенсаційному каналі на даному піддіапазоні вимірювання опору.

Збільшується чутливість перетворення шляхом збільшення коефіцієнта передачі $k_2$ диференційного підсилювача ДП і (або) зменшення значення опорної для АЦП напруги $n_2U$. В код $N_2$ перетворюється різниця напруг $U_{2ДП}$ з вимірювального та компенсаційного каналів

$$U_{2ДП} = k_2\left(m_R U\frac{R_X}{R_{Nj}} - m_k U\frac{N_1}{N_{mk}}\right),$$

$$N_2 = S_{A2}\left(m_R\frac{R_X}{R_{Nj}} - m_k\frac{N_1}{N_{mk}}\right),$$

де $S_{A2} = \dfrac{k_A k_2}{n_2}$ – коефіцієнт перетворення опору в код у другому циклі вимірювання.

На кожному з піддіапазонів вимірювання виконується співвідношення

$$\frac{m_R}{R_{Nj}} = \frac{m_k}{R_{Xm}}.$$

Значення коду $N_X$ вимірюваного значення опору знаходиться підсумовуванням кодів $N_1$ і $N_2$, зведених до однієї чутливості перетворення

$$N_X = N_1 + \frac{S_{A1н}}{S_{A2н}}N_2 = S_{A1н}m_R\frac{R_X}{R_{Nj}}(1+\delta_{mR}-\delta_{Nj}-\delta_{mk}-\delta_k),$$

де $S_{A1н}$, $S_{A2н}$ – номінальні значення чутливостей перетворення у першому та другому циклах вимірювання; $\delta_{mR}$, $\delta_{mk}$, $\delta_k$, $\delta_{Nj}$ – відносні похибки, відповідно, коефіцієнтів передачі подільників напруги МР та МК, КПН та струмозадавального резистора $R_{Nj}$.

Як показує аналіз цього співвідношення, результуюча похибка вимірювання електричного опору визначатиметься похибками тільки прецизійних елементів схеми диференційного цифрового омметра резистора $R_{Nj}$, коефіцієнтів передачі КПН та подільників напруги МР і МК. Великою перевагою цифрового диференційного омметра є інваріантність до впливу опорів з'єднувальних ліній при чотирипровідному під'єднанні вимірюваних опорів, що дає змогу розширення діапазону в бік низькоомних опорів до $1\cdot10^{-4}$ *Ом*.

# Розділ 14
# ВИМІРЮВАННЯ ПАРАМЕТРІВ ЕЛЕКТРИЧНИХ КІЛ ЗМІННОГО СТРУМУ

## 14.1. Особливості вимірювань складових комплексного електричного опору

Комплексний електричний опір є одною з найважливіших характеристик електричного кола змінного струму. Зауважимо, поняття комплексного опору має фізичний зміст лише при синусних струмах та напругах. Тому вимірювання комплексних опорів та їх складових повинні проводитись при дотриманні цих умов.

При несинусних напругах та струмах результат вимірювання може бути отриманий лише для певних гармонік шляхом використання спеціальних вибіркових пристроїв. Є різні методи вимірювань параметрів комплексного електричного опору: приладами прямого перетворення, методи, засновані на використанні явища резонансу, мостові методи, методи, засновані на перетворенні параметрів комплексного опору в напругу та ін.

При дослідженні комплексних електричних опорів вимірюваними величинами є не тільки ємність $C$, індуктивність $L$ та активний опір $R$, але й такі характеристики, як тангенс кута діелектричних втрат конденсатора $tg\delta$, добротність котушки індуктивності $Q$, а також стала часу резистора

$$\tau = \frac{L}{R} - CR,$$

як характеристика резистора з точки зору можливості його застосування на змінному струмі (тут $L$ та $C$ залишкові індуктивність та ємність за схемою заміщення, рис. 14.1,*в*). Реальний пасивний елемент електричного кола інколи буває дуже складним елементом як із зосередженими, так і з розподіленими параметрами. Однак в більшості випадків комплексний електричний опір можна подати еквівалентною схемою заміщення, що містить ємність чи індуктивність, які послідовно або паралельно з'єднані з активним опором (рис. 14.1), причому об'єкти з малими втратами та високою добротністю відображають послідовними схемами заміщення, а об'єкти із великими втратами та низькою добротністю – паралельними.

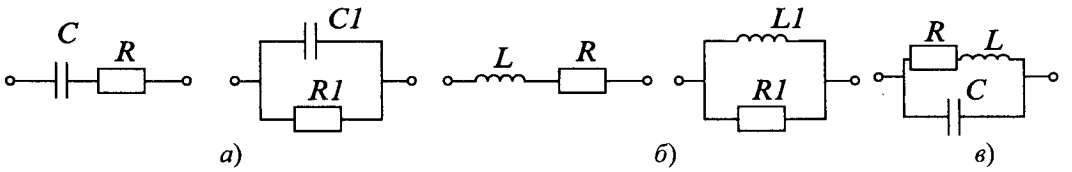



***Рис. 14.1.*** *Схеми заміщення пасивних елементів електричного кола змінного струму*

Співвідношення між параметрами схем заміщення для об'єктів ємнісного характеру (рис. 14.1,*а*) виражаються формулами:

$$C_1 = \frac{C}{1 + tg^2\delta}; \qquad R_1 = R\left(1 + \frac{1}{tg^2\delta}\right),$$

а для об'єктів індуктивного характеру – відповідно (рис. 14.1,*б*)

$$L_1 = L\left(1 + \frac{1}{Q^2}\right); \qquad R_1 = R(1 + Q^2),$$

де $tg\delta$ – тангенс кута втрат ємнісних об'єктів; $Q$ – добротність індуктивних об'єктів.

При цьому для послідовних схем заміщення маємо:

$$\text{tg}\delta = \omega CR; \qquad Q = \frac{\omega L}{R},$$

а для паралельних схем, відповідно

$$tg\delta = \frac{1}{\omega C_1 R_1}; \quad Q = \frac{R_1}{\omega L_1}.$$

Такі параметри $C$, $R$, $L$, $\tau$ в першому наближенні можна вважати незалежними від частоти, а інші є функціями частоти і тому при їх кількісній оцінці необхідно вказувати частоту, при якій проводились вимірювання. Очевидно також, що вимірювання останніх необхідно здійснювати на тій частоті, на якій об'єкт використовується в реальних умовах.

При високій добротності комплексних опорів ємність та індуктивність в послідовній та паралельній схемі заміщення практично не відрізняються між собою. Однак неоднозначність отриманих результатів суттєво проявляється, коли досліджуваний комплексний опір має велику активну складову. Так при $Q = 10$ значення індуктивності з паралельною схемою заміщення на 1% більше ніж за послідовною схемою заміщення, але при $Q = 1$ ця різниця сягає 100%.

Реальні конденсатори в досить широкому діапазоні частот мають малий $tg\delta$, а тому їх ємність незалежно від прийнятої схеми заміщення буде мати практично однаков значення.

Реальні котушка індуктивності важко однозначно показати якою-небудь одною схемою заміщення, оскільки опір втрат таких котушок містить як послідовну, так і паралельну складові. Крім цього, в реальних котушках індуктивності є власна ємність, а властивості матеріалу осердя залежать і від частоти.

У котушках індуктивності без феромагнітного осердя звичайно переважають втрати в обмотці, а еквівалентний активний опір можна вважати увімкненим послідовно з індуктивністю. В котушках з феромагнітним осердям основна складова втрат приходить на втрати в осерді. Тут реальнішою є паралельна еквівалентна схема.

Власну ємність котушок треба вважати увімкненою паралельно індуктивності. Вона впливає на результат вимірювань у вигляді завищеного значення індуктивності. Уявна індуктивність котушки зростає з наближенням частоти напруги джерела живлення вимірювального кола аж до резонансної частоти котушки, а при частоті напруги джерела живлення вищій за резонансну частоту котушки реактивний опір котушки змінює характер на ємнісний.

В багатьох випадках власна ємність обмоток деяких пристроїв, як трансформатори, дроселі з феромагнітним осердям починає впливати вже на порівняно низьких частотах і може викликати значні похибки вимірювання індуктивності. Тому вимірювання індуктивності в таких випадках слід проводити або на робочих частотах досліджуваного об'єкта, або на якнайнижчій частоті.

Діапазони вимірювань параметрів комплексних опорів можуть бути дуже широкими. Так значення вимірюваних ємностей лежать в межах від тисячних часток пікофарада до десятків тисяч мікрофарад, а індуктивностей – від тисячних часток мікрогенрі до тисячі генрі. Діапазон вимірювань добротностей становить 0,01...1000, $tg\delta$ – від 0,00001 до 10, а в окремих випадках значення вимірюваних $Q$ та $tg\delta$ можуть знаходитись і за межами вказаного діапазону.

## 14.2. Вимірювання складових комплексного опору приладами прямого перетворення

*Вимірювання ємності.* Для вимірювань ємності конденсаторів можуть бути використані прилади безпосередньої оцінки – фарадметри. Правда ці прилади мають порівняно низьку точність та обмежений діапазон вимірювань, їх покази залежать від частоти. Відносна похибка вимірювання фарадметрами дорівнює 2...4%.

Значення ємності конденсатора може бути визначене за допомогою амперметра та вольтметра. Якщо при напрузі $U$ через конденсатор протікатиме струм $I$, то при частоті напруги живлення $\omega$, нехтуючи втратами в конденсаторі, можна визначити

$$C_X = \frac{I}{\omega U}.$$

Це досить простий в реалізації метод, однак його функціональні можливості обмежені певним діапазоном вимірювань, а точність вимірювань порівняно невисока. Важливою перевагою цього способу є можливість забезпечення режиму заданого струму чи режиму заданої напруги, що в багатьох практичних випадках має вирішальне значення, наприклад, при вимірюванні ємності нелінійних радіоелементів, параметрів котушок індуктивностей з феромагнітним осердям.

***Вимірювання індуктивності та взаємної індуктивності.*** Враховуючи, що повний опір котушки індуктивності

$$Z = \sqrt{R_{екв}^2 + (\omega L)^2}$$

може бути визначений за спадком напруги $U$ на котушці індуктивності при протіканні через неї змінного струму $I$, як $Z = U / I$, а його складова $R_{екв}$ (еквівалентний опір втрат) – вимірюванням потужності $P$, що споживається котушкою при заданому струмі $I$, як $R_{енв} = P / I^2$, індуктивність $L$ котушки за показами амперметра, вольтметра і ватметра може бути знайдена як

$$L = \frac{1}{2\pi f}\sqrt{Z^2 - R_{екв}^2} = \frac{1}{2\pi f}\sqrt{\frac{U^2}{I^2} - \left(\frac{P}{I^2}\right)^2}.$$

Схеми вимірювань в цьому випадку аналогічні до схем вимірювання активної потужності в колах змінного струму. Враховуючи низькі значення $\cos\varphi$, при цих вимірюваннях доцільно застосовувати малокосинусні ватметри.

Малі індуктивності можуть бути виміряні резонансним способом. Цей спосіб застосовують головним чином для досліджень високочастотних котушок індуктивностей номіналом від декількох сотих мікрогенрі до декількох мілігенрі. Вимірювальне коло (рис. 14.2) живиться від джерела регульованої за амплітудою та за частотою напруги, значення якої вимірюють електронним вольтметром *V1* діючого значення. Для настроювання контур в резонанс використовують конденсатор змінної ємності $C_0$. Наявність резонансу визначають за максимальним показом вольтметра *V2*.

Значення досліджуваної індуктивності може бути визначене за формулою

$$L_X = \frac{1}{4\pi^2 f^2 C_0},$$

або за показами конденсатора, проградуйованого в одиницях індуктивності для заданої частоти напруги джерела живлення.

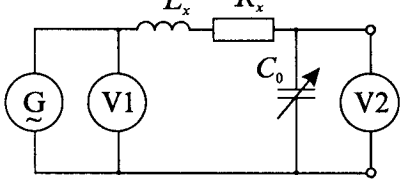



***Рис. 14.2.*** *Вимірювання індуктивності резонансним способом*

За схемою (рис. 14.2) можна також визначити добротність. Оскільки при резонансі $j\omega L_X \dfrac{1}{j\omega C_0}$, струм у вимірювальному колі

$$I = \frac{U}{R_X},$$

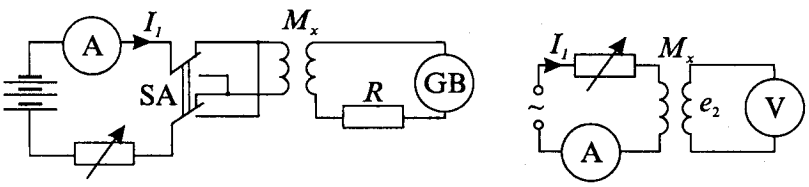
а покази вольтметра *V2*

$$U_2 = \frac{I}{\omega C_O} = U\frac{1}{\omega C_0 R_X} = U\frac{\omega L_X}{R_X} = U \cdot Q_X,$$

звідки добротність досліджуваної котушки індуктивності

$$Q_X = \frac{\omega L_X}{R_X} = \frac{U_2}{U}.$$

Недоліком резонансного методу є вузький діапазон вимірювань при обмеженому частотному діапазоні, порівняно низька точність визначення точки резонансу, особливо за наявності в колі значного активного опору. Тому резонансний метод дає добрі результати лише при високих добротностях досліджуваного об'єкта, коли резонансна крива має різко виражений максимум. Резонансний метод використовують головним чином для побудови вимірювачів добротності – *куметрів*.




*а)* *б)*

***Рис. 14.3.*** *Схеми вимірювань взаємної індуктивності*

Взаємна індуктивність $M_X$ може бути визначена вимірюванням за допомогою балістичного гальванометра кількості електрики, що виникає у вторинному колі при зміні напряму струму у первинному колі (рис. 14.3,*а*):

$$M_X = \frac{R_2 Q}{2I_1} = \frac{R_2 \alpha}{2I_1 S_Q},$$

де $R_2$ – опір вторинного кола; $Q$ – кількість електрики, що вимірюється балістичним гальванометром GB; $\alpha$ – відхилення його вказівника; $S_Q$ – чутливість гальванометра за кількістю електрики.

Якщо потрібно визначити взаємну індуктивність котушки при робочому струмі в її обмотці, можна виміряти ЕРС $e_2$, що індукується у вторинному колі струмом $I_1$ пер-

винної обмотки (рис. 14.3,*б*). При цьому бажано користуватися вольтметром з малим споживанням струму або компенсатором. Значення взаємної індуктивності

$$M_X = \frac{e_2}{\omega I_1}.$$

Описані методи не можуть забезпечити високої точності вимірювання взаємної індуктивності, оскільки результат вимірювання визначається за показами приладів безпосередньої оцінки.

В принципі, для вимірювання взаємної індуктивності можна користуватися будь-яким методом вимірювань індуктивності, вимірюючи індуктивність з'єднаних послідовно зустрічно і послідовно згідно первинної та вторинної обмоток.

Повна індуктивність при послідовному згідному з'єднанні обмоток

$$L' = L_1 + L_2 + 2M_X,$$

а при послідовному зустрічному

$$L'' = L_1 + L_2 - 2M_X,$$

де $L_1$, $L_2$ – індуктивності первинної і вторинної обмоток досліджуваної котушки.

Взаємна індуктивність обмоток

$$M_X = \frac{L'-L''}{4}.$$

## 14.3. Перетворення параметрів комплексного опору в напругу

Останнім часом широкого розповсюдження набули вимірювачі параметрів електричних кіл, основані на перетворенні складових комплексних опорів в пропорційну їм напругу з подальшим вимірюванням її відомим способом.

Такі вимірювачі *C*, *R*, *L* за своїми метрологічними характеристиками незначно поступаються мостам змінного струму, мають широкі функціональні можливості, високу швидкодію і зручні у користуванні. Остання якість особливо важлива під час розв'язання задач виробничого контролю та при наукових дослідженнях. Практика показує, що вимірювання комплексного опору з середньою добротністю мостом з ручним керуванням класу 0,5 потребує багатократних почергових регулювань змінних параметрів і тривалість їхня досягає до 10 с. Швидкодія, що реалізується в кращих зразках автоматичних цифрових мостів змінного струму такого самого ж класу точності, становить приблизно 0,25 с, але при цьому прилад є складним та дорогим.

Перетворення складових комплексного опору в напругу пов'язано з необхідністю забезпечення високої точності, лінійності, однозначної залежності, а також ряду інших

вимог, а тому це стало технічно доцільним лише на базі досягнень сучасної мікроелектроніки. Для створення подібних перетворювачів використовують операційні підсилювачі, які мають низку переваг (велике значення коефіцієнта підсилення, великий вхідний і малий вихідний опори, широкий частотний діапазон і ін.).

Найкращі переваги операційних підсилювачів (ОП) проявляються при охопленні їх від'ємним зворотним зв'язком. На рис. 14.4 показано схему ОП з паралельним від'ємним зв'язком, на вхід якого увімкнений опір $Z_1$, а в колі зворотного зв'язку – опір $Z_{зв}$.

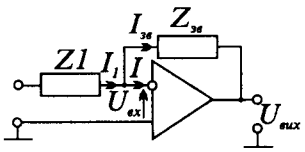



***Рис. 14.4.*** *Принципова схема ОП з від'ємним зворотним зв'язком*

Якщо прийняти, що коефіцієнт підсилення ОП достатньо великий, то струмом $I$ в його вхідному колі практично можна знехтувати і вхідна напруга буде близькою до нуля. Отже, струм, що протікає через опір, під'єднаний до входу ОП, буде дорівнювати струмові, що протікає через опір зворотного зв'язку, тобто

$$\frac{\boldsymbol{U}}{Z_1} = -\frac{\boldsymbol{U}_{вих}}{Z_{зв}}\text{, або } \boldsymbol{U}_{вих} = -\frac{Z_{зв}}{Z_1}\boldsymbol{U}\ .$$

Якщо один з опорів $Z_1$ або $Z_{зв}$ є активним, а інший – комплексним ємнісного чи індуктивного характеру, тоді можна реалізувати декілька варіантів перетворювача залежно від прийнятої схеми заміщення і місця включення об'єкта вимірювання – в пряме коло чи коло зворотного зв'язку.

Найбільш розповсюджені схеми, що дозволяють за синфазною і квадратурною складовими вихідної напруги оцінювати активну і реактивну складові вимірюваного комплексного опору, подані в табл.14.1.

В схемі 1 опір $Z_{зв} = R_X + j\omega L_X$, а опір $Z_1 = R$ тоді

$$U_{вих} = -\left(\frac{R_X}{R} + j\frac{\omega L_X}{R}\right) = \frac{U}{R}\left(R_X + j\omega L_X\right)\ .$$

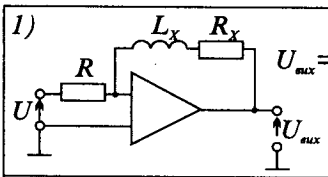
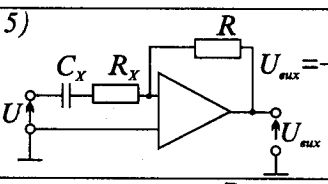
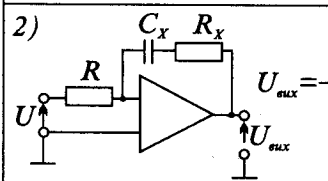
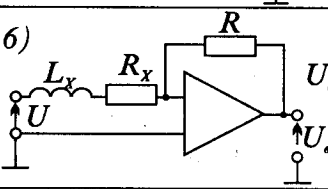
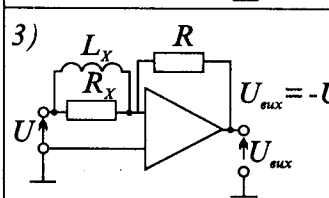
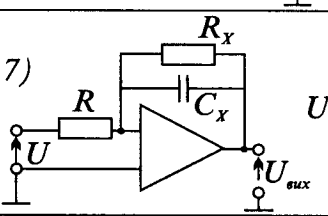
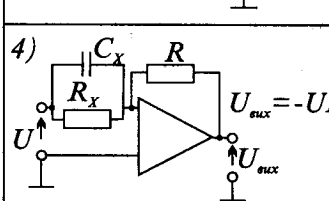
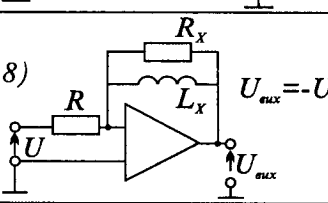
При незмінних значеннях напруги живлення $\bar{U}$, частоти $\omega$ і зразкового опору $R$ синфазна з напругою живлення складова вихідної напруги пропорційна активній складовій комплексного опору, а квадратурна – реактивній (індуктивності).

Схема 1 дає змогу забезпечити лінійність відліку активної складової комплексного опору і реактивної його складової (або індуктивності). При подібному ввімкненні в коло зворотного зв'язку активно-ємнісного опору з послідовною схемою заміщення (схема 2) також забезпечується ця лінійність, але значення ємності оберненопропорційне відповідній складовій вихідної напруги. Лінійна залежність $U_{вих}$ від активної і реактивної провідностей може бути отримана у випадку ввімкнення досліджуваного об'єкта (по-

даного паралельною схемою заміщення) у вхідне коло ОП (схеми 3 і 4). При цьому забезпечується і лінійність перетворення ємності.

*Таблиця 14.1*

**Схеми перетворювачів параметрів комплексного опору в напругу на базі ОП**

| | |
|---|---|
| 1)  $U_{вих}=-\frac{U}{R}(R_X+j\omega L_X)$ | 5)  $U_{вих}=-U\frac{\omega^2C_X^2R_XR+j\omega C_XR}{1+\omega^2C_X^2R_X^2}$ |
| 2)  $U_{вих}=-\frac{U}{R}(R_X+\frac{1}{j\omega C_X})$ | 6)  $U_{вих}=-U\frac{R_XR-j\omega L_XR}{R_X^2+\omega L_X^2}$ |
| 3)  $U_{вих}=-UR(\frac{1}{R_X}+\frac{1}{j\omega L_X})$ | 7)  $U_{вих}=-U\frac{R_X-j\omega C_XR_X^2}{R_X^2+\omega^2L_X^2}$ |
| 4)  $U_{вих}=-UR(\frac{1}{R_X}+j\omega C_X)$ | 8)  $U_{вих}=-U\frac{\omega^2L_X^2R_X+j\omega L_XR_X^2}{R_X^2R+\omega^2L_X^2R}$ |

Використання схем 5...8 для визначення параметрів комплексного опору вимагає виконання додаткових розрахункових операцій, оскільки кожна із складових комплексного опору є одночасно зв'язаною з обома складовими вихідної напруги. Необхідно, правда, зауважити, що останнім часом у вимірювачах параметрів комплексного опору широко застосовуються засоби мікропроцесорної техніки. Тому необхідність здійснення цих чи інших розрахунків не є перешкодою до використання наведених схем. Крім цього, використання мікропроцесора у складі вимірювача параметрів комплексного опору значно розширює його функціональні можливості за рахунок передачі мікропроцесору функцій автоматичного керування роботою вимірювача, корекції похибок, скорочення кількості зразкових мір, організації самоконтролю і отримання відліку будь-яких параметрів комплексного опору.

## 14.4. Мостові методи вимірювань параметрів R, L, C

Мостовий метод вимірювань параметрів комплексного опору є найдосконалішим та найбільш вивченим, таким, що забезпечує найвищу точність та широкі функціональні

можливості, попри складність будови мостів, необхідність великої кількості зразкових засобів та пристроїв керування.

На рис. 14.5 наведені деякі схеми мостів змінного струму для вимірювань ємності та індуктивності.

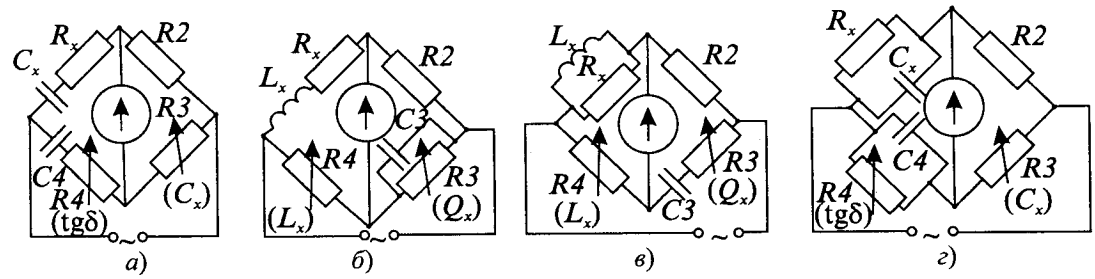



***Рис. 14.5.*** *Схеми мостів змінного струму для вимірювання ємності та індуктивності*

Схему, яку показано на рис. 14.5,*а*, використовують для вимірювання ємності конденсаторів з малими втратами, умова рівноваги такого моста має вигляд:

$$\left(R_X + \frac{1}{j\omega C_X}\right)R_3 = \left(R_4 + \frac{1}{j\omega C_4}\right)R_2,$$

звідки

$$R_X = R_4\frac{R_2}{R_3};\ C_X = C_4\frac{R_3}{R_2};\ \mathrm{tg}\delta_X = \omega R_X C_X = \omega R_4 C_4.$$

З наведених формул видно, що регулювальними елементами плеч моста доцільно вибрати резистори $R_3$ і $R_4$, кожен з яких входить тільки в одне з рівнянь для $C_X$ та $tg\delta$, причому резистор $R_3$ можна градувати в значеннях $C_X$, а $R_4$ – в значеннях $tg\delta$.

Частотно-незалежний міст (рис. 14.5,*б*) використовують для вимірювань, індуктивності з низькою добротністю. Значення вимірюваних параметрів визначають відповідно, як:

$$L_X = C_3R_2R_4;$$

$$R_X = R_2\frac{R_4}{R_3};$$

$$Q_X = \omega\, C_3R_3.$$

Тут регулівними є плечі $R_3$ (“$Q_X$”) та $R_4$ (“$L_X$”).

Аналогічно для рис. 14.5,*в* (вимірювання ємності конденсаторів з великими втратами) маємо:

$$C_X = C_4 \frac{R_3}{R_2};$$

$$R_X = R_4 \frac{R_2}{R_3};$$

$$tg\delta_X = \frac{1}{\omega R_X C_X} = \frac{1}{\omega R_4 C_4},$$

де регулювальними є $R_3$ ("$C_X$") та $R_4$ ("$tg\delta_X$"), а також для рис. 14.5,*г* (вимірювання індуктивності з малою добротністю):

$$L_X = C_3 R_2 R_4;$$

$$R_X = R_2 \frac{R_4}{R_3};$$

$$Q_X = \frac{R_X}{\omega L_X} = \frac{1}{\omega C_3 R_3},$$

де регулювальними є $R_4$ ("$L_X$") та $R_3$ ("$Q_X$").

Конструктивно мости змінного струму виготовляються з вмонтованими нуль-індикаторами, джерелами живлення, найчастіше на фіксовані частоти 50, 1000, 5000, 10000 *Гц*.

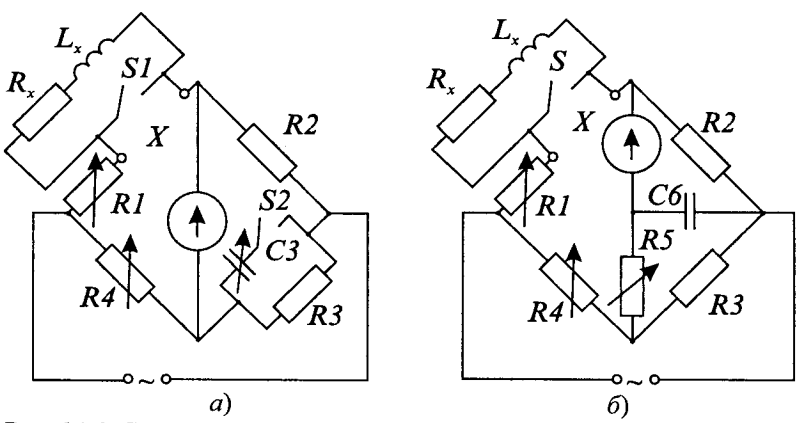



***Рис. 14.6.*** *Схеми мостів змінного струму з двома зрівноваженнями*

Для підвищення точності вимірювань активної складової та відповідно добротності, а в окремих промислових мостах змінного струму для вимірювань параметрів котушок індуктивності (наприклад, міст УМИЕ-2) передбачена можливість двох зрівноважень. При першому зрівноваженні, коли до затискачів "X" (рис. 14.6,*а*) увімкнена досліджувана котушка індуктивності, визначають

$$L_X = C_3 R_2 R_4,$$

а при другому зрівноваженні, коли затискачі "X" закорочені, а ємність $C_3$ від'єднана від плеча моста, визначають

$$R_X = R_2 \frac{R_4}{R_3} - R_1 .$$

Шестиплечий міст за рис. 14.6,*б* призначений для точних вимірювань індуктивностей у звуковому частотному діапазоні. Добра збіжність моста пояснюється незалежністю умови рівноваги моста по активній складовій від опору $R_5$. Тому умова рівноваги $R_X R_3 = R_2 R_4$ не порушується при подальшому зрівноваженні моста, необхідному для досягнення умови рівноваги індуктивності.

У реальних конструкціях мостів такого типу також передбачається можливість двох зрівноважень з визначенням відповідно

$$L_X = C_6 \frac{R_2}{R_3}\left[R_5\left(R_3 + R_4\right) + R_3 R_4\right]$$

та

$$R_X = R_2 \frac{R_4}{R_3} - R_1 .$$

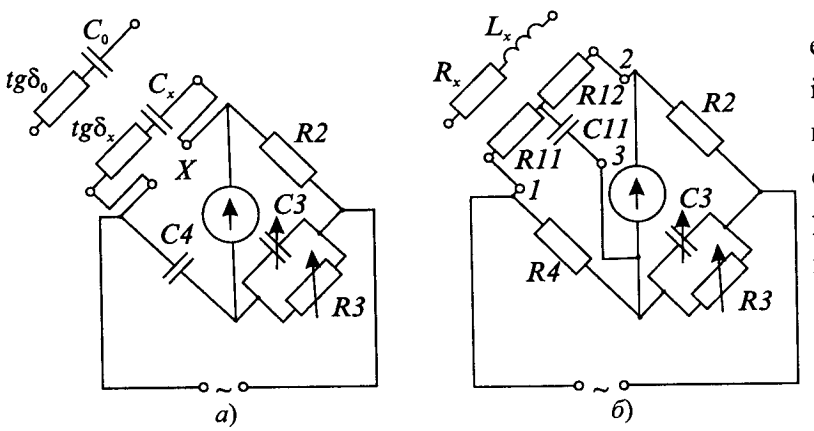



***Рис. 14.7.*** *Вимірювання параметрів R, L, C за методом заміщення*

Вимірювання електричних параметрів ізоляції матеріалів при високих напругах здійснюють мостами Шерінга (рис. 14.7,*а*). Оскільки $Z_X$ та $Z_4$ здебільшого значно перевищують $Z_2$ та $Z_3$ завдяки заземленню низькоомної вершини моста, регулювальні елементи $R_3$ та $C_3$ мають потенціали, близькі до потенціалу землі, що зменшує вплив струмів витоку на результат вимірювань і створює умови для безпечного обслуговування високовольтного моста.

Значення досліджуваних параметрів за схемою (рис. 14.7,*а*) визначають як

$$C_X = C_4 \frac{R_3}{R_2};$$

$$R_X = R_2 \frac{C_3}{C_4};$$

$$tg\delta_X = \omega C_3 R_3.$$

Для дуже точних вимірювань, наприклад, при перевірці вимірювальних конденсаторів чи вимірювальних котушок індуктивності, як і при вимірюванні активних опорів мостами постійного струму, використовують метод заміщення. Зрівноваживши, наприклад, міст за схемою на рис. 14.7,*а* з під'єднаним до нього досліджуваним конденсатором, заміщають досліджуваний зразковим конденсатором цього ж номінального значення ємності, що і досліджуваний. Незначні відхилення від умови рівноваги моста, що виникли в результаті такого заміщення, усувають невеликою зміною (звичайно в показах наймолодших декад) значень $R_3$ та $C_3$, відповідно, на $\Delta R_3$ та $\Delta C_3$.

Значення досліджуваних парметрів будуть дорівнювати:

$$C_X = \frac{C_O}{\left(1 + \frac{\Delta R_3}{R_3}\right)};$$

$$tg\delta_X = tg\delta_0 + \omega(R_3 \Delta C_3 + C_3 \Delta R_3),$$

де $C_0$ та $tg\delta_0$ — параметри зразкового конденсатора.

Метод заміщення використовують і при вимірюванні індуктивностей. Але оскільки точні міри індуктивностей великих номінальних значень відсутні, то для імітації таких мір використовують при вимірюваннях за методом заміщення пасивні *RC*-імітатори індуктивностей.

Схема моста з пасивним *RC*-імітатором індуктивності подана на рис. 14.7,*б*. При заданих значеннях $R_{11}$, $R_{12}$ та $C$ параметрах, що утворюють зірку опорів імітатора, комплексні опори сторін еквівалентного трикутника матимуть значення:

$$Z_{12} = R_{11} + R_{12} + j\omega R_{11} R_{12} C = R_{екв} + j\omega L_{екв};$$

$$Z_{13} = R_{11} + \frac{1}{j\omega C}\left(1 + \frac{R_{11}}{R_{12}}\right);$$

$$Z_{23} = R_{12} + \frac{1}{j\omega C}\left(1 + \frac{R_{12}}{R_{11}}\right).$$

Опір $Z_{12}$ є імітатором індуктивності з параметрами, що дорівнюють $L_{ім} = L_{екв}$, $R_{ім} = R_{екв}$. Опір $Z_{23}$ шунтує індикаторну діагональ і не впливає на результат вимірювань. Опір $Z_{13}$ шунтує плече $R_4$, тому його значення повинно бути набагато більшим за значення опору $R_4$. Всі параметри $RC$-імітатора повинні бути попередньо визначені на робочій частоті.

Якщо до затискачів 1–2 моста під'єднана досліджувана котушка індуктивності, то матимемо

$$L_X = C_3 R_2 R_4;$$

$$R_X = R_4 \frac{R_2}{R_3},$$

а при під'єднані до затискачів 1–2–3 $RC$–імітатора індуктивності:

$$L_{ім} = L_{екв} = (C_3 + \Delta C_3) R_2 R_4 = L_X + \Delta C_3 R_2 R_4.$$

Тоді

$$L_X = L_{ім} - \Delta C_3 R_2 R_4.$$

Аналогічно

$$R_{ім} = R_4 \frac{R_2}{R_3 + \Delta R_3},$$

звідки

$$R_X = R_{ім} + \frac{R_2 R_4}{R_3} \frac{\Delta R_3}{R_3}.$$

Отже, використання $RC$-імітаторів індуктивності дає змогу значно розширити діапазон точних вимірювань індуктивності за методом заміщення.

# *Частина IV*
# ВИМІРЮВАННЯ МАГНІТНИХ ВЕЛИЧИН

## Розділ 15
## МЕТРОЛОГІЧНІ АСПЕКТИ ВИМІРЮВАНЬ МАГНІТНИХ ВЕЛИЧИН

### 15.1. Фізичні основи магнітометрії

Магнітометрія – наука про вимірювання параметрів магнітного поля. Під параметрами магнітного поля розуміють скалярні, векторні та тензорні величини, що характеризують магнітне поле. Це магнітний потік, вектор магнітної індукції, вектор напруженості магнітного поля, градієнт вектора магнітної індукції і ін. Звичайно безпосередньо вимірюваними параметрами магнітного поля є скалярні величини: магнітний потік, модуль вектора магнітної індукції, похідні цих величин, функціонально зв'язані з векторними та тензорними параметрами магнітного поля, які дають можливість визначати топографію та ступінь неоднорідності магнітного поля, а також характер його зміни в часі.

У загальному випадку магнітне поле породжується рухом електричних зарядів (струмом) і характеризується напруженістю, яка не залежить від властивостей середовища, а визначається лише геометричними розмірами контуру та значенням струму в ньому і може бути визначена на основі закону Біо-Савара–Лапласа. Наприклад, напруженість магнітного поля в центрі колового контуру радіусом $R$ зі струмом $I$ дорівнює

$$H = \frac{I}{2R}.$$

Спеціальної назви одиниця напруженості магнітного поля не має. Її розмірність ампер на метр (*А/м*).

Будучи породженим електричним струмом, магнітне поле проявляється також у формі силової дії на рухомий електричний заряд. Основною характеристикою силової взаємодії магнітного поля з електричним струмом є магнітна індукція В. Це індукція такого однорідного магнітного поля, в якому на кожний метр лінійного провідника зі струмом в один ампер діє сила в один ньютон. Одиницею магнітної індукції є тесла (*Тл*).

Індукція магнітного поля у вакуумі пов'язана з напруженістю поля співвідношенням

$$B = \mu_0 H,$$

де $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ *Гн/м* – магнітна стала, а в середовищі з відносною магнітною проникністю $\mu$

$$B = \mu\mu_0 H.$$

Магнітне поле проявляється також у вигляді явища електромагнітної індукції. Згідно із законом електромагнітної індукції, змінне магнітне поле наводить в контурі електро рушійну силу, значення якої визначається швидкістю зміни магнітного потоку.

$$e(t) = -\frac{d\Phi}{dt},$$

де Ф – магнітний потік, який дорівнює сумарному потоку вектора магнітної індукції через контур з площею $S$:

$$\Phi = \int_S BdS.$$

Іншою інтегральною характеристикою магнітного поля є магніторушійна сила (*МРС*), значення якої між двома точками $A$ і $B$ визначається як

$$F_{AB} = \int_A^B Hdl.$$

Сучасна практика, включаючи унікальні наукові дослідження, вимагають вимірювань параметрів сталих магнітних полів індукцією від ~$10^{-16}$*Тл* (магнітний вакуум) до одиниць і навіть декількох десятків тесла, а також змінних – від $10^{-15}$…$10^{-14}$*Тл* до декількох тесла в діапазоні частот від часток герца до десятків мегагерц. Різноманітні також вимоги щодо точності – від $10^{-6}$…$10^{-4}$% при визначенні значень фізичних констант до $10^{-3}$…1% при промислових вимірюваннях магнітної індукції.

Сьогодні існує багато різних засобів вимірювань магнітних величин. До найпоширеніших явищ, що покладені в основу принципу дії приладів для вимірювань магнітних величин, належить явище електромагнітної індукції, гальваномагнітні явища, явище зміни магнітного стану феромагнетику в магнітному полі, квантові явища та силова взаємодія досліджуваного поля з полем постійного магніту або контуру з електричним струмом.

Явище електромагнітної індукції покладене в основу принципу дії індукційних та феромодуляційних вимірювачів магнітного потоку.

Принцип дії індукційних перетворювачів заснований на виникненні ЕРС, що наводиться у вимірювальній котушці (рис. 15.1) при зміні магнітного потоку, що пронизує витки котушки:

$$e = -\frac{d\Psi}{dt} = -w\frac{d\Phi_x}{dt}\cos\alpha ,$$

де $\Psi = w\Phi_X$ – повний магнітний потік (потокощеплення), $w$ – кількість витків вимірювальної котушки; $\alpha$ – кут між напрямом магнітного поля та нормаллю до площини витків вимірювальної котушки.

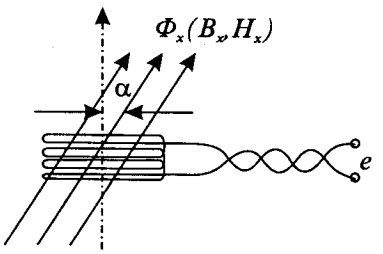



***Рис. 15.1.*** *Вимірювальна котушка в магнітному полі*

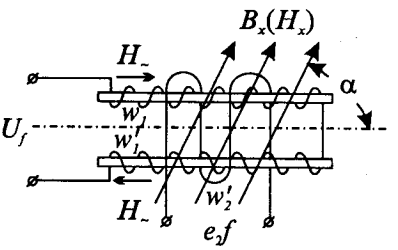



***Рис. 15.2.*** *Диференціальний ферозонд*

Якщо досліджуване магнітне поле рівномірне, тобто $\Phi_X = B_X S$, а у випадку, коли магнітна проникність середовища у всіх точках простору, охопленого контуром витків вимірювальної котушки однакова, тобто $\Phi_X = \mu\mu_0 S H_X$, то наведена у вимірювальній котушці ЕРС може бути мірою не тільки магнітного потоку, але і магнітної індукції та напруженості магнітного поля.

Індукційні перетворювачі використовують в засобах для вимірювань як в сталих, так і в змінних магнітних полях. У першому випадку зміну потокощеплення досліджуваного потоку з витками вимірювальної котушки можна здійснити швидким винесенням котушки за межі досліджуваного поля. При цьому зміна потокощеплення за інтервал часу між моментами початку $t_n$ та кінця $t_к$ винесення котушки за межі полі дорівнюватиме

$$\Delta\Psi_x = w(\Phi_k - \Phi_x) = \int_{t_1}^{t_2} e\,dt = R\int_{t_1}^{t_2} I\,dt = Rq ,$$

де $I$ – струм, $q$ – кількість електрики, $R$ – опір вимірювального кола, включаючи опір котушки та вихідного вимірювального приладу.

При $\Phi_k = 0$ буде

$$\Delta\Phi = \Phi_k - \Phi_X = \Phi_X,$$

а отже, значення вимірюваного потоку $\Phi_X$ може бути перетворене в імпульс ЕРС або імпульс струму.

При рівномірному обертанні вимірювальної котушки з кутовою швидкістю $\omega = 2\pi f$ в ній наводиться ЕРС, яка змінюється за синусоїдним законом:

$$e_x(t) = E_m \sin\omega i = \omega k_\omega B_x \sin\alpha \sin\omega t,$$

де $\alpha$ – кут між напрямом вектора магнітної індукції та віссю обертання рамки (котушки).

Перетворювачі з обертальною котушкою мають коефіцієнт перетворення $K = E_m / B_X \sin\alpha$ до декількох сот вольт на тесла і забезпечують перетворення магнітної індукції від $10^{-4}$ до 10 *Тл* з похибкою до 0,1%. Недоліком таких перетворювачів є наявність двигуна для забезпечення обертального руху вимірювальної котушки.

У феромодуляційних перетворювачах модуляція потокощеплення здійснюється за рахунок зміни магнітної проникності феромагнетика, з якого виготовлене осердя.

Найпоширенішими феромодуляційними перетворювачами є перетворювачі з поздовжнім магнітним збудженням. Такі ферозонди (рис. 15.2) мають два ідентичні пермалоєві осердя 1 і 2 з нанесеними на них намагнічувальними обмотками $w_1$ та $w_1'$, увімкнених послідовно-зустрічно. Вимірювальна обмотка 3 охоплює обидва стержні. Амплітуда напруженості намагнічувального поля повинна бути значно більшою напруженості досліджуваного поля і достатньою для намагнічування стержня до насичення.

При повній ідентичності обидвох половин ферозонда і відсутності досліджуваного поля ЕРС, ще наводиться у вимірювальній обмотці дорівнює нулю. При наявності досліджуваного поля, напрямленого вздовж стержнів, симетрія потоків порушується, а у вимірювальній обмотці наводиться ЕРС парних гармонік (непарні віднімаються):

$$e_{2f} = 4\omega k_\omega B_x \cos\alpha \cdot \mu_2 \sin 2\omega t,$$

де $\mu_2 = \frac{2}{\pi}\int_0^\pi \mu(\omega t)\cos 2\omega t d\omega t$ – амплітуда другої гармоніки диференціальної магнітної проникності $\mu = \frac{1}{\mu_0}\frac{dB}{dH}$; $\alpha$ – кут між вектором досліджуваного поля і напрямом осі ферозонда.

Феромодуляційний метод, заснований на застосуванні ферозондових перетворювачів, характеризується високою чутливістю та малими розмірами, широко використовується для вимірювань параметрів слабих сталих та низькочастотних магнітних полів в діапазоні $10^{-9}...10^{-4}$ *Тл* з похибкою 1...2%.

В основу побудови первинних перетворювачів магнітної індукції можуть бути покладені гальваномагнітні ефекти Гаусса та Холла. Суть ефекту Холла полягає у виник-

ненні поперечної різниці потенціалів (ЕРС Холла) при проходженні через гальваномагнітний елемент електричного струму $I$ та одночасній дії перпендикулярно до площини гальваномагнітного елемента магнітного поля (рис. 15.3). Значення ЕРС Холла

$$e_h = \frac{R_h}{d} IB,$$

де $B$ – вимірювана індукція; $R_h$ – коефіцієнт Холла, значення якого залежить від природи матеріалу чутливого елемента; $d$ – його товщина.

Суть гальванорезистивного ефекту (ефекту Гаусса) полягає в зміні питомого електричного опору гальваномагнітного елемента (магніторезистора) під дією магнітного поля:

$$\frac{\Delta\rho}{\rho_0} = A_\Phi (\mu B)^m,$$

де $\rho_0$ – питомий електричний опір напівпровідника при відсутності поля; $A_\phi$ – коефіцієнт, що залежить від форми магніторезистора; показник степеня $m = 2$ для слабких магнітних полів (переважно $B < 0{,}2...0{,}4$ Тл), для яких виконується умова $\mu B >> 1$ і $m = 1$ для сильних магнітних полів, коли $\mu B >> 1$. 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 $\Delta\rho / \rho_0$ залежить від індукції за квадратичним законом, а при великих значеннях індукції відношення $\Delta\rho / \rho_0$ не залежить від індукції і визначається лише значенням сталого коефіцієнта А.

З наведених вище виразів неважко встановити, що функцію перетворення магніторезистивного перетворювача можна апроксимувати виразом

$$R_B = R_0 \left[1 + A_\phi (\mu B)^m\right],$$

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.

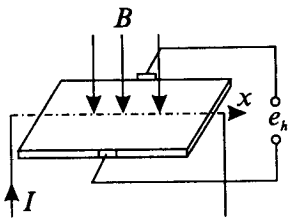



***Рис. 15.3.*** *До принципу дії гальваномагнітних перетворювачів магнітної індукції*

Гальваномагнітні ефекти Холла та Гаусса лежать в основі принципу дії відповідно магнітогенераторних та магніторезистивних перетворювачів і вимірювальних приладів на їх основі. При використанні перетворювачів Холла діапазон вимірювань та точність вимірювання магнітної індукції визначаються головним чином метрологічними характеристиками перетворювачів Холла, оскільки ЕРС Холла, значення якої звичайно знаходиться в межах $10^{-5}$...0,1 *В*, можна вимірювати з високою точністю. Поєднання перетворювачів Холла, які серійно випускаються, з цифровими мілівольтметрами та мікропроцесорними пристроями для корекції похибок забезпечують створення одно- та багатоканальних тесламетрів для вимірювань магнітної індукції сталого та змінного магнітного поля в межах $10^{-2}$...10 *Тл* з похибкою 0,2...0,5% в діапазоні температур 4...400*К*.

Принцип дії квантових перетворювачів магнітних величин засновані на використанні явища *магнітного резонансу.* Магнітний резонанс зумовлений взаємодією мікрочастинок (ядер, електронів, атомів, молекул), які мають магнітний момент і момент кількості руху (спін), із зовнішнім магнітним полем. В результаті такої взаємодії спостерігається вибіркове поглинання або випромінювання речовиною електромагнітних хвиль певної довжини. Енергетичний стан мікрочастинок, що знаходяться в магнітному полі, згідно з законами квантової механіки, має дискретний характер і залежить від орієнтації їх магнітних моментів відносно зовнішнього поля. Зміна орієнтації магнітного моменту і, в результаті цього, зміна енергетичного стану мікрочастинок може відбуватись стрибкоподібно.

Якщо на мікрочастинку з магнітним моментом $\mathbf{M}_i$ діяти магнітним полем з індукцією $\mathbf{B}_x$ (рис. 15.4,*а*), спрямовано під деяким кутом до вектора $\mathbf{M}_i$, то буде відбуватися неперервна регулярна процесія вектора $\mathbf{M}_i$ відносно вектора $\mathbf{B}_x$ з коловою частотою

$$\omega = 2\pi\nu = \frac{4\pi \mathbf{M}_i \mathbf{B}_x}{h} = \gamma \mathbf{B}_x ,$$

де $\nu$ – частота прецесії; $h$ – стала Планка; $\gamma$ – гіромагнітне відношення (відношення магнітного моменту до механічного моменту кількості руху).

Вимірявши частоту прецесії (електромагнітних коливань), можна з високою точністю визначити значення індукції магнітного поля.

В речовинах, що мають мікрочастинки, які можуть взаємодіяти з магнітним полем, внаслідок хаотичної орієнтації магнітних моментів окремих частин сумарний

магнітний момент **M** дорівнює нулю. Дія зовнішнього магнітного поля приводить до орієнтації сумарного магнітного моменту **M** в одиниці об'єму речовини в напрямі поля $\mathbf{B}_x$, тобто до намагніченості. Для спостереження сигналу прецесії необхідно відхилити сумарний момент **M** від напряму поля $\mathbf{B}_x$ на деякий кут $\alpha$, тобто поляризувати мікрочастинки. З цією метою використовують поляризувальне поле $\mathbf{B}_n$ (рис. 15.4,*б*).

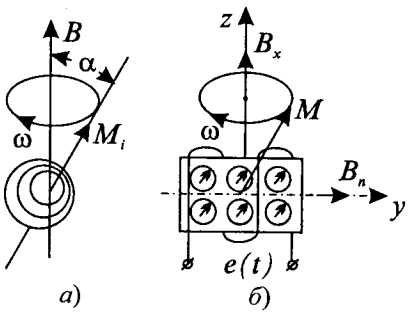



***Рис. 15.4.*** *До принципу дії квантових перетворювачів*

Залежно від того, які частинки робочої речовини резонують, існує декілька різновидів магнітного резонансу: ядерний магнітний резонанс (ЯМР), електронний парамагнітний резонанс (ЕПР), феромагнітний та ін.

Отже, магнітний резонанс може спостерігатись у макроскопічній кількості речовини, атомні частинки якої мають механічний і магнітний моменти. З позиції класичної механіки такі частинки процесують у сталому магнітному полі аналогічно прецесії гіроскопу в гравітаційному полі. Термін "резонанс" тут означає, що при спостереженні цього явища здійснюється настроювання квантової системи, на частоту власних коливань, яка дорівнює частоті прецесії магнітних частот у сталому магнітному полі.

Поляризацію мікрочастин можна здійснювати різними способами: дією сильного магнітного поля, опроміненням робочої речовини електромагнітним полем, іншим способом. Залежно від того як здійснюється поляризація ядер робочої речовини в часі неперервно чи дискретно ЯМР-перетворювачі ділять на перетворювачі неперервної та перетворювачі дискретної дії. До перших належать перетворювачі з вимушеною прецесією, а до других – перетворювачі, засновані на вільній прецесії.

Залежно від способу одержання сигналу вимірювальної інформації методи ЯМР поділяють на метод вільної ядерної прецесії, метод ядерної індукції та метод ядерного резонансного поглинання.

*Метод вільної ядерної прецесії* використовується для вимірювань індукції слабких магнітних полів (наприклад, магнітного поля Землі). В перетворювачах, заснованих на методі вільної ядерної прецесії, поляризація здійснюється за допомогою короткочасної дії допоміжного магнітного поля, спрямованого перпендикулярно до вимірюваного. Поляризаційне поле може створюватись за допомогою спеціальної намагнічувальної обмотки або магніту. Якщо поле поляризації швидко виключити, то вектор сумарного магнітного моменту **M** починає прецесування довкола вектора $\mathbf{B}_x$, причому амплітуда і кут прецесії вектора **M** будуть поступово зменшуватись. Зменшення проекції вектора на

вісь OZ відбувається за експоненціальним законом зі сталою часу $T_1$, яка називається *сталою часу поздовжньої релаксації*, а згасання вектора **M** на горизонтальну площину, що також має експоненціальний характер, має сталу часу $T_2$, яка називається *сталою часу поперечної релаксації*.

Для спостереження вихідного сигналу необхідно, щоб час поляризації був значно більшим $T_1$, а час, протягом якого виключається поляризаційне поле, був значно меншим, ніж $T_1$. ЕРС, що індукується у циліндричні вимірювальні обмотці, яка охоплює зразок з активною речовиною

$$e(t) = \omega \kappa H_n K V e^{\frac{t}{T_2}} \sin \omega t,$$

де $K$ – стала вимірювальної котушки по індукції, $V$ – об'єм робочої речовини, к – макроскопічна ядерна сприйнятливість; $H_n = B_n / \mu_0$ – магнітна напруженість поляризаційного поля.

Оскільки частота $\omega = \gamma B_x$ не залежить від будь-яких інших величин, крім $B_x$, то частота сигналу у вимірювальній котушці буде точною мірою вимірюваної індукції.

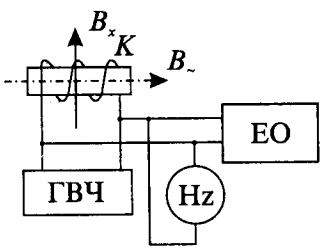



***Рис. 15.5.*** *До принципу дії ядерно-резонансного перетворювача*

Метод ядерного резонансного поглинання (вимушеної ядерної прецесії) заснований на явищі поглинання ядрами енергії високочастотного зовнішнього поля, що діє на робочу речовину одночасно з дією вимірюваного сталого магнітного поля. Максимальне поглинання енергії матиме місце коли частота високочастотного зовнішнього поля збігається з частотою прецесії атомів, тобто за умови ядерного магнітного резонансу.

Принцип дії ядерного резонансного перетворювача пояснює рис. 15.5. Якщо на вимірюване стале магнітне поле $B_x$ накласти під кутом 90° високочастотне змінне поле $B_\sim$, що створюється генератором високої частоти ГВЧ з регульованою частотою, то при рівності частоти прецесії та частоти змінного поля спостерігатиметься явище магнітного резонансу. При цьому амплітуда прецесії зростає і досягає максимального значення. Збільшення амплітуди прецесії супроводжується поглинанням атомами речовини енергії змінного поля, що приводить до зменшення добротності котушки $K$, а отже, до зменшення напруги на її затискачах (котушка є елементом коливного контуру високочастотного генератора). Отже, в момент резонансу вихідна напруга генератора мінімальна, що фіксується, наприклад, за допомогою електронного осцилографа ЕО. Частота прецесії визначається вимірюванням частоти генератора.

## 15.2. Метрологічне забезпечення магнітних вимірювань

Система метрологічного забезпечення магнітних вимірювань базується на державних первинних еталонах одиниць магнітної індукції, магнітного потоку, магнітного моменту та відповідних державних повірочних схемах і нормативних документах з перевірки зразкових і робочих засобів вимірювань, включно зі стандартними зразками магнітних матеріалів з відомими магнітними характеристиками, які виконують роль мір магнітних величин.

В області сталих магнітних полів $5\cdot10^{-5}...5\cdot10^{-2}$*Тл* використовується державний первинний еталон у вигляді еталонних котушок зі струмом і відтворює теслу через основні одиниці *SI* – метр на ампер. Стала котушок визначається розрахунком за геометричними розмірами котушок, виду намотки. Еталон забезпечує відтворення одиниці із середнім квадратичним відхиленням (СКВ) результату вимірювань не більшим $1\cdot10^{-6}$ при 10 незалежних спостереженнях. Невиключена систематична похибка (НСП) не перевищує $2{,}5\cdot10^{-6}$. Розмір одиниці передається робочим засобам вимірювань за допомогою вторинних еталонів та зразкових засобів вимірювань трьох розрядів, що засновані на методах квантової магнітометрії – ядерному та атомному резонансах.

Як міри магнітної індукції в області магнітних полів $10^{-8}...10^{-2}$*Тл* найширше використовуються котушки Гельмгоца (дві паралельні круглі котушки, відстань між центрами яких дорівнює радіусу котушки). Індукція в центрі котушок Гельмгоца радіусом *R* з кількістю витків *w* та струмом *I* визначається як

$$B = \frac{8}{5\sqrt{5}}\mu_0\frac{w}{R}I = K_B I\,.$$

В області середніх сталих магнітних полів ($5\cdot10^{-2}...2$Тл) використовують державний спеціальний еталон, що є електромагнітом зі стабілізатором поля на основі протонного резонансу та еталонного тесламетра ЯМР. Еталон забезпечує СКВ $3\cdot10^{-6}$, НСП – не більше $1\cdot10^{-5}$. Міри індуктивності у цій області магнітних полів виконуються також у вигляді електромагніта.

Метрологічною основою вимірювань сильних сталих магнітних полів є державний спеціальний еталон магнітної індукції, що складається з надпровідної міри, що відтворює поле з індукцією $1...10$*Тл* при температурах 4,2 та 300 *К*, і еталонного тесламетра ЯМР з діапазоном вимірювань $0{,}5...10$*Тл*. Еталон відтворює одиницю магнітної індукції з СКВ не більшим $1\cdot10^{-6}$, а НСП не більшою від $7\cdot10^{-6}$. Крім цього, для метрологічного забезпечення засобів вимірювання сильних магнітних полів застосовують зразкові

гесламетри ЯМР першого розряду з діапазоном вимірювань 1...10*Тл* і похибкою $1 \cdot 10^{-4}$, зразкові тесламетри з перетворювачами Холла з діапазоном вимірювань 0,5...10*Тл* і похибкою 0,1...0,2% при температурах 2; 4,2; 77 та 293*К*.

Узгодження розміру одиниці магнітної індукції, що відтворюється державними еталонами в слабих, середніх та сильних сталих магнітних полях, здійснюється через гіромагнітне відношення протона, що є коефіцієнтом перетворення еталонних параметрів ЯМР у всіх трьох еталонах. Значення гіромагнітного відношення протонів, встановлене на підставі погоджень значень фізичних констант і опубліковане в Бюлетні Міжнародного комітету даних науки і технології в 1986 р., дорівнює $\gamma = 2{,}67515255 \cdot 10^{8} c^{-1} Тл^{-1}$ з похибкою $3 \cdot 10^{-7}$, що можна вважати світовим рівнем відтворення одиниці магнітної індукції сталого магнітного поля.

Єдність вимірювань магнітної індукції змінного магнітного поля забезпечується державним спеціальним еталоном і повірочною схемою для діапазону $1 \cdot 10^{-13}$...1*Тл* при частотах 0,1...20000*Гц*. Еталон відтворює розмір одиниці магнітної індукції в діапазоні $1 \cdot 10^{-6}$...$2{,}5 \cdot 10^{4}$*Тл* при частотах 1...10000*Гц* з СКВ $1 \cdot 10^{-4}$...$5 \cdot 10^{-4}$ та НСП не більше $3 \cdot 10^{-4}$. Стала котушки визначається розрахунково за геометричними розмірами обмоток. Розмір одиниці, відтворюваний спеціальним еталоном, узгоджений з розміром одиниці, відтворюваної первинним еталоном на постійному струмі. Передача розміру одиниці магнітної індукції зразковим та робочим засобам вимірювань здійснюється методом компарування з використанням квантових та індукційних компараторів.

Державний первинний еталон одиниці магнітного потоку – це комплекс засобів, що складається з міри магнітного потоку у вигляді котушки магнітного потоку на кварцовому каркасі, котушки для компенсації магнітного поля Землі та інших зовнішніх магнітних полів, компаратора на основі індукційного методу для передачі розміру одиниці вторинним еталонам за методом порівняння. Котушка магнітного потоку (міра магнітного потоку) є системою з двох гальванічно незв'язаних котушок, одна з яких намагнічувальна (первинна), інша – приймальна (вторинна). Первинна призначена для відтворення певного значення магнітного потоку, що зчеплюється з вторинною обмоткою, коли через первинну протікає струм певного значення. Еталонні котушки магнітного потоку характеризуються сталою з потокощеплення $K_{\Phi} = \psi / I = 0{,}0100165$ *Вб/А* з СКВ, що дорівнює $1 \cdot 10^{-5}$, та НСП $1{,}7 \cdot 10^{-5}$.

Номінальне значення сталих для вторинних еталонів 0,01*Вб/А*, а стала по потоку котушки-подільника магнітного потоку знаходиться в діапазоні $1 \cdot 10^{-2}$...$1 \cdot 10^{-4}$*Вб/А*. Від подільника магнітного потоку розмір одиниці потоку методом компарування передаєть-

ся мірам магнітного потоку – котушкам взаємної індуктивності першого розряду (клас 0,005...0,2) та робочим засобам вимірювань – веберметру та вимірювальним котушкам магнітного потоку.

Крім цього, в повірочну схему включені засоби вимірювань магнітного потоку, що призначені для досліджень магнітном'яких та слабкоферомагнітних матеріалів у статичному та квазістатичному режимах намагнічування, а також зразкові міри першого розряду такі, як джерела імпульсу ЕРС, проградуйовані у веберах. Такі міри використовуються для перевірки веберметрів, які мають обмеження з мінімальної тривалості вхідного імпульсу і які важко перевірити за допомогою котушок магнітного потоку.

Передача розміру одиниці потоку від державного первинного еталону магнітовимірювальним установкам та комплексам для визначень характеристик магнітних матеріалів здійснюється за допомогою стандартних зразків (СЗ) магнітних матеріалів, які є груповими засобами вимірювань, що зберігають та відтворюють значення функціональної залежності $\Phi = F(H)$ в матеріалі. Такі стандартні зразки магнітних матеріалів атестуються за робочим еталоном потоку і використовуються як зразкові засоби вимірювань першого розряду з відносною похибкою 0,1...0,5%.

# Розділ 16
# ВИМІРЮВАННЯ ПАРАМЕТРІВ МАГНІТНОГО ПОЛЯ

## 16.1. Індукційний метод вимірювань параметрів магнітного поля

Індукційний метод, заснований на явищі електромагнітної індукції, широко використовується для вимірювань параметрів магнітного поля, а також лежить в основі більшості засобів вимірювань параметрів магнітних матеріалів. Вхідною величиною засобів вимірювань, заснованих на індукційному методі, є швидкість зміни магнітного потоку, що пронизує вимірювальний перетворювач, яким є багатовиткова вимірювальна котушка. Ця зміна потокощеплення індукує в котушці ЕРС. Отже, вихідною величиною вимірювальної котушки може бути імпульс ЕРС або імпульс струму.

Вимірювання імпульсу струму здійснюється за допомогою балістичного гальванометра. Як відомо, під час протікання через рамку гальванометра короткочасного імпульсу струму, коли час $\tau$ дії імпульсу не перевищує 1/20 періоду власних коливань рухомої частини гальванометра, перша (максимальна) амплітуда відхилення вказівника гальванометра (балістичне відхилення)

$$\alpha_{1\max} = S_\delta \int_0^\tau i dt = S_\delta q = \frac{1}{C_\delta} q ,$$

де $S_\delta$ та $C_\delta$ – відповідно, балістична чутливість та балістична ціна поділки гальванометра.

Як показано в п.15.1, кількість електрики

$$q = \frac{\Delta\psi}{R},$$

де $R$ – опір всього кола балістичного гальванометра.

Отже,

$$\alpha_{1\max} = \frac{1}{C_\delta}\frac{\Delta\psi}{R} = \frac{\Delta\psi}{C_\psi},$$

звідки

$$\Delta\psi = C_\psi \alpha_{1max},$$

де $C_\psi = C_\delta R$ – ціна поділки балістичного гальванометра по потокощепленню.

Вимірявши балістичним гальванометром $\Delta\psi = w\Phi_x$ і знаючи кількість витків вимірювальної котушки, можна знайти і значення вимірюваного потоку:

$$\Phi_x = \frac{\Delta\psi}{w} = \frac{C_\psi \alpha_{1\max}}{w}.$$

Якщо при градуюванні змінити струм у первинному колі котушки взаємної індуктивності $M$ на $\Delta I$, наприклад вмиканням або вимиканням струму ($\Delta I = I$), то ціна поділки балістичного гальванометра по потокощепленню визначиться як

$$C_\psi = \frac{M\Delta I}{\alpha_{1\max\ град}},$$

де $\alpha_{1max\ град}$ – балістичне відхилення вказівника гальванометра при його градуюванні.

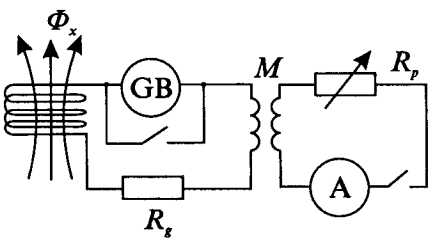



***Рис. 16.1.*** *Схема вимірювання магнітного потоку і градуювання балістичного гальванометра*

Для вимірювань сталого магнітного потоку індукційно-імпульсним методом існують спеціальні вимірювачі магнітного потоку – веберметри. Магнітоелектричний вимірювальний механізм веберметра відрізняється від звичайних магнітоелектричних механізмів тим, що в нього відсутні протидіючі пружини, а струм до рухомої рамки підводиться за допомогою "безмоментних" струмопідводів (струмопідводів з дуже незначним протидійним моментом). У таких випадках відхилення рухомої частини пропорційне ЕРС, що наводиться в під'єднаній до рамки вимірювальній котушці при зміні її повного потокощеплення з вимірюваним магнітним потоком $\Phi_x$:

$$\alpha = S_\Phi \int_0^\tau edt = S_\Phi \Delta\psi = S_\Phi w\Phi_x,$$

де $w$ – кількість витків вимірювальної котушки; $S_\Phi$ – чутливість приладу до потоку.

Отже, відхилення вказівника веберметра пропорційне вимірюваному потоку і практично не залежить від опору вимірювального кола, якщо цей опір не перевищує допустимого значення, вказаного в паспорті приладу, а це здебільшого 10…50 *Ом*.

Завдяки незалежності від опору вимірювального кола веберметр не потребує градуювання перед вимірюванням, як при вимірюванні магнітного потоку за допомогою балістичного гальванометра. Веберметр має градуйовану в одиницях вимірюваної величини шкалу.

За допомогою найпоширеніших мілівеберметрів можна вимірювати магнітні потоки з похибкою до 1…1,5%.

Значно чутливішими і такими, покази яких не залежать в значно ширших межах від опору зовнішього кола (до 500...1000 *Ом*), є фотогальванометричні веберметри. Нижня межа вимірювань таких приладів становить одиниці мікровебер при зведеній похибці 1...1,5%.

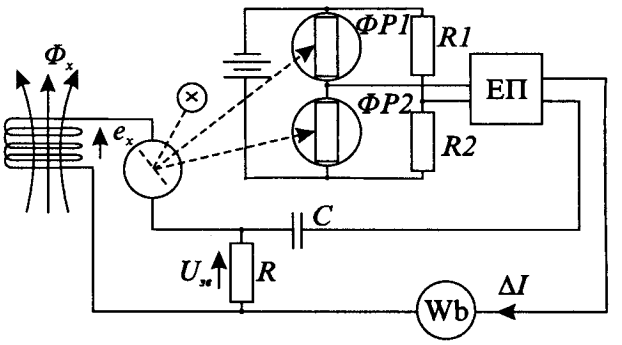



***Рис. 16.2.*** *Принципова схема фотогальванометричного веберметра*

Фотогальванометричний веберметр являє собою веберметр з фотогальванометричним підсилювачем, що має від'ємний зворотний зв'язок по похідній вихідного струму, котрий здійснюється за допомогою RC-ланки (рис. 16.2). Принцип дії приладу такий. При зміні потокощеплення з вимірювальною котушкою виникає ЕРС $e_X = -d\Psi / dt$, під дією якої в колі магнітоелектричного гальванометра протече струм і спричинить відхилення рухомої частини. Промінь світла від дзеркальця гальванометра змінить освітленість фоторезисторів ФР1 та ФР2, що приведе до розбалансу мостового кола, утвореного з названих фоторезисторів та резисторів R1 і R2. Напруга розбалансу підсилюється і подається в коло зворотного зв'язку, в результаті чого на виході диференціювальної RC-ланки виникне напруга зворотного зв'язку, пропорційна швидкості зміни струму I, тобто $u_{зв} = k\dfrac{dI}{dt}$.

Зміна струму буде відбуватись до тих пір, поки напруга зворотного зв'язку не зрівноважить ЕРС, яка наводиться у вимірювальній котушці, тобто до моменту рівності

$$e_X = u_{зв} \text{ або } -\frac{\mathrm{d}\psi}{\mathrm{dt}} = k\frac{dI}{dt},$$

звідки

$$\Delta I = -\frac{\Delta\psi}{k} = -\frac{w_k}{k}\Delta\Phi_x,$$

де $\Delta I$ – приріст струму на виході фотогальванометричного підсилювача за час зміни потокощеплення $w_k\Delta\Phi_к$ (тут $w_k$ – кількість витків вимірювальної котушки). При винесенні вимірювальної котушки за межі досліджувального поля $\Delta\,\Phi_x=\Phi_x$, а

$$\Delta I = -\frac{w_k}{k}\Phi_x.$$

Завдяки використанню від'ємного зворотного зв'язку вхідний опір фотогальванометричного підсилювача збільшується, що дозволяє використовувати вимірювальні котушки з досить високим опором (100...200 *Ом*).

Описані вище методи вимірювання магнітного потоку можуть бути використані для визначення магнітної індукції та напруженості магнітного поля. Якщо досліджувальне поле однорідне і площина витків вимірювальної котушки перпендикулярна до вектора магнітної індукції, то індукція магнітного поля може бути визначена як

$$B_x = \frac{\Phi_x}{S_k},$$

а напруженість однорідного магнітного поля в повітрі

$$H_x = \frac{\Phi_x}{\mu_0 S_k},$$

де $S_k$ – площа витка вимірювальної котушки.

Для безпосередніх вимірювань магнітної індукції сталих і змінних магнітних полів використовують тесламетри з первинними вимірювальними перетворювачами у вигляді перетворювачів Холла або Гаусса, квантових перетворювачів, про які мова піде в наступних параграфах.

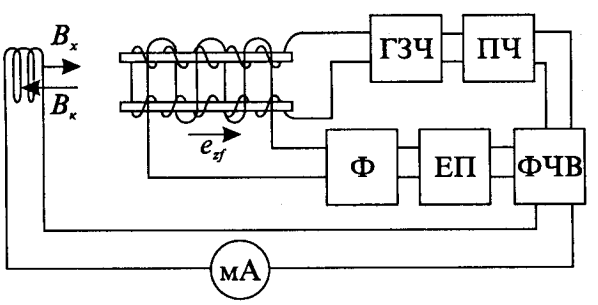



***Рис. 16.3.*** *Принципова схема феромодуляційного тесламетра*

На рис. 16.3 наведена структурна схема феромодуляційного тесламетра. Намагнічувальна обмотка фероіндукційного перетворювача (ферозонду) живиться від генератора звукової частоти ГЗЧ, створюючи змінне магнітне поле $B_\sim$. При накладанні на змінне поле $B_\sim$ вимірювального поля $B_x$ у вимірювальній обмотці наводиться ЕРС, друга гармоніка якої через фільтр Ф подається на підсилювач і після підсилення – на вхід фазочутливого випрямляча ФЧВ, який живиться від цього ж генератора ГЗЧ через подвоювач частоти ПЧ.

Для підвищення точності в цих приладах використовують компенсаційний метод вимірювань, при якому вимірюване магнітне поле компенсується однаковим за модулем з вимірюваним і протилежним за знаком компенсувальним полем $B_к$. Для створення компенсувального поля постійний струм з виходу фазочутливого випрямляча надходить на компенсувальну обмотку і створює компенсувальне поле. В коло зворотного зв'язку

увімкнений міліамперметр, шкала якого проградуйована в одиницях вимірюваної величини.

Прилади з феромодуляційними перетворювачами відрізняються високою чутливістю (поріг чутливості складає частки нанотесла), порівняно високою точністю (похибка вимірювання залежно від значення вимірюваної величини може бути від 0,01 до 1%, дозволяють вести неперервні вимірювання дуже малих індукцій, що забезпечило їм широке застосування, зокрема при дослідженнях магнітного поля Землі.

## 16.2. Квантові магніторезонансні методи вимірювань параметрів магнітного поля

Найточнішим для вимірювань магнітної індукції сталих та низькочастотних магнітних полів є тесламетри на базі ядерного магнітного резонансу (ЯМР), оскільки гіромагнітне відношення атомного ядра, що визначає функціональний зв'язок між магнітною індукцією та частотою, є фундаментальною фізичною константою, значення якої для багатьох типів ядер відоме з похибкою $(3...20)\cdot 10^{-7}$.

Для вимірювань магнітної індукції слабих магнітних полів використовують ЯМР-тесламетри, засновані на принципі вільної ядерної прецесії (рис. 16.4). Перетворювач ЯМР є ампулою з водою як робочою речовиною, охоплену вимірювальною котушкою, вісь якої спрямована перпендикулярно до вектора вимірюваної магнітної індукції $B_x$. Для синхронізації ядер водню (протонів) на робочу речовину протягом часу $t \le (2...3)T_1$ ($T_1$ – час поздовжньої релаксації, див. п.15.1) діють сильним поляризуючим полем, індукція якого набагато більша від індукції вимірюваного поля (перемикач S в положені 1). Якщо поляризуюче поле швидко зняти (перемикач S перевести в положеня 2), то в результаті прецесії вектори сумарної намагніченості довкола напрямку вектора $B_x$ у вимірювальній котушці наводиться ЕРС ядерної прецесії з частотою $\omega = \gamma B_x$ та амплітудою, що зменшується за експоненціальним законом. Наведена ЕРС підсилюється, а її частота вимірюється частотоміром.

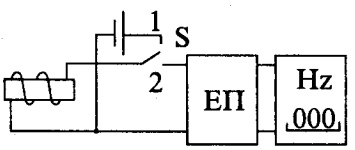



***Рис. 16.4.*** *Спрощена структурна схема ЯМР-тесламетра за методом вільної ядерної прецесії*

На основі методу вільної ядерної прецесії створені і серійно випускаються аеро- та переносні тесламетри для вимірювання параметрів слабих магнітних полів (магнітного поля Землі, космічного простору). Найширше використовуються протонні тесламетри з циклічною синхронною поляризацією. Середнє квадратичне значення випадкової похибки

таких тесламетрів 0,1...0,3 *нТл*, а систематичної 0,1...2,5 *нТл* при частоті спостережень 1 *Гц*. Поріг чутливості таких тесламетрів при частоті спостережень 1 *Гц* становить 0,01 *нТл*.

Випускаються протонні мікропроцесорні тесламетри з програмним керуванням і опрацюванням результатів вимірювань. Діапазон вимірювань таких мікротеламетрів звичайно становить 20...80 *мкТл*.

На рис. 16.5,*а* наведена схема ЯМР-тесламетра, заснованого на методі резонансного поглинання. Первинний перетворювач приладу є ампулою, заповненою водою, важкою водою або водним розчином хлористого літію (залежно від необхідної межі вимірювань). На ампулу намотана котушка індуктивності $L$ як складова LC-контура генератора високої частоти (ГВЧ) з регульованою частотою.

При вимірюванні досліджуваної індукції $B_x$ регулюванням частоти ГВЧ досягають резонансу – рівності частот високочастотного поля і прецесії ядер робочої речовини. При цьому відбувається поглинання енергії і зменшення амплітуди генерованих коливань.

Для зменшення похибки фіксації резонансу за допомогою підмагнічувальної котушки, що живиться від генератора низької частоти ГНЧ, створюється змінне магнітне поле, яке модулює стале вимірюване магнітне поле (рис. 16.5,*б*). При наявності низькочастотного підмагнічувального поля за період модуляції резонанс повторюється двічі, а за рахунок поглинання енергії двічі за період модуляції зменшується амплітуда високочастотних коливань. Сигнал $U_{ВЧ}$ демодульований і підсилений підсилювачем низької частоти ПНЧ подається на вертикально-відхильні пластини осцилографа. Якщо на горизонтально-відхильні пластини осцилографа подати напругу, синхронізовану з напругою модуляції, то на екрані осцилографа спостерігатиметься два резонансні сигнали. Регулюючи частоту ГВЧ, можна добитися симетричного розміщення резонансних сигналів відносно середини розгортки. Це буде свідченням того, що резонанс наступає при нульовому значенні $B_{\sim}$. За таких умов частота генератора ГВЧ буде мірою вимірюваної індукції. Вимірявши в цей момент частоту $f_p$ за допомогою частотоміра, визначають $B_x = \dfrac{2\pi f_p}{\gamma}$.

Існують ЯМР-тесламетри, в яких настроювання генератора високої частоти на частоту прецесії ядер здійснюється автоматично. Автоматичний ЯМР-тесламетр Ш 1100 забезпечує вимірювання магнітної індукції в діапазоні 0,05...0,5 *Тл* з похибкою не більшою, ніж 0,005% при швидкості зміни магнітної індукції до 25*мТл/с*.

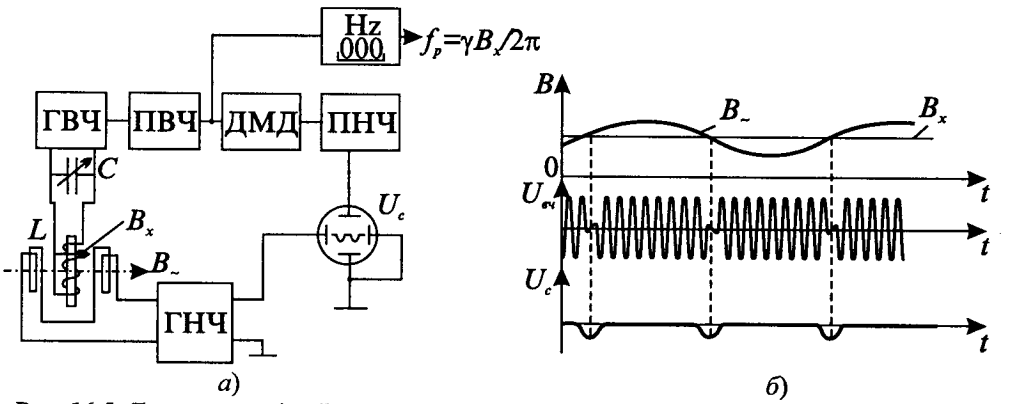



*Рис. 16.5. До принципу дії ЯМР-тесламетра резонансного поглинання*

## 16.3. Вимірювання параметрів магнітних полів методом компарування (опосередкованого порівняння)

Метод компарування (метод опосередкованого порівняння) заснований на порівнянні цих чи інших проявів магнітного поля або ефектів (ЕРС Холла, ЕРС індукції, магніторезистивний ефект і ін.), пропорційних вимірюваній величині та зразкової величини, що створюється мірою. Такі вимірювання проводились, наприклад, при визначенні параметрів магнітних полів з великою неоднорідністю, в широкому діапазоні температур, при необхідності точного вимірювання середніх та сильних змінних магнітних полів (для останніх відсутні точні міри).

Як і для електричних величин, компаратори для вимірювань магнітних величин поділяють на компаратори одночасного порівняння та компаратори різночасного порівняння. В перших використовують два ідентичні за принципом дії та параметрами компарувальні перетворювачі, один з яких розміщають в досліджуваному магнітному полі, інший – в магнітному полі, що створюється багатозначною мірою. При різночасному компаруванні один і цей самий перетворювач розміщають почергово в досліджуване і зразкове поля.

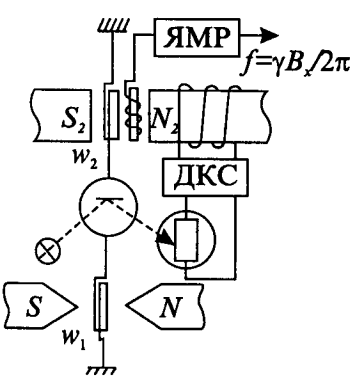



*Рис. 16.6. Принципова схема електромеханічного компаратора для магнітних вимірювань*

На рис. 16.6 наведена схема електромеханічного компаратора одночасного порівняння для вимірювань параметрів неоднорідних магнітних систем зі сталими магнітами. Як багатозначна міра магнітної індукції тут використовується електромагніт, магнітна індукція в повітряному проміжку якого вимірюється за допомогою ЯМР-тесламетра. Необхідне значення магнітної індукції створюється струмом від джерела керованого струму ДКС, значення

струму якого керується сигналом від перетворювача недокомпенсації (світловим променем на фоторезисторі ФР).

У компараторі порівнюються обертальні моменти магнітоелектричних механізмів, рамка одного з яких розміщена в досліджуваному полі NS, а рамка іншого – в однорідному магнітному полі міри.

При рівності обертальних моментів буде: $\Psi_x I_0 = \Psi_2 I_0$. З цієї рівності можна визначити повний потік $\Psi_x$, що щеплюється з витками $w_1$, а при відомих параметрах рамок можна знайти магнітний потік, що перетинає площу рамки $w_1$ (за умови, що всі витки цієї рамки мають однакову площу):

$$\Phi_x = \frac{w_2 S_2 B_2}{w_1},$$

де $B_2$ – магнітна індукція в повітряному проміжку міри.

Метод компарування широко використовується в метрологічній практиці для атестації мір магнітної індукції і різного типу магнітометрів, що застосовуються для визначення характеристик слабоферомагнітних матеріалів. Метод компарування також знаходить застосування для вимірювань магнітної сприйнятності діа- та парамагнетиків і слабкоферомагнітних матеріалів шляхом порівнянням магнітних моментів зразків цих матеріалів з магнітним моментом міри у вигляді котушки зі струмом.

Успішно використовується метод компарування при створенні магнітовимірювальних систем та комплексів, призначених для вимірювань параметрів неоднорідних магнітних полів, а також для досліджень стабільності та температурних характеристик параметрів складних магнітних систем.

# Розділ 17
# ВИМІРЮВАННЯ МАГНІТНИХ ПАРАМЕТРІВ ТА ХАРАКТЕРИСТИК МАТЕРІАЛІВ

## 17.1. Магнітні параметри матеріалів

Магнітне поле у вакуумі характеризується магнітною індукцією **B** та напруженістю магнітного поля **H**, пов'язаних через магнітну сталу $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ *Гн/м*:

$$\mathbf{B} = \mu_0 \mathbf{H}.$$

Якщо в магнітному полі знаходиться фізичне тіло, то в ньому виникає намагніченість **J**, пропорційна напруженості магнітного поля:

$$\mathbf{J} = \kappa \mathbf{H},$$

де $\kappa$ – безрозмірний коефіцієнт пропорційності, що називається магнітною сприйнятністю. Отже, повна магнітна індукція в матеріалі дорівнює: $\mathbf{B} = \mu_0 \mathbf{H} + \mu_0 \mathbf{J}$, де перший та другий члени в правій частині є, відповідно, складовими зовнішнього і внутрішнього поля.

Враховуючи, що $\mathbf{J} = \kappa \mathbf{H}$, повна індукція в матеріалі визначається як

$$\mathbf{B} = \mu_0 \mathbf{H} + \mu_0 \mathbf{J} = \mu_0 \mathbf{H}(1 + \kappa) = \mu_0 \mu \mathbf{H} = \mu_a \mathbf{H},$$

де $\mu$ – відносна магнітна проникність матеріалу; $\mu_a$ – абсолютна магнітна проникність.

Числове значення, знак магнітної сприйнятності та її залежність від магнітного поля, температури та інших факторів визначають магнітні властивості цього чи іншого магнетика. Сьогодні виділяють п'ять основних видів магнітного упорядкування в матеріалах: діамагнетизм, парамагнетизм, феромагнетизм, антиферомагнетизм та феримагнетизм.

Діамагнетизм характеризується малим від'ємним значенням магнітної сприйнятності. Діамагнетики – це матеріали, в яких намагніченість напрямлена проти зовнішнього магнітного поля, що цю намагніченість створило. Інакше кажучи, результуюче магнітне поле в цієї групи слабкіше від зовнішнього магнітного поля. До діамагнетиків належать вода, водень, кварц, срібло, мідь та інші. Характерною особливістю цих матеріалів є повна компенсація магнітних моментів атомів і молекул.

Парамагнетизм виникає за рахунок орієнтації неповністю скомпенсованих атомних магнітних моментів за напрямом зовнішнього магнітного поля і характеризується

малими додатними значеннями магнітної сприйнятності. В результаті внутрішнє магнітне поле дещо більше за зовнішнє.

Феромагнетизм полягає в існуванні у речовині цілих областей – доменів, в межах яких матеріал намагнічений до стану насичення. Магнітна сприйнятність феромагнетиків досягає $10^5 \ldots 10^6$ і суттєво залежить від напруженості магнітного поля, від температури. Феромагнетиками є залізо, нікель, кобальт та деякі їхні сплави.

Антиферомагнетизм є наслідком антипаралельної орієнтації однакових за значенням магнітних моментів сусідніх атомів чи іонів за відсутності зовнішнього магнітного поля. Під дією зовнішнього магнітного поля елементарні магнітні моменти прагнуть розміститись за напрямом силових ліній зовнішнього магнітного поля, дещо посилюючи магнітне поле. Антиферомагнетики (оксид заліза, оксиди мангану) характеризуються малим додатним значенням магнітної сприйнятності, залежним від температури.

Феримагнетизм є нескомпенсованим антиферомагнетизмом. Феримагнітні матеріали – ферити, до яких належать структури на основі оксиду заліза з оксидами інших металів, характеризуються магнітною сприйнятністю (відносною магнітною проникністю), яка може досягати десятків тисяч.

Існують граничні температури – точка Кюрі для феромагнетиків і точка Неєля для антиферомагнетиків, вище якої названі речовини стають парамагнетиками, наприклад, для кобальта – це 1393 *К*, заліза 1043 *К*.

Найбільше застосування в техніці, як магнітні матеріали, мають феромагнетики та ферити. Феромагнітні матеріали вирізняються високими показниками магнітних характеристик: високою магнітною проникністю, високою індукцією насичення. Ферити мають дуже високий питомий електричний опір (в$10^6 \ldots 10^{12}$ разів більший, ніж у феромагнетиків) при порівняно непоганих показниках магнітних характеристик, що забезпечило їм широке застосування у високочастотній техніці (до сотень мегагерц). Феромагнітні матеріали використовують на частотах до десятків кілогерц.

За спільністю основних ознак магнітні матеріали ділять на три основні групи:

- магнітом'які, що мають високу магнітну проникність і малу коерцитивну силу (не більше ніж 4 *кА/м*);
- магнітотверді, що мають високу коерцитивну силу (понад 4 *кА/м*) і нижчу, ніж у магнітом'яких матеріалів, магнітну проникність;
- матеріали зі спеціальними властивостями (термомагнітні, магнітострикційні).

Для порівняння властивостей різних магнітних матеріалів та розрахунку засобів, що містять магнітні кола, необхідно знати магнітні характеристики цих матеріалів. Ха-

рактеристики магнітних матеріалів, визначені в сталому магнітному полі, називають статичними, а характеристики, визначені в змінному магнітному полі – динамічними.

До основних статичних характеристик відносять основну криву намагнічення та граничну петлю гістерезиса.

При намагнічуванні попередньо розмагніченого магнітного матеріалу ($H$=0, $B$=0) в зовнішьому магнітному полі, напруженість $H$ якого монотонно збільшується, характер залежності $B = f(H)$ набуває вигляду кривої 1 (рис. 17.1,*а*), яка називається кривою початкового намагнічування.

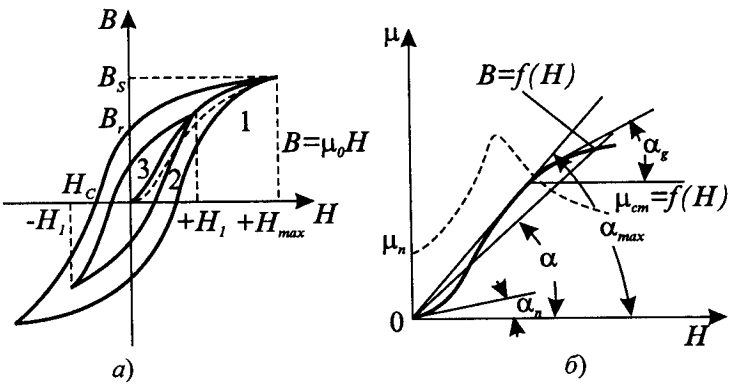



***Рис. 17.1.*** *Основні статичні характеристики магнітних матеріалів*

Якщо попередньо розмагнічений магнітний матеріал намагнітити полем напруженістю $+H_1$, а згодом монотонно змінювати її від $+H_1$ до $-H_1$ і знову до $+H_1$,то магнітна індукція буде змінюватись за кривою 2, яка називається *петлею магнітного гістерезиса.*

Кожному значенню діапазону зміни $H_i$ намагнічувального поля відповідає своя петля гістерезиса.

При деякому значенні напруженості магнітного поля, починаючи від $H_{max}$, форма і розміри петлі гістерезиса при подальшому збільшенні цього значення вже не змінюється, а зростають лише її безгістерезисні ділянки. Така петля називається *граничною петлею гістерезиса*. Точки перетину граничної петлі гістерезиса з осями координат визначають залишкову індукцію $B_r$ та коерцитивну силу $H_c$, які разом з індукцією насичення $B_c$ є числовими характеристиками магнітних матеріалів. Властивості деяких магнітних матеріалів, особливо феритів, також характеризуються коефіцієнтом прямокутності петлі гістерезиса $k_п=B_r/B_s$. Матеріали, в яких $k_п \approx 1$, називають матеріали з прямокутною петлею гістерезиса.

Петлі гістерезиса, що знаходяться всередині граничної,називають *частковими* (окремими). Геометричне місце вершин симетричних часткових петель гістерезиса, отриманих при циклічному перемагнічуванні матеріала, називають *основною кривою намагнічування* (крива 3, рис. 17.1). Вона є основною паспортною характеристикою магнітного матеріалу.

Враховуючи основну криву намагнічування,можна визначити характеристики магнітної проникності:

нормальну статичну магнітну проникність $\mu = \frac{B}{\mu_0 H} = \frac{m_B}{m_H} tg\alpha = f(H)$;

диференціальну $\mu_{диф} = \frac{1}{\mu_0} \cdot dB/dH = \frac{m_B}{m_H} \cdot tg\alpha_д$;

початкову $\mu_П = \lim \frac{B}{\mu_0 H} = \frac{m_B}{m_H} tg\alpha_П$

та максимальну $\mu_{max} = \frac{B_{\mu max}}{\mu_0 H_{\mu max}} = \frac{m_B}{m_H} tg\alpha_{max}$,

де $m_в$ та $m_н$ – масштаби по осях координат.

Поняття диференціальної проникності $\mu_{диф}$ найчастіше використовують при рішенні завдань, зв'язаних з одночасною дією на магнітний матеріал сталого $H_0$ та змінного $H_~$ магнітних полів (звичайно, за умови, що $H_~ << H_0$).

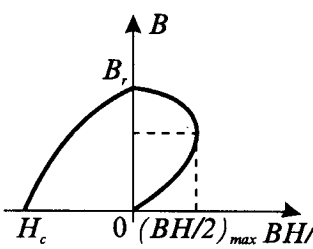



***Рис. 17.2.** Залежність BH/2 від індукції*

Магнітотверді матеріали з високим значенням залишкової індукції і коерцитивної сили, котрі застосовуються як постійні магніти, найкраще характеризувати ділянкою петлі гістерезиса, що у другому квадранті по осях $B$ і $H$, яку називають кривою розмагнічування. Для таких матеріалів важливою є залежність об'ємної густини енергії в матеріалі BH/2 від магнітної індукції (рис. 17.2).

Важливою динамічною характеристикою магнітних матеріалів є сім'я *динамічних магнітних петель* – сукупність залежностей миттєвих значень індукції від миттєвих же значень напруженості, що визначаються при певних значеннях амплітуд цих магнітних величин, які поступово збільшуються. Ці залежності, на відміну від залежностей $B = f(H)$ на постійному струмі, називаються динамічними магнітними петлями, оскільки, крім гістерезисних явищ, вони визначаються формою кривої та частотою зміни магнітної напруженості, електропровідністю матеріалу тощо. Залежність амплітуди магнітної індукції від амплітуди напруженості магнітного поля називається основною динамічною кривою намагнічування.

Із зростанням частоти форма динамічних петель наближається до еліпса, а петля може бути подана у вигляді гармонічно змінних в часі напруженості $H = H_m \sin\omega t$ та індукції $B = B_m \sin(\omega t - \delta)$, де $\omega$ – кут фазового зсуву між цими синусоїдами. Переходячи до комплексної форми, вводять поняття комплексної магнітної проникності

$$\mu = \mathbf{B}/\mathbf{H} = \mu e^{-j\delta} = \mu_1 - j\mu_2,$$

де $\mu_1 = B_m \cos\delta / H_m$ та $\mu_2 = B_m \sin\delta / H_m$ – відповідно, дійсна (пружна) та уявна (в'язка) складові комплексної магнітної проникності.

Важливою характеристикою матеріалу в змінному магнітному полі є потужність, що розсіюється в одиниці об'єму матеріалу у функції амплітуди індукції $P = f(B_m)$, яка називається питомими магнітними втратами.

## 17.2. Магнітні кола та досліджувані зразки

Суть вимірювань магнітних параметрів матеріалів зводиться до визначення їх магнітного стану при дії магнітного поля. При таких дослідженнях магнітний матеріал стає елементом магнітного кола – сукупності тіл та ділянок довкілля, через які проходить магнітний потік. Магнітне коло складається з джерела магнітного поля – це постійні магніти або обмотки з намагнічувальним струмом та ділянки кола, через які замикається магнітний потік. Магнітні кола бувають замкненими або розімкненими, поляризованими або нейтральними.

У замкнених магнітних колах магнітний потік проходить практично повністю через магнітні матеріали. Розімкнені магнітні кола мають на шляху магнітного потоку і немагнітні середовища, наприклад, повітряні проміжки. В поляризованих магнітних колах джерелом магніторушійної сили є постійний магніт, у неполяризованих – обмотка зі струмом.

Основну частину магнітного кола складають зразки досліджуваного матеріалу. Найбільша однорідність намагнічування при найменших потоках розсіювання досягається в кільцевих зразках (тороїдах). Зразки можуть бути суцільними, набиратись із штампованих кілець чи намотуватись зі стрічки. При дослідженнях на змінному струмі кільця чи сусідні витки стрічки повинні бути електрично ізольовані.

Намагнічувальна та вимірювальна обмотки навиваються по периметру кільця, при чому вимірювальна обмотка може бути розподіленою або зосередженою на певній ділянці кільця, а намагнічувальна обмотка обов'язково повинна бути рівномірно розподілена по всьому периметру. Напруженість намагнічувального поля в цьому випадку розраховується за формулою

$$H = \frac{wI}{2\pi R_{cp}},$$

де $w$ – кількість витків намагнічувальної обмотки; $I$ – намагнічувальний струм; $R_{cp}$ – середній радіус кільця.

Для забезпечення практичної рівномірності намагнічування по всьому перерізу кільця приймають відношення зовнішнього радіуса кільця до внутрішнього не більшим ніж 1,2.

Дослідження магнітних матерілів з кільцевою формою забезпечує найвищу точність результатів, однак виготовлення таких зразків і накладання на них обмоток є досить складними.

При дослідженні листових матеріалів поряд з кільцевими широко використовуються зразки у вигляді пакетів, набраних зі стрічок, з яких складають магнітне коло у вигляді квадрата. В кутах квадрата стрічки пакетів укладають впритул і внакладку. Намагнічування здійснюється за допомогою чотирьох прямокутних намагнічувальних котушок, які накладаються на пакети досліджувального матеріалу і закріплюються. Недоліком такого магнітного кола є те, що в місцях стикання пакетів утворюються повітряні проміжки, а намагнічувальні обмотки охоплюють не все магнітне коло. Крім цього, наявність повітряних проміжків може суттєво вплинути на точність результату вимірювання. Справа в тому, що при намагнічуванні незамкнутого зразка зовнішнім полем напруженістю $H_з$ напруженість всередині зразка зменшиться на величину, пропорційну намагніченості $J$; тобто буде $H=H_з-NJ$, де $N$ – коефіцієнт розмагнічування, який залежить від форми досліджуваного зразка.

Через складність виготовлення кільцевих зразків та неможливість отримати в них великих напруженостей магнітного поля при дослідженні магнітних матеріалів часто користуються спеціальними пристроями, що називаються пермеаметрами, які дозволяють проводити дослідження зразка у вигляді стрічок та стержнів прямокутного чи круглого перерізів в практично замкненому магнітному полі.

Будова пермеаметра сильних магнітних полів (до $6\cdot10^5$ *А/м*) наведена на рис. 17.3,*а*. Такий пермеаметр-електромагніт служить для визначення магнітних характеристик висококоерцитивних сплавів для постійних магнітів. Між двома пасивними частинами ярма 1, виготовленими з електротехнічної сталі, затиснуті вкладки 2 з полюсними наконечниками 3. Між полюсними наконечниками затискається досліджуваний зразок 4. Намагнічувальні обмотки 5 розміщені на полюсах електромагніта. Для визначення магнітної індукції в зразку на нього намотують вимірювальну обмотку $w_в$. Напруженість магнітного поля вимірюють за допомогою котушки $w_н$, яка щільно прилягає до зразка і в моменти вимірювання виноситься із зони вимірювання.

Будова пермеаметра середніх полів (до $8\cdot10^4$ *А/м*) схематично показана на рис. 17.3,*б*. Пермеаметр має масивне ярмо 1, виготовлене з електротехнічної сталі, яке, замикаючи досліджуваний зразок 2, створює практично замкнене магнітне коло.

Намагнічувальне поле створюється намагнічувальною котушкою 3. Котушка 4 служить для вимірювань магнітної індукції.

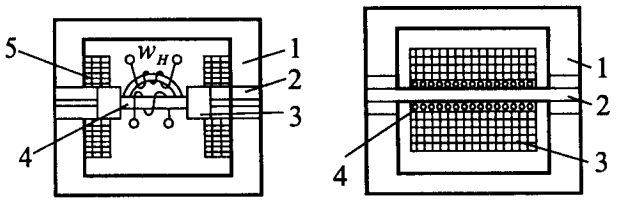



*Рис. 17.3. Будова пермеаметрів*

Одним із суттєвих елементів магнітного кола є пристрій для створення необхідного режиму намагнічування. Справа в тому, що отримати однозначні результати вимірювань магнітних параметрів можливо лише за умови забезпечення заданого режиму зміни в часі напруженості або магнітної індукції, що еквівалентно підтриманню відповідної форми кривої намагнічувального струму або індукованої ЕРС. На рис. 17.4,*а* наведена спрощена схема джерела намагнічувального струму на основі потужного операційного підсилювача. Забезпечивши $R_4/R_3=R_2/R_1$, матимемо пропорційність струму $i_1$ в намагнічувальній обмотці напрузі $u$ джерела живлення (таку ж форму кривої): $i_1 = u/R_3$.

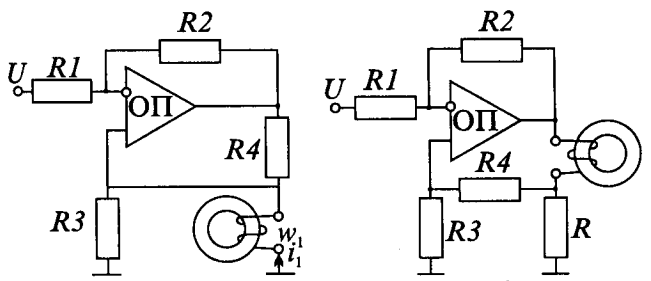



*Рис. 17.4. Схеми забезпечення необхідного режиму намагнічування та індукції*

Аналогічно можна створити необхідний режим зміни в часі магнітної індукції. В пристрої рис. 17.4,*б*, в якому забезпечивши $R_4/R_3=R_2/R_1$ матимемо пропорційність ЕЗС та вхідної напруги

$$e = -U\frac{R_2}{R_1}$$

одержимо пропорційність ЕРС та вхідної напруги. Оскільки ЕРС є похідною від індукції, то для отримання, наприклад, синусної чи пилоподібної кривої індукції необхідна відповідно синусна чи прямокутна форма вхідної напруги.

## 17.3. Вимірювання параметрів магнітних матеріалів

Перш ніж перейти до розгляду методів та засобів вимірювань параметрів та характеристик магнітних матеріалів, необхідно відзначити виняткову роль сім'ї магнітних петель, оскільки ця характеристика містить вичерпну інформацію про більшість параметрів. Отже, визначення цього чи іншого параметра можна здійснити двома способами: або вимірюванням спеціалізованим засобом вимірювань, або відповідним опрацюван-

ням інформації, що знаходиться в попередньо визначеній сім'ї гістерезисних петель. Проведення відповідних обчислень за заданими програмами за допомогою сучасних засобів мікроелектроніки, зокрема за допомогою мікропроцесорів, не є складним і вимагає мінімальних затрат. Про цей шлях детальніше буде викладено у наступному параграфі, де йдеться про автоматизацію вимірювань магнітних параметрів. Розглянемо деякі методи безпосереднього вимірювання параметрів та характеристик магнітних матеріалів.

Вимірювання координат магнітних петель (з побудовою петель гістерезиса) полягяє у вимірюванні миттєвих значень магнітної індукції і напруженості магнітного поля в зразку. Оскільки індукція всередині матеріалу може бути визначена лише інтегруванням індукованої у вимірювальній обмотці ЕРС, то важливо правильно вибрати інтегрувальні перетворювачі для проведення досліджень. При цьому необхідно врахувати, що при намагнічуванні на інфразвукових частотах значення індукованої ЕРС дуже мале, тому виникає проблема підвищення чутливості. З підвищенням частоти намагнічування необхідно збільшити смугу пропускання каналів вимірювань магнітної індукції та напруженості магнітного поля для зведення до мінімуму частотних та фазових похибок. Крім цього, на підвищених частотах важко реалізовувати реєстрацію результатів вимірювань.

Є дві групи методів визначення магнітних петель. Для першої характерна синхронність процесів перемагнічування і вимірювання магнітної індукції та напруженості магнітного поля в неперервній чи дискретній множині точок, тобто вимірювання і реєстрація петлі здійснюються за один цикл перемагнічування або повторюються в кожному наступному циклі з метою одержання неперервного відображення петлі на реєструвальному пристрої чи на екрані осцилографа.

Інші методи характерні відсутністю залежності між періодом намагнічування і часом визначення петлі.

До першої групи належать індукційно-імпульсний метод та квазістатичний метод, до другої–фазочутливий (ферометричний та стробоскопічний методи).

*Індукційно-імпульсний метод* заснований на інтегруванні імпульсів ЕРС, що виникають у вимірювальній котушці при стрибкоподібній зміні напруженості магнітного поля в дискретній кількості точок. Інтегрування (вимірювання імпульсу струму) може здійснюватись за допомогою балістичного гальванометра (останнім часом балістичні гальванометри витіснені веберметрами).

Спрощена схема балістичної установки для визначення петель *гістерезиса* наведена на рис. 17.5. Значення намагнічувального струму *і* та наведеної у вимірювальній обмотці ЕРС і їх зв'язок з вимірюваними магнітними параметрами мають такий вигляд

$$i(t) = l_{cp}\frac{H(t)}{w_1};$$

$$e(t) = w_2 S\frac{dB(t)}{dt},$$

а покази веберметра

$$\alpha_B = \int_0^t e(t)dt = w_2 SB(t).$$

У наведених формулах прийнято: $l_{cep} = \pi D_{cep}$ – середня довжина досліджуваного кільця (тороїду); $D_{cep}$ – середній діаметр кільця; $S$ – площа його поперечного перерізу; $w_1$ та $w_2$ – відповідно кількості намагнічувальних та вимірювальних витків.

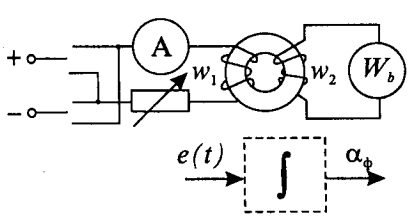



***Рис. 17.5.*** *Спрощена схема балістичної установки*

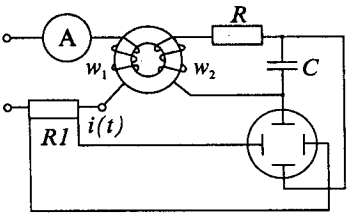



***Рис. 17.6.*** *Схема для визначення динамічних характеристик осцилографічним способом*

Через складність автоматизації процесу вимірювань індукційно-імпульсний метод є застарілим і майже не використовується.

*Квазістатичний метод* (індукційно неперервний) можна вважати різновидом індукційно-імпульсного, коли замість балістичного гальванометра чи веберметра використовується електронна інтегрувальна ланка і здійснюється неперервна зміна напруженості магнітного поля. Результати вимірювань реєструються в аналоговому вигляді (зображення петлі на графопобудовувачі – двокоординатному самописці) або в цифровому вигляді, наприклад надрукованою на цифродрукувальному пристрої сукупністю пар цифрових координат петлі, отриманих шляхом вимірювань спаду напруги на резисторі в колі намагнічувального струму і напруги на виході інтегратора, які плавно змінюються в часі. Вимірювання напруг може бути здійснено цифровим вольтметром постійного струму.

Вимірювальна установка, що заснована на квазістатичному методі, наведена на рис. 17.6. Відповідні співвідношення між параметрами мають вигляд:

$$e(t) = w_2 S\frac{dB(t)}{dt};$$

$$U_H(t) = i(t)R_1 = \frac{R_1 l_{cp}}{w_1}H(t).$$

Якщо як інтегрувальну використати RC-ланку, то за умови, що $R>>1/\omega C$ миттєве значення напруги на конденсаторі $C$

$$U_c = \frac{1}{C}\int\frac{e(t)}{R}dt = -\frac{w_2 S}{RC}B(t).$$

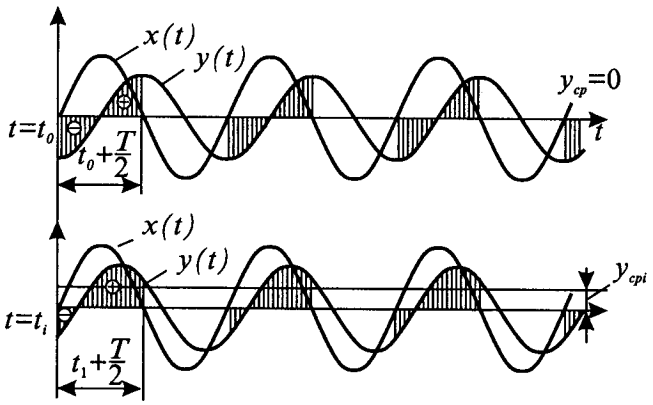



***Рис. 17.7.*** *До принципу дії ферометра*

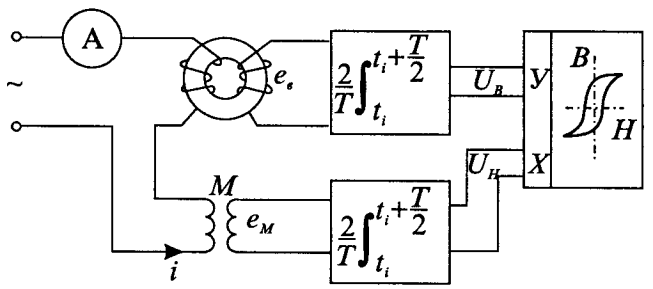



***Рис. 17.8.*** *Схема досліджень магнітних матеріалів за допомогою ферометра*

Для досліджень магнітних матеріалів у змінних магнітних полях широко використовується ферометр – прилад з фазочутливим перетворювачем, призначеним для вимірювань миттєвих значень інтеграла від періодичного вхідного сигнала. Принцип роботи ферометра ґрунтується на тому, що при однопівперіодному випрямленні середнє за період значення $dy(t)/dt$ періодичної симетричної відносно осі часу $t$ функції $y(t)$ є пропорційне миттєвому значенню цієї функції в момент часу $t_i$ (рис. 17.7).

Найпростіша схема ферометра (рис. 17.8) має дві інтегрувальні ланки. Диференціювальними елементами є: в колі напруженості магнітного поля (струму $i$), *котушка* взаємної індуктивності $M$, ЕРС вторинної обмотки якої

$$e_M = \frac{d(Mi)}{dt} = M\frac{di}{dt} = -M\frac{l_{cp}}{w_1}\cdot\frac{dH}{dt},$$

а в колі вимірюваної індукції – досліджувальний зразок, ЕРС вимірювальної обмотки якого

$$e_B = w_2 S\frac{dB}{dt}.$$

Вихідними величинами інтеграторів, які подаються на вхід відповідно Y та X двокоординатного самописця (графопобудовувача) є:

$$U_B(t_i) = \frac{2w_2S}{T}\int_{t_i}^{t_i+\frac{T}{2}} e_2(t)dt = 4w_2SfB(t_i);$$

$$U_н(t_i) = \frac{4Mfl_{ср}}{w_1}H(t_i).$$

Вимірювання питомих магнітних втрат здійснюють калориметрами, ватметрами, мостами змінного струму, компенсаторами. Калориметричний метод заснований на вимірюванні теплоти, що розсіюється досліджувальним зразком у довкілля в усталеному тепловому режимі. Позитивні особливості методу полягають у відсутності залежності результатів вимірювань від частоти намагнічування, порівняно висока точність. Однак, трудомісткість процесу вимірювання, громіздкість калориметрів, складність автоматизації суттєво обмежують застосування калориметричного методу.

Найбільше використовується ватметровий метод вимірювання потужноті втрат. Питомі магнітні втрати визначаються за виразом

$$P_П = \frac{V}{m}\cdot\frac{1}{T}\int HdB,$$

де $V$ та $m$ – відповідно, об'єм та маса досліджуваного зразка, $T$ – період перемагнічування.

Оскільки $H(t) = \frac{i_1(t)w_1}{l_{сер}}$, а $\frac{dB}{dt} = \frac{-e_2(t)}{w_2S}$, то

$$P_П = \frac{w_1}{w_2m}\cdot\frac{1}{T}\int_0^T i_1(t)e_2(t)dt.$$

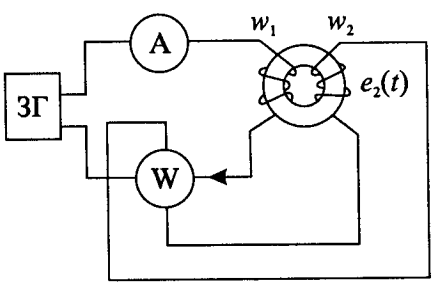



***Рис. 17.9.*** *Схема ватметрового методу вимірювань втрат на перемагнічування*

Іншими словами, для вимірювань питомих магнітних втрат необхідно в послідовне коло схеми увімкнути коло намагнічувального струму $i_1(t)$, а його паралельне коло – до вимірювальної обмотки $w_2$, в якій індукується ЕРС $e_2(t)$, як на рис. 17.9.

Вимірювання питомих магнітних втрат здебільшого проводять в одному з граничних режимів намагнічування, тобто коли один із сигналів на вході ватметра синусний, а інший є сумою гармонічних складових.

Через ортогональність тригонометричних поліномів в цьому випадку останній вираз набере вигляд

$$P_П = \frac{w_1}{w_2} \cdot \frac{1}{m} I_1 E_2 \cos\varphi,$$

де $I_1$ та $E_2$ – діючі значення перших гармонік намагнічувального струму на ЕРС індукції; $\varphi$ – фазовий кут між ними.

З підвищенням якості магнітних матеріалів питомі втрати мають тенденцію до зменшення, що призводить до зменшення cos $\varphi$. Ця обставина ставить підвищені вимоги до ватметрів у відношенні їх чутливості, широкополосності, номінального *cosφ*. Очевидно, що найкраще цим вимогам задовільняють малокосинусні електронні ватметри. Враховуючи, що такі ватметри мають великий опір кола напруги, то в цьому випадку відпадає потреба враховувати споживання ватметра і вносити поправку на методичну похибку.

Мостовий метод вимірювань полягає в тому, що намагнічувальна обмотка зразка вмикається в одно з плеч моста змінного струму. В одну з діагоналей моста вмикають джерело намагнічувального струму, в іншу – вибіркований вказівник рівноваги, настроєний на першу гармоніку частоти намагнічування. Міст зрівноважують і, враховуючи умови рівноваги моста, визначають параметри послідовної схеми заміщення досліджувального зразка з намагнічувальною обмоткою

$$L_X = C_3 R_2 R_4;$$

$$R_x = \frac{R_2 R_4}{R_3}.$$

У свою чергу $L_x$ та $R_x$ позв'язані з магнітними параметрами досліджуваного матеріалу для кільцевого зразка середнім діаметром $D$ та площею поперечного перерізу $S$ залежностями:

$$\mu_1 = \frac{DL_x \cdot 10^7}{4Sw^2};$$

$$\mu_2 = \mu_1 tg\delta = \frac{\mu_1 R_M}{\omega L_x} = \frac{(R_x - R_0)D \cdot 10^7}{4Sw^2\omega},$$

де $\mu_1$ та $\mu_2$ – пружна та в'язка складові комплексної магнітної проникності; $\varphi$ – кількість витків намагнічувальної обмотки; $\omega$ – колова частота намагнічувального струму; $R_M$ – опір втрат в матеріалі зразка, який дорівнює різниці виміряного опору $R_x$ та опору обмотки $R_0$ на даній частоті; $tg\delta$ – тангенс кута магнітних втрат.

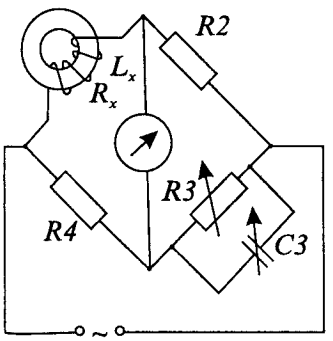



***Рис. 17.10.*** *Схема моста змінного струму для вимірювань параметрів магнітних матеріалів*

Вимірявши $L_x$ та $R_x$ при різних значеннях напруженості магнітного поля, частоти, температури довкілля, можна визначити тангенс кута втрат, температурний коефіцієнт магнітної проникності.

Останнім часом для досліджень магнітних параметрів матеріалів широке застосування мости з автоматичним керуванням, що дає змогу значно підвищити продуктивність праці при вимірюваннях.

Частотний діапазон мостових засобів вимірювань лежить в межах $50Гц...100МГц$. Діапазон значень вимірюваних параметрів еквівалентної схеми заміщення зразка становить: для індуктивності – від одиниць наногенрі до одиниць генрі, для опорів – від сотих часток ома до одиниць кілоом. Похибки вимірювання індуктивності залежно від частоти та значення вимірюваної індуктивності становить 1...10%, опору – 0,2...1% (точність вимірювання названих параметрів зменшується по мірі зменшення значень вимірюваних величин). Мінімальні значення $tg\delta$, які піддаються вимірюванню мостовим методом становлять $5 \cdot 10^{-5}...5 \cdot 10^{-4}$.

Найточніше виміряти магнітні параметри матеріалів за першою гармонікою можна, вимірявши амплітуди та фази перших гармонік сигналів на обмотках досліджуваного зразка за допомогою компенсаторів змінного струму. Компенсаційні засоби вимірювань застосовують для вимірювання за першими гармоніками основної кривої динамічного намагнічування, питомих магнітних втрат, комплексної магнітної проникності в різних режимах намагнічування в звуковому діапазоні частот.

*Частина V*

# ВИМІРЮВАННЯ НЕЕЛЕКТРИЧНИХ ВЕЛИЧИН

## Розділ 18
## ЗАГАЛЬНІ ВІДОМОСТІ ПРО ВИМІРЮВАННЯ НЕЕЛЕКТРИЧНИХ ВЕЛИЧИН

### 18.1. Особливості електричних вимірювань неелектричних величин

Про кількість та фізичну різноманітність неелектричних величин можна зробити висновок хоча б з Міжнародної системи одиниць, яка містить серед 7 основних величин 6 неелектричних (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, які 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 (табл. 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 у цій 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 величи-ни – 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 відповідих вимірювальних перетворювачів. Отже, для вимірювання неелектричних величин електричними методами передбачається наявність первинного вимірювального перетворюача неелектричної величини в електричну, вторинного електричного вимірювального при-

ладу, 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 у цьому 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 в електричних колах можуть виконувати логічні та цифрові 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.

## 18.2. Основні різновиди перетворювачів неелектричних величин

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 молодою і сьогодні відсутня загальноприйнята класифікація. Є декілька індивідуальних 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 при-

роди вхідної вимірюваної величини є найдоцільнішою. Такий підхід прийнято в довідковій літературі. Спеціаліст, якого, наприклад, цікавлять вимірювання температури, серед великої кількості перетворювачів температури вибере ті, які 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 посвоєму 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 використанням вторинних електричних вимірювальних приладів, то особливий акцент в цій класифікації буде зроблено на групу 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 внаслідок 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 намагнічувальної обмотки 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. *Взаємоіндуктивні* (*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 у 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 магніторезистивні 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. *Електрохемічні перетворювачі.* Принцип дії електрохемічних перетворювачів оснований на залежності електропровідності електролітичної комірки від складу, концентрації, температури чи інших параметрів досліджуваного розчину (електрохемічні резистивні перетворювачі); залежності електродних потенціалів від активності водневих іонів (гальванічні перетворювачі pH-метрів); а також залежності різниці електричних потенціалів на межі 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 пірометрах, 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 іонізаційного чи рентгенівського випромінювання. У перетворювачах іонізаційного випромінювання вихідна електрична величина функціонально зв'язана з інтенсивністю іонізаційного чи рентгенівського випромінювання, яка є мірою досліджуваної величини.

## 18.3. Спряження первинних перетворювачів з електричними засобами вимірювань

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 агрегатування. 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 за-

собів, що спрягаються. Це досягається використанням єдиної математичної моделі похибок окремих засобів вимірювань, єдиного способу нормування та подання однойменних 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. 18.1,*а*) загальна функції 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.

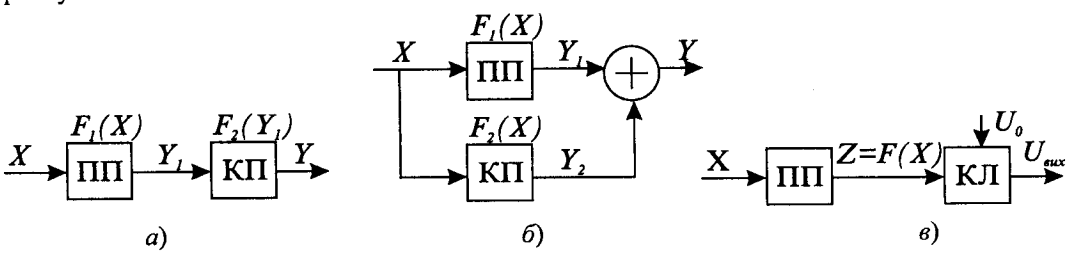



***Рис. 18.1.*** *Структурні схеми лінеаризації функції перетворення*

Якщо, наприклад,

$$Y_1 = a_1X + a_2X^2,$$

то, оскільки обернена функція $X = f(\varphi_1)$ має вигляд

$$X = \frac{-a_1 + \sqrt{a_1^2 + 4a_2Y}}{2a_2},$$

функція перетворення коректувального перетворювача

$$F_2(Y_1) = \frac{k}{2a_2}\left(\sqrt{a_1^2 + 4a_2Y} - a_1\right) = k_1\left(\sqrt{b^2 + Y_1} - b\right),$$

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:

$$\delta \approx \delta_{пп} + \delta_{кп}.$$

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. У цьому випадку корекція може здійснюватись за допомогою електричного коректувального пристрою, реалізація необхідної функції перетворення якого не є такою складною.

При паралельному з'єднанні коректувального перетворювача (рис. 18.1,*б*) вихідний сигнал засобу вимірювань

$$Y=kX=Y_1+Y_2=F_1(X)+F_2(X)$$

а функція перетворення коректувального перетворювача

$$F_2(X)=kX-F_1(X)=-[F_1(X)-kX]=-\Delta_н(X),$$

де $\Delta_н(X)=F_1(X)-kX$ похибка нелінійності функції перетворення $F_1(X)$.

Зведена до виходу відносна похибка при невеликих нелінійностях основного перетворювача у цьому випадку дорівнюватиме:

$$\delta_Y \approx \delta_{Y_1} + k\delta_{Y_2},$$

де $k = \Delta_н (X)/(kX)$ – коефіцієнт впливу коректувального перетворювача, значно менший від одиниці.

Отже, при корекції похибки від нелінійності за схемою (рис. 18.1,*б*) коректувальний пристрій може бути достатньо низької точності. Дійсно, складова результівної 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. У цьому випадку параметричний перетворювач разом з коректувальною ланкою *КЛ* утворюють параметричний чотириполюсник (рис. 18.1,*в*), функція перетворення якого:

$$U_{вих} = U_0\, \Phi(Z).$$

Своєю 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

$$U_{вих} = U_0 \Phi[(Z + \Delta Z_{зв} + \Delta Z_x) - (Z + \Delta Z_{зв} - \Delta Z_x)],$$

де $Z$ – інформативний параметр перетворювальних елементів диференціального первинного перетворювача; $\Delta Z_x = f(X)$ – його зміна, викликана дією вимірюваної величини; $\Delta Z_{зв}$ – 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 передавальної функції $W(s)$ за допомогою додаткового коректувального пристрою, передаточна функція $W_к(s)$ якого визначається на основі реальної $W(s)$ та необхідної (номінальної) передавальної функції скоректованого засобу.

Для корекції динамічних характеристик первинних перетворювачів застосовують послідовну (рис. 18.2,*а*) або паралельну (рис. 18.3,*а*) схеми корекції. При послідовній корекції номінальна передавальна функція скоректованого засобу вимірювань

$$W_{ном}(s) = W(s)\, W_к(s),$$

звідки

$$W_k(s) = W_{ном}(s)/W(s).$$

Якщо засіб вимірювань повинен мати у всьому частотному діапазоні $W_{ном}(s) = k$, то передавальна функція коректувального пристою 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. 18.2,*б*), коректувальний пристрій повинен послаблювати якраз ті спектральні складові досліджуваного сигналу, які посилюються коректованим пристроєм, наприклад, внаслідок резонансних явищ, і підсилювати ті спектральні складові, які послаблюються коректованим перетворювачем.

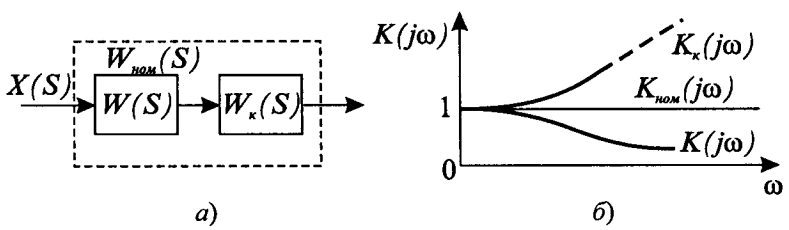



***Рис. 18.2.*** *Схема послідовної корекції динамічних характеристик*

Щодо фізичної реалізації коректувального пристрою, то вирішення цього завдання завжди пов'язано з певними труднощами. Річ у тім, що реальний засіб вимірювань внаслідок властивої йому інерційності не в стані перетворювати сигнали дуже високих частот, тобто для нього справедлива умова

$$\lim_{\omega\to\infty}|K(j\omega)| \to 0.$$

Якщо вираз для $K(j\omega)$ записати у дробово-раціональній формі

$$K(j\omega) = \frac{b_0 + b_1(j\omega) + b_2(j\omega)^2 + ... + b_m(j\omega)^m}{a_0 + a_1(j\omega) + a_2(j\omega)^2 + ... + a_n(j\omega)^n},$$

то наближення до нуля комплексного коефіцієнта перетворення при $\omega\to\infty$ 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 коректувальна ланка, для якої

$$\lim_{\omega\to\infty}\left\{\left|K_k(j\omega)\right| = \frac{k}{\left|K(j\omega)\right|}\right\} \to \infty,$$

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

$$K_{кр}(j\omega) = \frac{k}{K(j\omega)}\frac{1}{(1+T_c j\omega)^{n-m+1}},$$

де $T_c$ – стала часу скоректованого засобу вимірювання.

Для заданого діапазону вимірювань завжди можна обмежитись таким граничним значенням сталої часу скоректованого засобу вимірювань $T_c << T$ (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 $K_к(j\omega)$.

При паралельній корекції комплексний коефіцієнт перетворення коректувального перетворювача може бути визначений з умови:

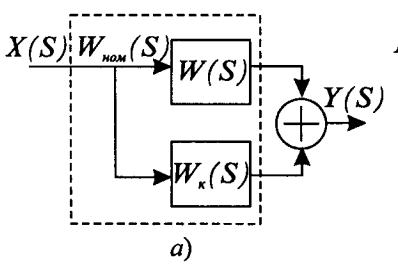
$$K_{ном}(j\omega)=K(j\omega)+K_к(j\omega),$$

звідки

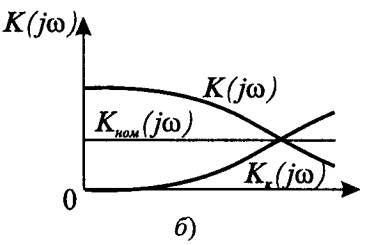
$$K_к(j\omega)=K_{ном}(j\omega) - K(j\omega).$$

Якщо для скоректованого засобу вимірювань повинно забезпечуватись $K_{ном}(j\omega)=k$, то

$$K_к(j\omega)=k - K(j\omega).$$




а)




б)

***Рис. 18.3.*** *Схема паралельної корекції динамічних характеристик*

Як видно з графіків амплітудно-частотних характеристик (рис. 18.3,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.

Як приклад розглянемо корекцію динамічних характеристик термоелектричного перетворювача температури, комплексний коефіцієнт перетворення якого

$$K_\partial(j\omega)=\frac{k_0}{1+j\omega T}.$$

Якщо необхідно забезпечити $K_{ном}(j\omega)=k$, то комплексний коефіцієнт перетворення коректувального перетворювача повинен мати вигляд

$$K_к(j\omega)=\frac{k}{K_\partial(j\omega)}=\frac{k}{k_0}(1+j\omega T).$$

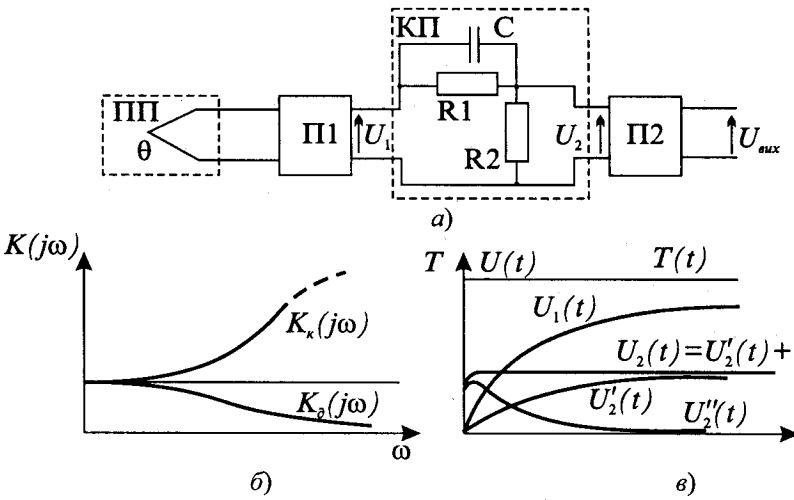



***Рис. 18.4.*** *До корекції динамічних характеристик термоелектричних перетворювачів температури*

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:

$$K_к^*(j\omega)=\frac{k}{k_0}(1+j\omega T)\frac{1}{1+j\omega T_к}.$$

Схема корекції термоелектричного перетворювача, його нормована АЧХ та нормована АЧХ коректувального перетворювача наведені на рис. 18.4. Для досягнення відповідного рівня коректованого та вихідного сигналів у схемі передбачені підсилювачі П1 та П2. На рис. 18.4,*в* наведені часові характеристики сигналів при стрибкоподібній зміні вимірюваної темпертатури. Вихідна напруга $U_2(t)$ має складову $U'_2(t)$, пропорційну $U_1(t)$, та складову $U''_2(t)$, пропорційну $dU_1(t)/dt$.

## 18.4. Перетворювачі неелектричних величин 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

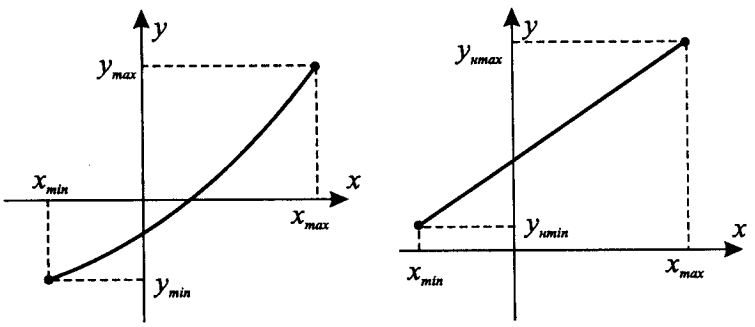
- за інформативними параметрами (напруга, струм, частота, цифровий код тощо);
- за робочим діапазоном: (0...10) *В*, (0...5) мА,(4...20) *мА* і т.д.
- за функціональною залежністю між значенням вимірюваної величини та значенням інформативного параметра вихідного сигналу; звичайно ця залежність повинна 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 останніми роками. 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 називаються інтелектуальними.

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. 18.5,*а*). Тут $(X_{min}...X_{max})$ і $(Y_{min}...Y_{max})$ – робочі діапазони значень вхідного та вихідного інформативних параметрів.




*а)* *б)*

***Рис. 18.5.*** *Номінальна та лінеаризована функції перетворення ВПУС*

При побудові ВПУС ставиться завдання одержати уніфікований вихідний сигнал, значення інформативного параметра якого описується лінійною залежністю (рис. 18.5,*б*):

$$Y_н = K(X - X_{min}) + Y_{нmin},$$

де

$$K = \frac{Y_{н\max} - Y_{н\min}}{X_{\max} - X_{\min}}.$$

Здебільшого вказану залежність необхідно отримати на основі послідовного з'єднання ПП та УП. Це вимагає, передовсім, погодження динамічних діапазонів Y та $Y_Н$ і забезпечення лінеаризації функції перетворення

$$Y_н = K_1(Y - Y_{min}) + Y_{нmin},$$

де

$$K_1 = \frac{Y_{н\max} - Y_{н\min}}{Y_{\max} - Y_{\min}}.$$

Якщо $K_1$ = const, то забезпечується лише лінійне приведення динамічних діапазонів і функціональна залежність $Y_н(X)$ 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. 18.6, де ПП – первинний перетворювач; $\Sigma_1$ – суматор для приведення нижньої межі робочого діапазону $Y$ до початку координат; $K_1(Y)$ – функціональний вузол лінеаризації; $\Sigma_2$ – суматор для забезпечення відповідного зміщення робочого діапазону $Y_н$.

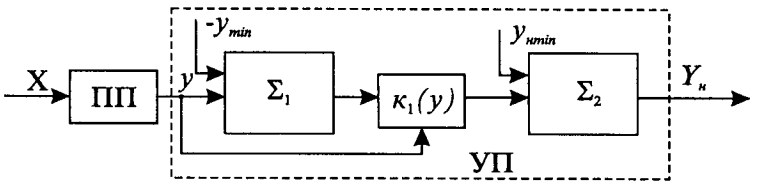



*Рис. 18.6. Структурна схема ВПУС*

Загалом кожен з вказаних вузлів може бути розділеним 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 $\Delta R$ 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 $\Delta R$ в напругу.

Широко розповсюджені вимірювальні схеми, в яких через ПП пропускають стабільний в часі струм. Вихідна напруга таких схем пропорційна абсолютному значенню $R_X$. Виділення напруги $\Delta U_{вих}$, пропорційної інформативній зміні опору $\Delta R$ за допомогою додаткової опорної напруги, що віднімається від $U_{вих}$, вимагає прецизійних джерел і суттєво ускладнює схему.

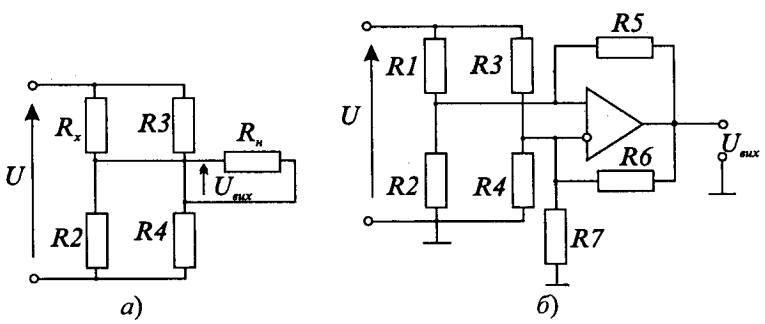



***Рис. 18.7.*** *Схеми незрівноважених мостів з резистивними ПП*

Найчастіше використовуються незрівноважені мостові схеми. На рис. 18.7,*а* наведено схему незрівноваженого моста (з одним робочим плечем), навантаженого $R_н$. Прийнявши, що міст є зрівноваженим за умови $R_X = R_0$, отримаємо вираз для вихідної напруги такої схеми

$$U_{вих} = \frac{U(1-a)}{1+m+m(1-a)R_3/R_2} \cdot \frac{x}{1+x},$$

де $$a = \frac{R_0}{(R_0+R_2)}; \qquad m = \frac{R_2}{R_н}; \qquad x = \frac{\delta R\left[1+m+m(1-a)R_3/R_2\right]}{1+am+m(1-a)R_3/R_2};$$

$$\delta R = \frac{\Delta R}{(R_0+R_2)}.$$

Як видно з виразу для $U_{вих}$, залежність $U_{вих}(x)$, тобто і $U_{вих}(\Delta R)$ є нелінійною. До того ж із зменшенням $R_н$ нелінійність функції перетворення зростає. Для ненавантаженого моста вихідна напруга

$$U_{вих} = \frac{U(1-a)\delta R}{1+\delta R}.$$

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, ще і додатний. Один із можливих варіантів такої схеми наведено на рис. 18.7,*б*.

За умови, що

$$R_1 = R_2 = R_3 = R;$$

$$R_4=R_X=R+\Delta R;$$

$$1/R_5=1/R_6+1/R_7$$

отримаємо

$$U_{вих}=U\frac{\delta R}{1+(1+\delta R)(1+R/R_7-2R_5/R_6)}\cdot\frac{R_5}{R},$$

де $\delta R = \Delta R/R$.

Якщо використовується умова $1+R/R_7=2R_5/R_6$

$$U_{вих}=U\delta R\frac{R_5}{R}.$$

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.

Поява малогабаритних, мікропотужних АЦП, інтегрованих з мікропроцесорними засобами, дали змогу значно спростити і підвищити надійність функціональних перетворювачів, ввести додаткові сервісні та покращити метрологічні характеристики (самотестування, автокалібрування, зовнішнє керування алгоритмом функціонування, черговий режим з мікроспоживання тощо). Такі ВП називають інтелектуальними.

# Розділ 19
# ПЕРВИННІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ НЕЕЛЕКТРИЧНИХ ВЕЛИЧИН

## 19.1. Механічні пружні перетворювачі

***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.

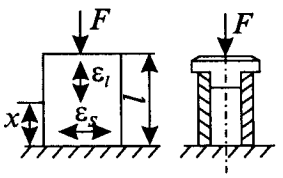
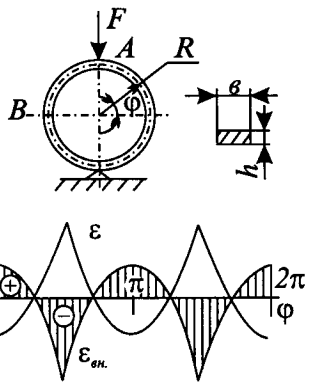
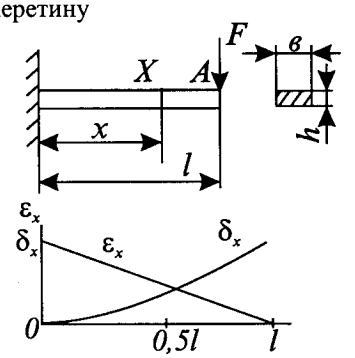
Основні різновиди пружних перетворювачів сил та рівняння їх перетворення наведені в табл.19.1, де прийняті такі позначення: $F$ – вхідна перетворювана сила; $\delta$ – прогин відповідної точки пружного елемента; $\varepsilon_l$ та $\varepsilon_S$ – відносні поздовжня та поперечна деформації стержня; $\varepsilon_X$ – відносна деформація в точці $x$; $E$ – модуль пружності, $\varepsilon$ та $\varepsilon_{вн}$ – 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. Винят-

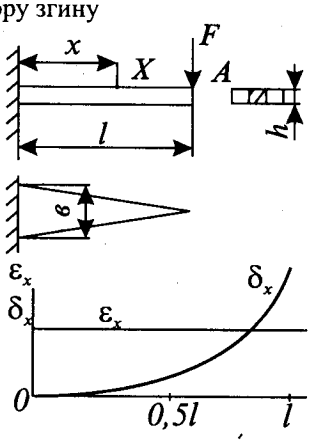
ком є лише консольна балка рівномірного опору згину. Тому, якщо пружний елемент є первинним перетворювачем тензорезистивних давачів, розраховані за наведеними в таблиці формулами значення відносних деформацій можуть бути використані лише тоді, коли база тензорезистора є нехтовно мала щодо довжини пружного 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.

*Таблиця 19.1*

**Механічні пружні перетворювачі сил**

| Форма перетворювального елемента та епюри деформацій | Відносна деформація ε<br>Прогин δ, *м* | Штивність W, *Н/м*<br>Частота $f_0$, *Гц* |
|---|---|---|
| *1* | *2* | *3* |
| 1. Стрижень сталого перетину<br>  | $\varepsilon_l = \frac{F}{SE}; \quad \varepsilon_s = \frac{\mu F}{SE}$ | $W = \frac{SF}{l}$<br>$f_0 = \frac{0.249}{l}\sqrt{\frac{E}{\rho}}$ |
| 2. Кільце сталого перетину<br>  | При R>>h<br>$\varepsilon = +\frac{R}{Eh^2b}(1.91-3\cos\varphi)F$<br>$\varepsilon_{вн} = -\frac{R}{Eh^2b}(1.91-3\cos\varphi)F$<br>$\delta_A = -1.79\frac{R^3}{Eh^3b}F$<br>$\delta_B = +1.64\frac{R^3}{Eh^3b}F$ | $W = 0.56\frac{Eh^3b}{R^3}$<br>$f_0 = \frac{0.123h}{R^2}\sqrt{\frac{E}{\rho}}$ |
| 3. Консольна балка рівномірного перетину<br>  | $\varepsilon_A = 0$<br>$\varepsilon_X = \frac{6(l-x)}{Eh^2b}F$<br>$\delta_A = \frac{4l^3}{Eh^3b}F$<br>$\delta_X = \frac{6x^2}{Eh^3b}\left(l-\frac{x}{3}\right)F$ | $W = \frac{Eh^3b}{4l^3}$<br>$f_0 = \frac{0.162h}{l^2}\sqrt{\frac{E}{\rho}}$ |

*Продовження табл. 19.1*

| 1 | 2 | 3 |
|---|---|---|
| 4. Консольна балка рівномірного опору згину   | $\varepsilon_X = \varepsilon_A = \frac{6l}{Eh^2b}F$ $\delta_A = \frac{6l^3}{Eh^3b}F$ $\delta_X = \delta_A\left(\frac{x}{l}\right)^3 = \frac{6x^3}{Eh^3b}F$ | $W = \frac{Eh^3b}{6l^3}$ $f_0 = \frac{0.136h}{l^2}\sqrt{\frac{E}{\rho}}$ |

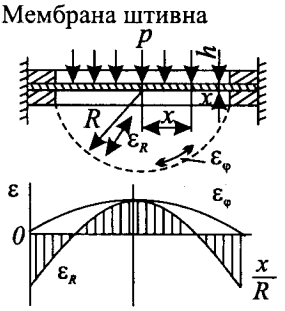
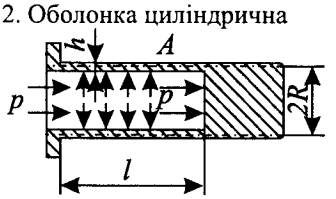
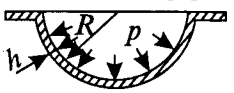
Питання узгодження розмірів пружних елементів та бази тензорезисторів набуває особливого значення для кільцевих пружних елементів. Річ у тім, що під дією перетворювальної сили в цих пружних елементах виникають як деформації стиску, так і деформації розтягу. Тому геометричні розміри таких пружних елементів 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.19.2).

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

*Таблиця 19.2*

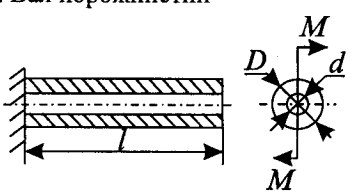
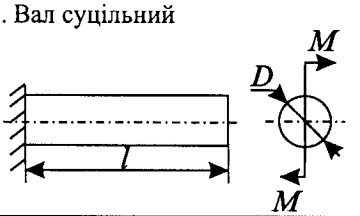
**Механічні пружні перетворювачі тиску**

| Форма перетворювального елемента | Відносна деформація ε. Прогин δ, *м* | Частота $f_0$, *Гц*. Штивність W, *Н/м* |
|---|---|---|
| 1. Мембрана штивна  | $\varepsilon_R = \frac{0.375R^2}{Eh^2}(1-\mu^2)\times\left(1-3\frac{x^2}{R^2}\right)P;$ $\varepsilon_\varphi = \frac{0.375R^2}{Eh^2}(1-\mu^2)\times\left(1-\frac{x^2}{R^2}\right)P;$ $\delta_A = \frac{3(1-\mu^2)R^4}{16Eh^2}P$ | $f_0 = \frac{0.469h}{R^2}\sqrt{\frac{E}{\rho(1-\mu^2)}}$ $W = \frac{16Eh^2}{3(1-\mu^2)R^4}$ |
| 2. Оболонка циліндрична  | $\varepsilon_{lA} = \frac{0.5R}{Eh}(1-2\mu)P;$ $\varepsilon_{\varphi A} = \frac{0.5R}{Eh}(2-\mu)P;$ | $f_0 = \frac{0.32}{\sqrt{2Rl+2l^2}}\sqrt{\frac{E}{\rho}}$ |
| 3. Оболонка напівсферична  | $\varepsilon = \frac{0.5R}{Eh}(1-\mu)P;$ | $f_0 = \frac{0.224}{R}\sqrt{\frac{E}{\rho}}$ |

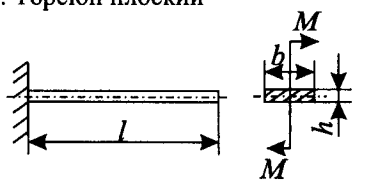
У табл. 19.3 наведені основні конструктивні різновиди пружних перетворювачів крутних моментів та співвідношення між вихідними прогинами φ і дотичними напруженнями τ та крутним моментом *M* для заданого модуля зсуву *G*.

*Таблиця 19.3*

**Пружні перетворювачі крутних моментів**

| Форма перетворювального елемента | Максимальний кут закручування, *Рад* | Механічне напруження, $Н/м^2$ |
|---|---|---|
| *1* | *2* | *3* |
| 1. Вал порожнистий  | $\varphi = \frac{32Ml}{\pi(D^4-d^4)G}$ | $\tau = \frac{16MD}{\pi(D^4-d^4)}$ |
| 2. Вал суцільний  | $\varphi = \frac{32Ml}{\pi D^4 G}$ | $\tau = \frac{16M}{\pi D^3}$ |

*Продовження табл. 19.3*

| *1* | *2* | *3* |
|---|---|---|
| 3. Торсіон плоский   | $\varphi \approx \frac{16Ml}{bh^3\left(5.3-3.4\frac{h}{b}\right)G}$ | $\tau = \frac{(3b+1.8h)M}{b^2h^2}$ |

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.

***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. 19.1,*а*) або штивна мембрана із зосередженою в її центрі масою $m$ (рис. 19.1,*б*).

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

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

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

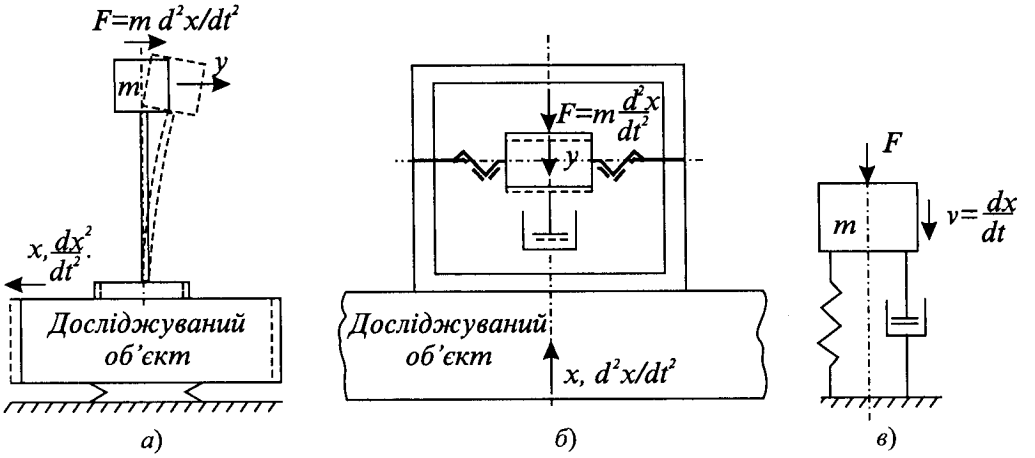



***Рис. 19.1.*** *До динаміки інерціальної системи*

Враховуючи, що $\sqrt{\frac{W}{m}} = \omega_0$ – це частота власних коливань, а $P/2\sqrt{Wm} = \beta$ – ступінь заспокоєння (п.3.2), диференціальне рівняння інерціальної системи набере вигляд:

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

звідки, позначивши відношення частоти коливань досліджуваного об'єкта до частоти власних коливань інерціальної системи $\omega/\omega_0 = \eta$, комплексний коефіцієнт перетворення визначиться як

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

амплітудно-частотна характеристика

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

а фазочастотна характеристика

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

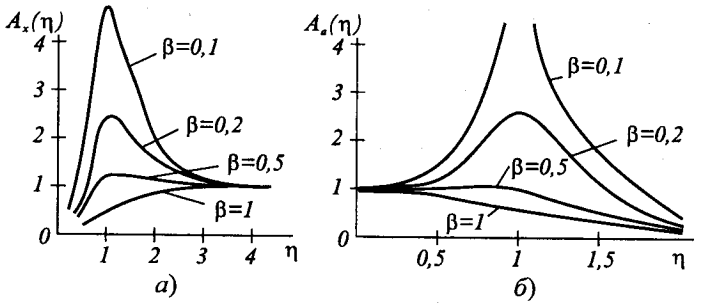



***Рис. 19.2.*** *Амплітудно-частотні характеристики інерціальних систем*

Із наведених виразів очевидно, що інерціальна система віброметра повинна мати частоту власних коливань, значно нижчу від частоти вібрацій досліджуваного об'єкта (рис. 19.2,*а*).

Якщо $\eta = \dfrac{\omega}{\omega_0} >> 1$, амплітудно-частотна характеристика набере вигляд

$$A_x(\eta)\big|_{\eta>>1} = 1,$$

а фазочастотна характеристика

$$\varphi(\eta)\big|_{\eta>>1} = -180^0.$$

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 віброметра, 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 $\eta = \dfrac{\omega}{\omega_0} << 1$, амплітудно-частотна та фазочастотна характеристики наберуть вигляд

$$A_X(\eta)\big|_{\eta<<1} \approx \eta^2,\ \varphi(\eta)\big|_{\eta<<1} \approx arctg2\beta\eta,$$

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 $\omega << \omega_0$ інерційна маса буде коливатись з амплітудою $A_a$, пропорційною амплітуді прискорення досліджуваного вібруючого об'єкта в масштабі $\dfrac{1}{\omega_0^2}$, а за-

лежність амплітуди коливань інерціальної системи від амплітуди відброприскорень матиме вигляд як на рис. 19.2,*б*. Цей режим роботи інерціальної системи використовують у первинних перетворювачах акселерометрів.

***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.

Для тонкої довгої струни, коли при дуже малій амплітуді коливань струни можна нехтувати її поперечною штивністю, залежність зміни вихідної частоти від вхідної перетворюваної сили $F_x$ у першому наближенні можна записати у вигляді:

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

де $\sigma$ – механічне напруження струни; $\Delta\sigma$ – зміна механічного напруження, викликана силою $F_x$; $l$ – довжина струни; $S$ – площа її поперечного перерізу; $\rho$ – густина матеріалу струни.

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 завдовжки 60...100 *мм*, завширшки від 0,5 до 3 *мм* та завтовшки 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 є феромагнітною пружною струною (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.

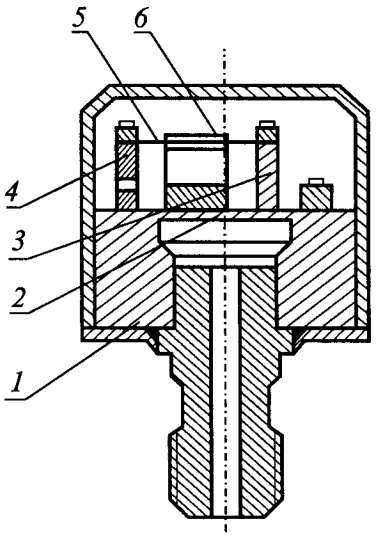



***Рис. 19.3.*** *Однострунний перетворювач тиску*

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. 19.3.

Торцева частина циліндричного корпуса 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 ізольований електрично від корпуса 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 (різницевими). Похибка від нелінійності диференціальних струнних перетворювачів не перевищує 0,1 % при девіації частоти до 25 %. Диференціальний струнний перетворювач має дві ідентичні струни, закріплені відповідно до трьох стояків. Середній стояк розміщений несиметрично на мембрані і при дії вимірюваного тиску повертається на деякий кут, збільшуючи натяг однієї струни і зменшуючи натяг іншої.

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 вирішення 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 електрохемічним зменшенням товщини її центральної частини або нарощуванням кінцевих її ділянок.

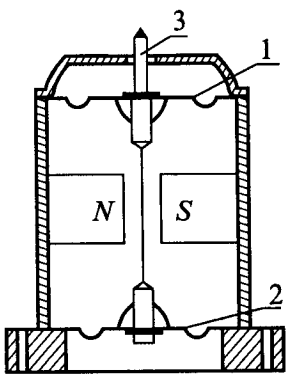



*Рис. 19.4. Будова струнного перетворювача мікропереміщень*

На базі струни змінного перерізу створено багато прецизійних давачів, переважно як перетворювачів мікропереміщень. На рис. 19.4 наведена будова перетворювача мікропереміщень для контролю відхилення внутрішнього діаметра отворів від номінального значення. Корпус давача має циліндричну форму. До корпусу припаяні вимірювальна 1 та притискна 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 частотозадавальним плечем моста автогенератора. Вимірюване переміщення перетворюється в девіацію частоти автогенератора. Діапазон вимірювань такого давача мікропереміщень може становити ±100...200 мкм, основна похибка зводиться до 0,1 %.

## 19.2. Резистивні перетворювачі механічних величин

***Реостатні перетворювачі.*** Реостатним називають резистивний перетворювач, виконаний у вигляді реостата, повзунок якого переміщується під дією вхідної перетворюваної (вимірюваної) величини. Вихідною величиною є електричний опір, значення якого зумовлюється 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 роздільча здатність, порівняно малий опір (до десятків кілоом), обмежена можливість застосування на змінному струмі, зумовлена 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 струмознімальному 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 °*C*.

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. 19.5,*а*), то

$$\frac{U_{вих}}{U_{вх}} = \frac{\dfrac{R_X}{R_П}}{1+\dfrac{R_X}{R_н}\left(1-\dfrac{R_X}{R_П}\right)}.$$

Оскільки для ненавантаженого перетворювача ($R_н = \infty$)

$$\frac{U^*_{вих}}{U_{вх}} = \frac{R_X}{R_П},$$

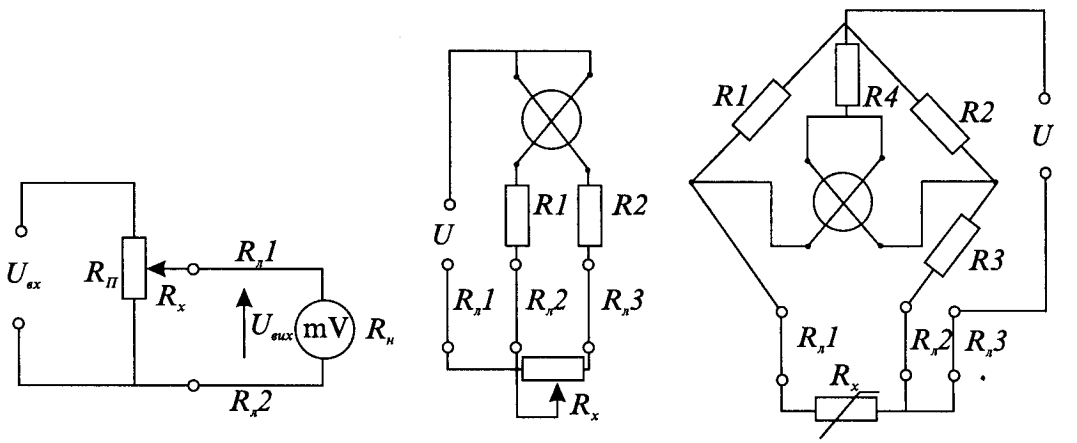
то методична похибка відношення $U_{вих}/U_{вх}$

$$\delta_U = \frac{U^*_{вих} - U_{вих}}{U_{вих}} = \frac{R_X}{R_Н}\left(1-\frac{R_X}{R_П}\right).$$

Максимального значення $\delta_U$ досягає для $R_X = 0{,}5R_П$ і тим менша, чим більше відношення $R_Н/R_П$. При $R_Н/R_П = 1$ її максимальне значення досягає 25 %. Ця похибка буде незначною лише, коли $R_Н$ в десятки разів перевищує $R_П$.

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 $\tau = 10^{-6}…10^{-7}$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. 19.5,*б*. Для зменшення впливу опорів з'єднувальних дротів на результат вимірювань застосовують трипровідне підключення перетворювача до логометра. Опір $R_{л1}$ у цьому випадку знаходиться в колі живлення логометра і не впливає на його покази. Опори $R_{л2}$ та $R_{л3}$, 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.




*а)* *б)* *в)*

***Рис. 19.5.*** *Вимірювальні кола реостатних перетворювачів*

У приладах серійного виробництва використовують звичайно мостові логометричні кола (рис. 19.5,*в*). Опори $R_{л1}$ та $R_{л2}$ додаються тут з опорами $R_X$ та $R_3$, увімкненими в сусідні плечі моста, в результаті чого при $R_1 = R_2$ 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.

***Тензорезистивні перетворювачі.*** 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:

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

Оскільки опір провідника з питомим електричним опором ρ, завдовжки $l$ 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

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

У деяких металів питомий електричний опір не змінюється під дією механічних деформацій. Тоді можна вважати, що коефіцієнт $k$ дорівнює 1+2μ. У загальному випадку коефіцієнт тензочутливості провідника має складову, яка 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% межі пружності.

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

$\Delta R / R = (1...0)\cdot 10^{-3}$, 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.

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 тензоефекту, викликаного розтягненням чи стискуванням тензочутливого матеріалу. Перетворювачі цієї групи можуть бути виконані у вигляді наклеюваних дротяних тензоперетворювачів, фольгових, плівкових чи так званих навісних тензоперетворювачів.

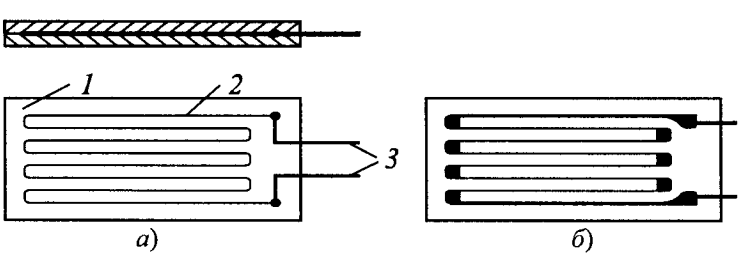



***Рис. 19.6.*** *Будова дротяного тензорезистора*

Дротяний тензоперетворювач (рис. 19.6,*а*) 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 паянням чи зварюванням 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.

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 недосконаліть підкладки та клею.

Температурна нестабільність, тобто вплив температури довкілля на основні параметри тензорезисторів, полягає, з одного боку, в зміні опору тензорезистора за рахунок його ТКО, з іншого, – у 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 зазнає деформації розтягу, а інший – деформації стиску.

Фольгові тензорезистори (рис. 19.6,*б*) – це тонка стрічка з фольги завтовшки 0,01...0,02 *мм*, на якій частина матеріалу вибрана (наприклад, травленням) так, що та її частина, яка 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 сублімації (перегону) з подальшою конденсацією на плівку. Для виготовлення плівкових тензорезисторів застосовуються як металеві (наприклад, титаноалюмінієвий сплав), так і напівпровідникові (германій, кремній) матеріали.

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 $\rho_0 = 0{,}02...0{,}04$ *Ом·см* та кремній n-типу [100] з питомим опором $\rho_0 = 0{,}02...0{,}03$ *Ом·см*. Усереднена функція перетворення таких тензорезисторів має вигляд:

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

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

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

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. 19.7) пружний елемент (мембрана) 1 виготовляється з монокристалічного напівпровідника (звичайно кремнію), на якому методом дифузії формують інтегральну тензочутливу схему 2.

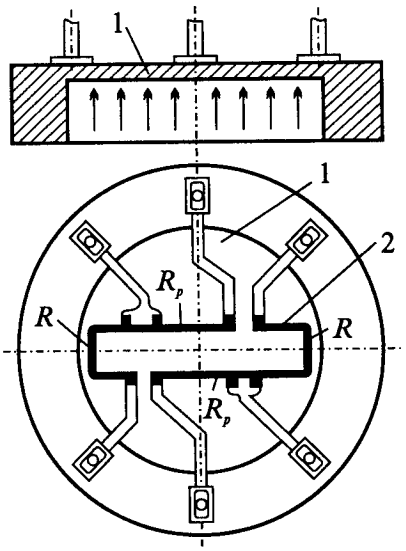



*Рис. 19.7. Тензорезистивний перетворювач тиску мембранного типу*

Тут тензорезистор є єдиною ланкою пружного елемента. Отже, на відміну від наклеюваних дротяних тензорезисторів, тут відсутня проміжна ланка між пружним елементом та тензорезистором – клей, який є причиною додаткових похибок у наклеюваних тензоперетворювачах через його пружну недосконаліть. Ізоляція чутливого елемента від тіла пружного елемента здійснюється за рахунок *p-n*-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. 19.8,*а*) є універсальною для пружних елементів, що працюють на розтяг, стиск, згин, а тензорезистивна структура рис. 19.8,*б* – для мембранних давачів тиску.

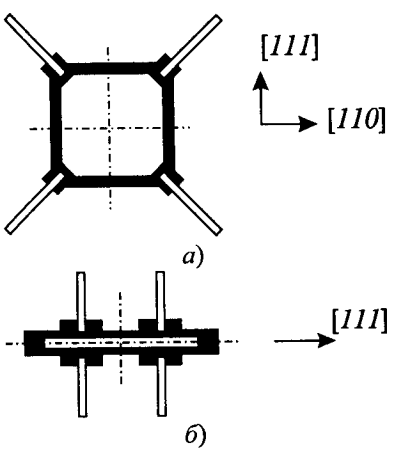



*Рис. 19.8. Напівпровідникові мостові тензорезистивні структури*

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.

Тензорезистори за принципом дії є перетворювачами механічних деформацій, тому безпосередньо вони застосовуються в засобах вимірювань деформацій. У таких випадках тензорезистор $R_T$ (рис. 19.9,*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, яка 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.

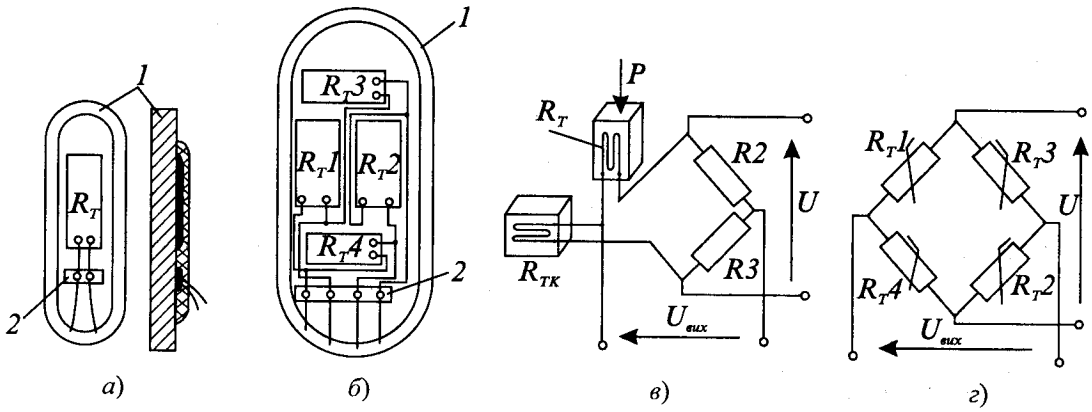



***Рис. 19.9.*** *Тензорезистивні давачі механічних деформацій та способи їх ввімкнення в мостових колах*

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. 19.9,*в*). Якщо таке мостове коло при відсутності деформації буде знаходитись у рівновазі, тобто $R_{T0}R_3 = R_{TK}R_2$, то за наявності деформації опір $R_T$ зміниться на $\varepsilon_R \cdot R_{T0}$, рівновага мостового кола порушиться і на виході з'явиться напруга

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

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 однаковими, тобто $R_T = R_{T0}(1 + \varepsilon_T)$ і $R_{TK} = R_{T0}(1 + \varepsilon_T)$. Тут $\varepsilon_T$ – відносна зміна опору тензорезистора, викликана зміною температури. Коли, наприклад, за 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.

Перевагу треба віддавати давачам деформації (рис. 19.9,*б*) з чотирма тензорезисторами. Тут тензорезистори $R_{T1}$ та $R_{T7}$ сприймають вимірювану (поздовжню) деформацію $\varepsilon_l$, а тензорезистори $R_{T3}$ та $R_{T4}$ – поперечну деформацію ($\varepsilon_n = -\mu\varepsilon_l$) і можуть слу-

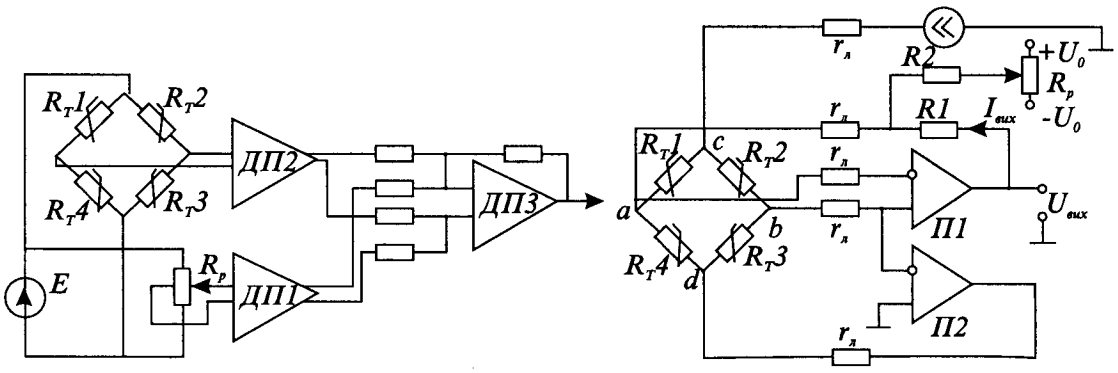
жити для температурної компенсації (рис. 19.9,*г*). Якщо співвідношення між поздовжньою та поперечною деформаціями невідоме, то тензорезистори $R_{T3}$ та $R_{T4}$ встановлюють на компенсаційну плату з такого ж матеріалу, як і досліджуваний об'єкт так, щоб ця плата мала добрий тепловий контакт з досліджуваним 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 за відсутності вимірюваної деформації на виході моста може бути деяка початкова напруга, для регулювання якої застосовують шунтування термонезалежних 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. 19.10,*а*. Регулівний пристрій виконаний у вигляді подільника напруги (резистор $R_P$) з диференціальним підсилювачем ДП1 на виході і підімкнений до джерела живлення моста. Вихідна напруга підсилювача ДП1 підсумовується з вихідною напругою моста, підсиленою диференціальним підсилювачем ДП2, і подається на вхід підсилювача ДПЗ.

На рис. 19.10,*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. У цьому випадку вихідна напруга $U_{ВИХ} = I_{ВИХ} R_1$, яка буде функцією відносної зміни опору тензорезистора, а отже, і відносної деформації.

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 тоді, 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 %.




*а)* *б)*

***Рис. 19.10.*** *Вимірювальні кола тензорезистивних перетворювачів*

## 19.3. П'єзоелектричні перетворювачі

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'єзоефект проявляється в деформації п'єзоелектрика в електричному полі.

Фізичну природу п'єзоефекту можна пояснити на прикладі відомого п'єзоелектричного кристала – кварцу $SiO_2$. На рис. 19.11 показана форма елементарної комірки кристалічної структури кварцу. Комірка в цілому електрично нейтральна, але в ній можна виділити три кристалографічні осі (рис. 19.11,*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).

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. 19.11,*б* та *г*), то баланс порушується, кристалічна ґратка 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; $\sigma_1$ – механічне напруження; $S_1$ – площа поверхні, на яку діє сила $F_1$.

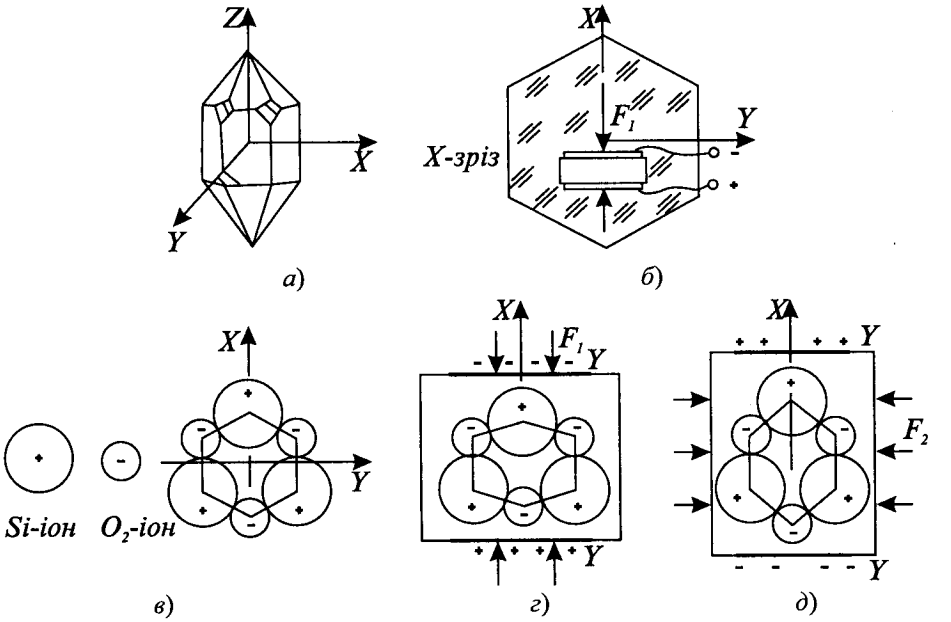



***Рис. 19.11.*** *Кристал кварцу і спрощена модель його кристалічної гратки*

П'єзоефект, викликаний дією сили $F_1$, називають поздовжнім. Значення заряду в цьому випадку не залежить від геометричних розмірів п'єзоелемента. Якщо ж до кристала прикладена сила $F_2$ в напрямку осі Y (рис. 19.11,*д*), то вона спричиняє поперечний п'єзоефект. На цих же гранях Y-Y буде виникати заряд, протилежний за знаком тому, який 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'єзоефекті 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'єзоефекті 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'єзоефект, максимальну чутливість будуть мати п'єзоелементи, орієнтовані відносно кристалографічних осей так, як показано на рис. 19.11,*б*. Це так званий X-зріз п'єзоелемента. Якщо орієнтацію п'єзоелемента змінити на 30 чи 90°, то матимемо так званий Y-зріз.

Важливою характеристикою п'єзоелементів є модуль пружності $E_{ij}$, значення якого для цього 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 $\sigma_{11}$ та деформацією $\varepsilon_i$ п'єзоелемента:

$$\sigma_i = E_{i,j}\,\varepsilon_j.$$

П'єзоелектричні перетворювачі застосовуються дуже широко. Це перетворювачі сил, тиску, прискорень, у котрих використовується прямий п'єзоефект, 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'єзоефект, спільний прояв яких при максимальному коефіцієнті перетворення енергії одного виду в інший спостерігається при резонансній частоті.

П'єзорезонатор є двополюсником, виконаним у вигляді конденсатора, між обкладками якого розміщений п'єзоелектрик. Прикладена до п'єзоелемента змінна напруга викликає деформацію та механічне напруження в п'єзоелементі, які 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 та опором ізоляції між електродами.

Основна частота власних коливань п'єзорезонатора

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

де $E_{ij}$ – модуль пружності; $h$ – товщина п'єзоелемента; ρ – його густина.

Принцип роботи п'єзорезонансних перетворювачів оснований на використанні залежності резонансної частоти п'єзорезонатора від значення вимірюваної величини, наприклад, температури довкілля. Зміна температури призводить до зміни пружних властивостей ($E_{ij}$) п'єзоелектрика, а отже, резонансної частоти. П'єзорезонатори, чутливі до зміни температури, називають термочутливими. Існують також тензочутливі (чутливі до зміни тиску) та масочутливі (чутливі до зміни маси п'єзорезонансного чутливого елемента, наприклад, у результаті напилення чи сорбції) п'єзорезонансні 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 такі: $d_{21} = -d_{11} = 2{,}31 \cdot 10^{-12}$ *Кл/Н*; $d_{25} = -d_{14} = 0{,}64 \cdot 10^{-12}$ *Кл/Н*; $d_{26} = 4{,}62 \cdot 10^{-12}$ *Кл/Н*, інші п'єзомодулі дорівнюють нулеві, модуль пружності $E \approx 80 \cdot 10^9$ *Н/м*$^2$. Оскільки кварц має дуже малу діелектричну проникність (ε = 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'єзорезонаторах 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 $ТК_E = 178 \cdot 10^{-6}$ К$^{-1}$, а температурний коефіцієнт частоти власних коливань $ТК_{f0} \approx 90 \cdot 10^{-6}$ К$^{-1}$.

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 $d_v = (0{,}1 \ldots 0{,}2)d_{33}$. Всі штучні п'єзокераміки мають високу діелектричну проникність ε = 1200…1700.

Необхідно відзначити, що п'єзоелектричні властивості всі п'єзоелектричні матеріали мають лише в певному температурному діапазоні, обмеженому так званою темпе-

ратурою Кюрі. Для кварцу вона становить 530 °С, для п'єзокераміки – звичайно 150...350 °С.

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.

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. 19.12 наведена еквівалентна схема п'єзоелектричного перетворювача, з'єднаного за допомогою кабелю з вимірювальним колом, на якій позначено: $C_0$ – ємність між гранями п'єзоелектрика (ємність перетворювача); $C_к$ – ємність кабелю; $C_{вх}$ – вхідна ємність вимірювального кола; $R_0$ – опір перетворювача; $R_к$ – опір ізоляції кабелю; $R_{вх}$ – вхідний опір вимірювального кола.

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

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

а комплексний коефіцієнт перетворення

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

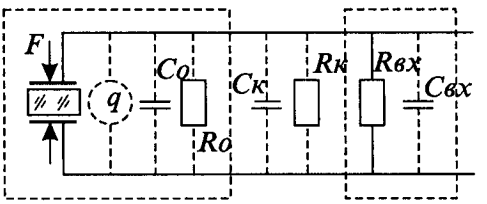
де $T=RC=\dfrac{R_0R_KR_{BX}}{R_0R_K+R_{BX}R_K+R_0R_{BX}}\left(C_0+C_K+C_{BX}\right)$ – стала часу вимірювального кола; $R$ – еквівалентний активний опір; $C$ – еквівалентна ємність вимірювального кола.

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

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

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

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




а)

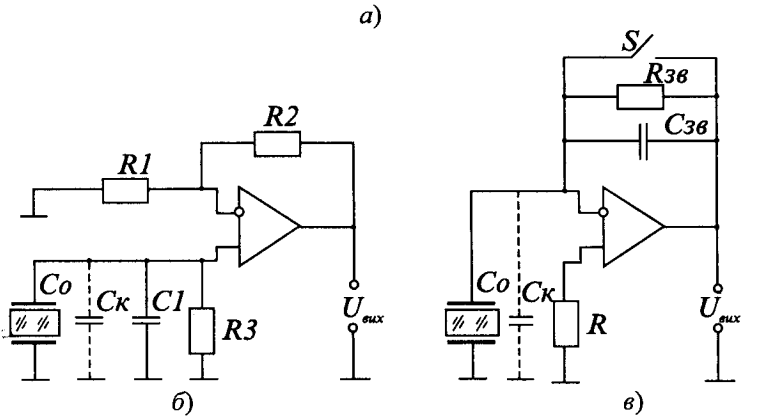



***Рис. 19.12.*** *Вимірювальні кола п'єзоелектричних перетворювачів*

Вимірювальні кола п'єзоелектричних давачів виконуються у вигляді підсилювачів напруги з високим вхідним опором, наприклад, як на рис. 19.12,*б*. Напруга, що надходить на вхід підсилювача

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

а вихідна напруга підсилювача

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

де $C = C_0 + C_K + C_1$.

Основним недоліком схеми з підсилювачем напруги є залежність вихідної напруги від ємності кабелю $C_к$, 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 під'єднується стабілізувальна ємність *C1*.

Сьогодні для підсилення вихідного сигналу п'єзоелектричного перетворювача застосовують також так званий підсилювач заряду (рис. 19.12,*в*).

Вихідна напруга підсилювача заряду

$$U_{ВИХ} = \frac{q}{C_{ЗВ}} \frac{j\omega R_{ЗВ} C_{ЗВ}}{1 + j\omega R_{ЗВ} C_{ЗВ} + \frac{1}{k}\left[ j\omega R_{ЗВ} C_{ЗВ}\left(1 + \frac{C_0 + C_K}{C_{ЗВ}} + 1 + \frac{R_{ЗВ}}{R_{ВХ}}\right)\right]},$$

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

В області частот $\omega >> 1/\tau_{ЗВ}$, де $\tau_{ЗВ} = R_{ЗВ}C_{ЗВ}$, матимемо:

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

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. 19.12,*в*) служить для швидкого встановлення нульової початкової напруги на виході. Замиканням цього ключа розряджається конденсатор $C_{зв}$, 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.

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.

*П'єзорезонансні перетворювачі.* Основою п'єзорезонансного частотного давача є п'єзорезонатор, 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'єзорезонансного чутливого елемента, наприклад, внаслідок напилення чи сорбції. Відповідно існують термочутливі, тензочутливі та масочутливі п'єзорезонансні 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 $TKf_0 = 0{,}5(TK_E - TK_\rho) - TKh$, де визначальним є $TK_E$.

Для температурочутливих перетворювачів серед інших використовують кварц Y-зрізу, для якого $T_{Kf_0} \approx 90 \cdot 10^{-6}\ K^{-1}$. Для тензочутливих та масочутливих перетворювачів $Гкf_0$ повинен по можливості дорівнювати нулю. Це може бути досягнено відповідною орієнтацією зрізу у площині полярографічних осей п'єзоматеріалу. Зрізи, для яких $TKf_0 = 0$, називаються ВТ-зріз та АТ-зріз. Необхідно відзначити, що рівність $TKf_0 = 0$ справедлива у порівняно вузькому діапазоні температур.

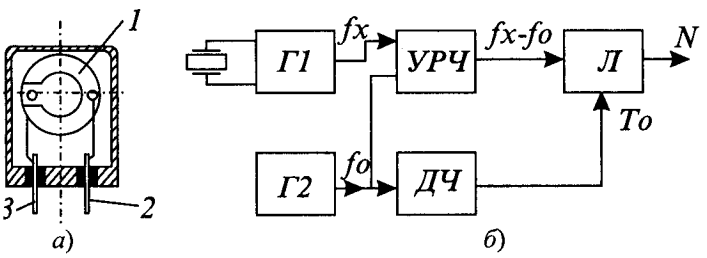



*Рис. 19.13. Будова кварцового тензочутливого резонатора та блок-схема кварцового термометра*

П'єзорезонансні кварцові термоперетворювачі (рис. 19.13) 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'єзорезонансні термоперетворювачі в скляних вакуумних балонах. Останні мають більшу інерційність, але вищу часову стабільність та роздільчу здатність.

Діапазон робочих частот термочутливих п'єзорезонаторів 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: $k_1 = 92 \cdot 10^{-6}\ K^{-1}$; $k_2 = 58 \cdot 10^{-9}\ K^{-2}$; $k_3 = 6 \cdot 10^{-13}\ K^{-3}$.

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 апаратурну реалізацію пристроїв з термочутливими п'єзорезонаторами.

У тензочутливих резонаторах застосовують кварц температуронезалежного АТ-зрізу і коливання зсуву по товщині та коливання згину. Тензочутливі п'єзорезонансні перетворювачі тільки починають використовуватись у вимірювальній техніці. Однак їх високі метрологічні характеристики (річна нестабільність частоти $10^{-7}...10^{-9}$, температурний коефіцієнт частоти $10^{-6}...10^{-8}\ K^{-1}$, температурний коефіцієнт тензочутливості не перевищує $10^{-5}\ K^{-1}$) дають змогу прогнозувати на їх базі розроблення

первинних перетворювачів манометрів, динамометрів та акселерометрів з похибкою у соті частки відсотка.

Масочутливі резонатори виконуються з кварцу температуронезалежного 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'єзорезонансного товщиноміра так встановлюється у рівень з напилюваною поверхнею, щоби напиленню піддавався і чутливий елемент (периферія масочутливого елемента та електроди). В гігрометрах та газоаналізаторах п'єзорезонатор покривається спеціальним сорбувальним покриттям, котре вбирає під час вимірювання досліджувану речовину. Звичайно сорбувальна речовина має властивість десорбції. Нарощування приєднувальної маси має тоді зворотний характер.

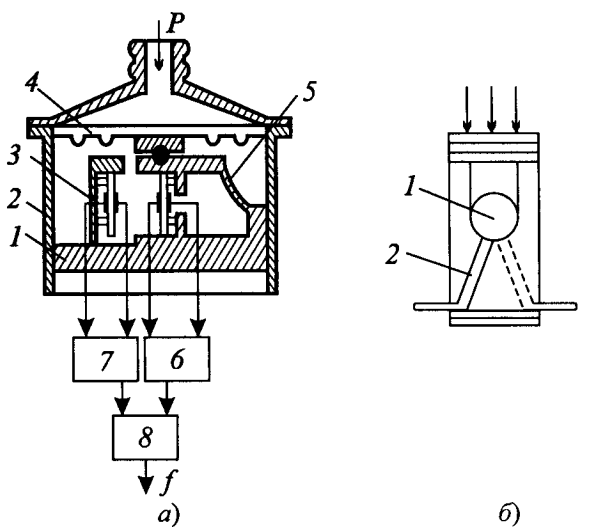



***Рис. 19.14.*** *Будова п'єзорезонансного давача тиску та його п'єзорезонатора*

На рис. 19.14,*а* наведені конструкція та вимірювальне коло п'єзорезонансного давача тиску на основі високочастотного тензочутливого п'єзоелемента термостабільного зрізу yxls |+35°13′|±34°30′. Давач призначений для вимірювань тиску в діапазоні 0,1…600 *кПа* в закритих приміщеннях з похибкою до 0,1 %.

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

Вимірюваний тиск, перетворений за допомогою мембрани в силу, через штивний центр мембрани, кульку та виступ пружного кронштейна передається робочому п'єзорезонатору. На основі корпусу знаходяться гермовводи, через які п'єзорезонатори підмикаються до автогенераторів 6 та 7. Частотні сигнали з виходів автогенераторів подаються на вхід формувача 8 різницевої частоти. Основна резонансна частота $ПР_р$ ста-

новить 9970 *кГц*, а $ПР_0$ – 9960 *кГц*. Мінімальна різницева частота на виході формувача різницевої частоти $f_0 = 10$ *кГц*.

Один із видів п'єзорезонатора наведений на рис. 19.14,*б*. Геометричні розміри п'єзорезонатора становлять 15 × 7 × 0,17 *мм*. В центральній (активній) частині п'єзорезонатора нанесені електроди 1 з виводами 2. П'єзорезонатор має дві периферійні ділянки поверхні для кріплення відповідних деталей корпусу та основи давача. Чутливість такого п'єзорезонатора становить 25 *кГц/кПа*.

## 19.4. Ємнісні перетворювачі

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

$$C = \varepsilon\varepsilon_0 \frac{S}{\delta},$$

якщо вхідною величиною є відстань δ між обкладками та відносна діелектрична проникність ε досліджуваного середовища, що знаходиться між обкладками (тут $\varepsilon_0$ – електрична стала), або ж

$$C = \varepsilon_0 \left(\varepsilon S_1 + \varepsilon_X S_2\right) \frac{1}{\delta},$$

якщо вхідною величиною є рівень перекриття обкладок перетворювача досліджуваним середовищем з діелектричною проникністю $\varepsilon_X$ (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:

$$C = \frac{2\pi\varepsilon\ \varepsilon_0 l}{\ln\left(1 + d/R_1\right)},\quad C = \frac{2\pi\varepsilon_0\left(\varepsilon\ l_1 + \varepsilon_X l_2\right)}{\ln\left(1 + d/R_1\right)},$$

де $l$ – повна довжина обкладок перетворювача; $l_1$ та $l_2$ – відповідно, довжина, частини обкладок, що знаходяться в повітрі чи іншому газоподібному середовищі, та довжина частини обкладок, розміщених 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 є 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 плоскопаралельного 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 відносну 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 $\varepsilon_{C0} = \varepsilon_C \cdot \varepsilon_0$, $S_0$, $\delta_0$ – 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 $\varepsilon_C = const$ та $S = const$ буде

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

як відносна зміна ємності до відносної зміни активної площі при $\varepsilon_0 = const$ 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

$$S_\varepsilon = \frac{\Delta C/C_0}{\Delta \varepsilon_C/\varepsilon_{C0}} = 1.$$

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

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

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

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

$$S_\varepsilon^* = \frac{\Delta X_C/X_{C0}}{\Delta \varepsilon/\varepsilon_{C0}} = -\frac{1}{\left(1+\frac{\Delta \varepsilon_C}{\varepsilon_{C0}}\right)^2};$$

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

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.

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

Співвідношення між відносною зміною ємності та вимірюваним тиском $P_x$ має вигляд:

$$\frac{\Delta C}{C_0} = \frac{R^2}{8\delta W} P_x,$$

де $R$ – радіус мембрани; $W$ – її штивність; $\delta$ – відстань між мембраною та нерухомим електродом за відсутності вимірюваного тиску.

Отже, відносна зміна ємності ємнісного перетворювача тиску з еластичною мембраною при малих її прогинах пропорційна вимірюваному тиску. 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, то рівняння перетворення матиме вигляд:

$$\frac{\Delta C}{C_0} = \frac{1}{16} \frac{\left(1-\mu^2\right)R^4}{E\delta h^3} P_x,$$

де $E$ – модуль пружності матеріалу мембрани; $h$ – її товщина; $\mu$ – коефіцієнт Пуассона.

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).

Ємнісні перетворювачі мають звичайно верхню границю 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 %.

*Ємнісні перетворювачі рівнів.* Існує багато конструктивних різновидів ємнісних рівнемірів, основні відмінності яких визначаються ступенем електропровідності досліджуваної речовини. У рівнемірах для електропровідних рідин один з електродів 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 $\varepsilon < 7$.

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. Його внутрішній та зовнішній циліндричні електроди знаходяться в резервуарі з досліджуваною рідиною. Якщо резервуар рідиною не заповнений, то ємність між електродами перетворювача

$$C = C_0 + \frac{2\pi\varepsilon\ \varepsilon_0 l}{\ln(1 + d/R_1)},$$

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.

Після заповнення резервуара до рівня $H$ ємність зміниться до значення

$$C = C_0 + \frac{2\pi\varepsilon_0(\varepsilon l_1 + \varepsilon_X l_2)}{\ln(1 + d/R_1)} = C_0 + \frac{2\pi\varepsilon\varepsilon_0(l - l_2)}{\ln(1 + d/R_1)} + \frac{2\varepsilon_X\varepsilon_0 l_2}{\ln(1 + d/R_1)} =$$

$$= C_0 \frac{2\pi\varepsilon\varepsilon_0 l}{\ln(1 + d/R_1)} + \frac{2\pi\varepsilon_0(\varepsilon_X - \varepsilon)l_2}{\ln(1 + d/R_1)}.$$

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 $\varepsilon_X$ може змінюватись, наприклад, внаслідок зміни температури досліджуваної рідини, її хемічного складу тощо. Для зменшення впливу на результат вимірювання зміни $\varepsilon_X$ конструкцію ускладнюють додатковим компенсаційним конденсатором, розміщеним в нижній частині основного перетворювального елемента, зображеного на рис. 19.15. 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 $\varepsilon_X$. Під час ввімкнення у вимірювальне коло ємність компенсаційного конденсатора може використовуватись для корекції вихідного сигналу рівнеміра при зміні $\varepsilon_X$.

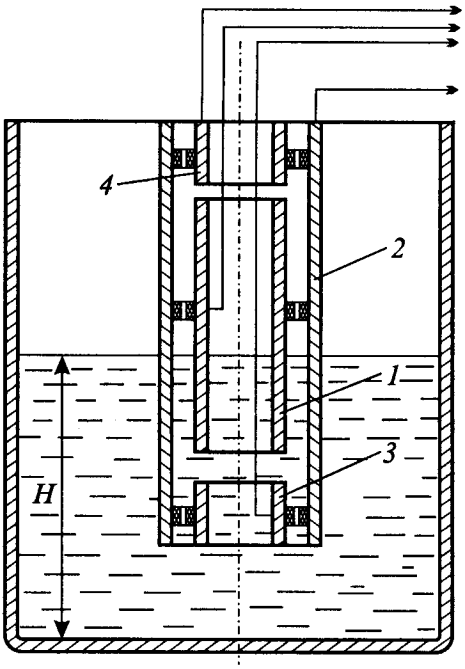



*Рис. 19.15. Ємнісний перетворювач рівня рідини з компенсаційними конденсаторами*

Оскільки простір над досліджуваною рідиною завжди буде забруднений парами досліджуваної речовини, а його діелектрична проникність буде відрізнятись від є 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.

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 %.

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 оди-

ниць 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. 19.16,*а* показана схема вимірювального кола ємнісного перетворювача, побудованого за принципом подільника напруги. У цьому 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

$$U_{вих}= U_{вх} C_1 / C_2 = U_{вх}\ C_1 \frac{\delta_2}{\varepsilon\varepsilon_0 S_2},$$

тобто вихідна напруга буде лінійною функцією $\delta_2$.

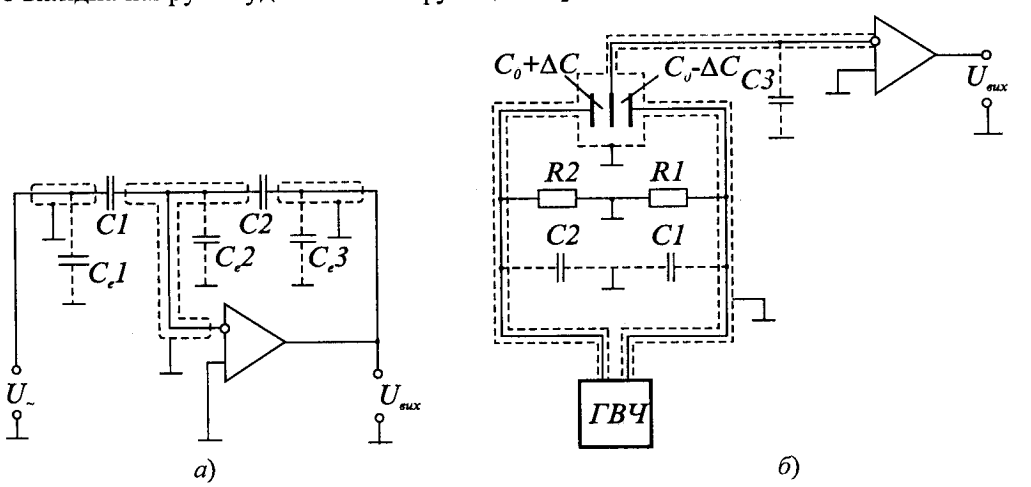



***Рис. 19.16.*** *Вимірювальні кола ємнісних перетворювачів*

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

$$U_{вих} = U_{вх} \frac{\varepsilon_1 \varepsilon_0 S_1}{\delta_1 C_2}.$$

Диференціальні ємнісні перетворювачі вмикають звичайно в мостові вимірювальні кола, наприклад, як на рис. 19.16,*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.

Широке застосування як елементи засобів вимірювань в колах з ємнісними перетворювачами знаходять трансформаторні мости.

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

$$U_{вих} = U_{вх} \frac{\varepsilon_1 \varepsilon_0 S_1}{\delta_1 C_2}.$$

Диференціальні ємнісні перетворювачі вмикають звичайно в мостові вимірювальні кола, наприклад, як на рис. 19.16,*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.

Широке застосування як елементи засобів вимірювань в колах з ємнісними перетворювачами знаходять трансформаторні мости.

## 19.5. Електромагнітні перетворювачі

***Індуктивні перетворювачі.*** Індуктивні перетворювачі широко застосовуються для перетворень переміщень та інших механічних величин, які 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.

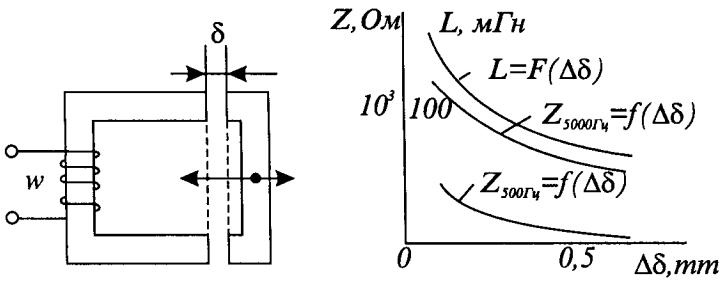



***Рис. 19.17.*** *Структура індуктивного перетворювача та його функція перетворення*

Найпростішим різновидом індуктивного перетворювача зі змінною довжиною повітряного проміжку є перетворювач малих переміщень (рис. 19.17). Такий перетворювач має високу чутливість до вхідної величини (мається

ıа 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).

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; $R_\delta$ – магнітний опір повітряного проміжку.

Якщо складова $X_M$, яка 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 $R_\delta = \delta / \mu_0 S_\delta$, якщо площі поперечного 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 $\delta$, враховуючи, що магнітний опір магнітопроводу значно менший від магнітного опору повітряного проміжку, коли можна вважати $\rho_m \mu_0 l_M << \delta$, 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 змінною 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. 19.17,*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 $\Delta\delta/\delta = 0{,}1\ldots0{,}15$ відносна зміна індуктивності не перевищує 0,05…0,1 при нелінійності функції перетворення 1…3 %. Тому такі перетворювачі застосовують для перетворень малих переміщень (0,01…10 *мм*).

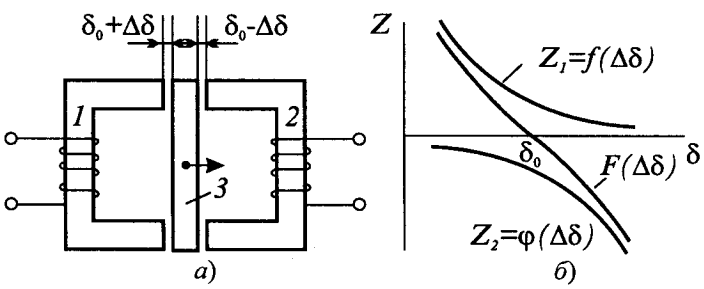



***Рис. 19.18.*** *Структура диференціального індуктивного перетворювача та його функція перетворення*

Значного покращання лінійності з одночасним збільшенням чутливості можна досягнути, створюючи диференціальні перетворювачі. Диференціальний індуктивний перетворювач (рис. 19.18,*а*) має два ідентичні перетворювальні елементи 1 і 2 конструктивно об'єднані таким чином, що при переміщенні рухомого осердя 3 повітряний проміжок між осердям і полосами одного з перетворювальних елементів збільшується, а між осердям і полосами іншого перетворювального елемента настільки ж зменшується. Диференціальне увімкнення елементів такого перетворювача (наприклад у сусідні плечі вимірювальнго моста) дає можливість значно розширити лінійну ділянку функції перетворення $F(\Delta\delta)$, збільшивши чутливіть (рис. 19.18,*б*).

Відносна зміна $\delta$ диференціальних перетворювачів, у межах якої нелінійність функції перетворення не перевищує 1 %, досягає 0,3…0,4. Тому на практиці застосовують звичайно диференціальні перетворювачі.

Найпоширенішими вимірювальними колами індуктивних перетворювачів є мостові кола з диференціальними перетворювачами (рис. 19.19,*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 $\Delta Z =j\omega\Delta L_2$ у загальному випадку дещо різні через нелінійність функції перетворення. Однак, якщо переміщення якоря відносно середнього положення малі, з достатньою для практики точністю ці зміни можна вважати однаковими, тобто $\Delta Z_1=\Delta Z_2=\Delta Z$.

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

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

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

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

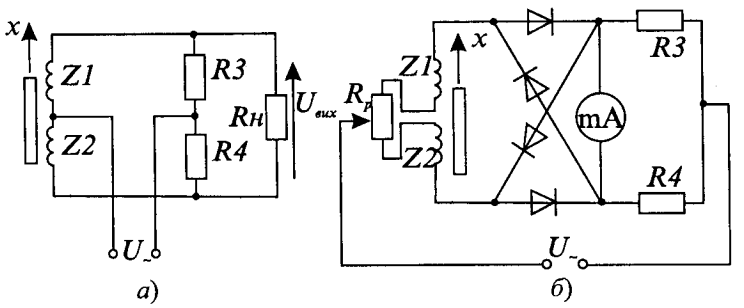



***Рис. 19.19.*** *Вимірювальні кола індуктивних перетворювачів*

У мостовому колі (рис. 19.19,*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

$$I = \frac{\Delta U}{k_Ф\sqrt{(R_{екв.м} + R_A)^2 + X^2_{екв.м}}},$$

де $\Delta U$ – напруга розбалансу моста, викликана відхиленням $Z_1$ та $Z_2$ від їх середніх значень при відхиленні вимірюваного розміру від нульового значення, $k_\Phi$ – коефіцієнт форми кривої; $R_A$ – опір міліамперметра, $R_{екв.м}$ та $X_{екв.м}$ – 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

$$R_{екв.м} + jX_{екв.м} = \frac{2R \cdot 2jX_0}{2R + 2jX_0} = \frac{2RX_0^2}{R^2 + X_0^2} + j\frac{2R^2X_0}{R^2 + X_0^2}.$$

Напруга розбалансу моста в режимі неробочого ходу

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

де $U$ – напруга живлення моста; $\Delta X$ – зміна індуктивного опору обмотки, зумовлена відхиленням від нуля вимірюваного розміру.

*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.

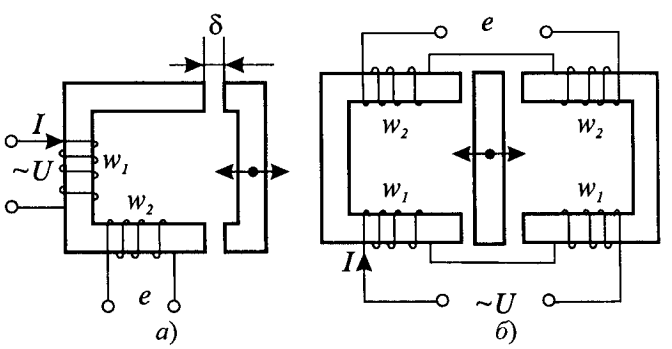



***Рис. 19.20.*** *Взаємоіндуктивні перетворювачі зі змінним повітряним проміжком*

У звичайних (одинарних) взаємоіндуктивних перетворювачах зі змінним повітряним проміжком (рис. 19.20,*а*) ЕРС, що наводиться у вторинній обмотці

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

де $w_1$ та $w_2$ – кількість витків намагнічувальної та вимірювальної обмоток; $I$ – намагнічувальний струм; $\delta$ 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. 19.20,*б*) результуюча ЕРС

$$e = e_1 - e_2 = \omega w_1 w_2 I\left(\frac{1}{Z_{M1}} - \frac{1}{Z_{M2}}\right) = \omega w_1 w_2 I\left(\frac{1}{R_M + \dfrac{\delta_0 - \Delta\delta}{\mu_0 S}} - \frac{1}{R_M + \dfrac{\delta_0 + \Delta\delta}{\mu_0 S}}\right) \approx$$

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

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

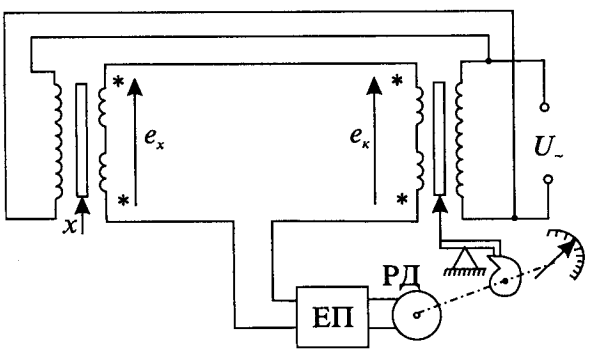



***Рис. 19.21.*** *Вимірювальне коло взаємоіндуктивних перетворювачів*

Найпоширенішими вимірювальними колами засобів вимірювань з диференціальними взаємоіндуктивними (трансформаторними) первинними перетворювачами є кола, що містять відповідні вторинні диференціально-трансформаторні компенсуючі перетворювачі (рис. 19.21). Під дією вимірюваного переміщення $x$ рухомий елемент 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 вимірювана ЕРС $e_x$ та компенсувальна ЕРС $e_k$ не дорівнюють одна одній за абсолютним значенням, тобто, якщо виникає розбаланс, підсилена за допомогою електронного підсилювача (ЕП) напруга подається на реверсивний двигун і його ротор буде обертатись до мо-

менту, поки $e_x = e_k$. Після урівноваження за шкалою приладу, проградуйованого в значеннях вимірюваного переміщення, можна встановити значення вимірюваної величини.

***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, $l = \pi Dw$ – активна довжина вимірювальної обмотки (рамки); $S = \frac{\pi D^2}{4} w$ – активна площа рамки; $D$ – середній діаметр обмотки; $x$ та $c$ – відповідно, лінійне та кутове переміщення, $w$ – кількість витків.

У перетворювачах зі змінним магнітним опором

$$e = -w\frac{d\Phi}{dt} = -w\frac{d}{dt}\left(\frac{F_M}{R_M}\right) = \frac{wF_M}{R_M^2}\frac{dR_M}{dt},$$

де $F_M$ – магніторушійна сила, $R_M$ – магнітний опір.

Якщо для перетворювача лінійних переміщень $R_M = R_{MO} + kR_{MO}x$ (тут $R_{MO}$ – магнітний опір магнітопроводу при $x = 0$; $k$ – сталий коефіцієнт, що визначається конструктивними параметрами перетворювача), то при $\Delta R_M = kR_{MO}x \le R_{MO}$ рівняння перетворення такого перетворювача набере вигляд

$$e = \frac{kwF_M}{R_{MO}}\frac{dx}{dt}.$$

Якщо рухомому осердю перетворювача кутової швидкості надати таку форму щоб під час його обертання сумарний повітряний проміжок між полюсами магнітопро

воду 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 $\Phi_{max}$ та $\Phi_{min}$ – максимальне та мінімальне значення магнітного потоку.

Основними різновидами індукційних перетворювачів є перетворювачі швидкості лінійних переміщень, вібрацій, перетворювачі частоти обертання та перетворювачі витрат рідин.

## 19.6. Теплові перетворювачі

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.

***Термоелектричні перетворювачі температури.*** 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 температура $T_1$ місця з'єднання електродів (так званого робочого або гарячого спаю) і температура $T_2$ вільних (холодних) кінців різні. Значення термо-ЕРС, що виникає, є функцією температури $T_1$:

$$e_t = e(T1) - c,$$

де $c$ – стала, значення якої залежить від температури $T_2$.

Існує велике різноманіття термоелектричних перетворювачів температури. Для вимірювання температур в межах –200…+2800 °С використовуються стандартні технічні термоперетворювачі температури (перетворювачі термоелектричні, табл.19.1).

*Таблиця 19.1*

**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<br>±[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<br>±0,004 \|*t*\| понад 375 до 1 000 °С включно<br>±2,5 від -40 до 333 °С включно<br>±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<br>±0,0075 \|*t*\| понад 300 до 800 °С включно<br>±0,015 \|*t*\| від -200 до -100 °С включно<br>±2,5 понад -100 до +100 °С включно |
| Вольфрамреній-вольфрамреній (А-1, А-2, А-3) Клас 2 Клас 3 | 0…2500 | ±0,005 \|*t*\| понад 1 000 до 2500 °С включно<br>±0,007\|*t*\| понад 1 000 до 2 500 °С включно<br>в ТУ на ТП конкретного типу<br>від 0 до 1 000 °С |

Залежно від призначення термоелектричні перетворювачі поділяються на занурювані, які призначені для перетворення температури газоподібних і рідких середовищ, та 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.

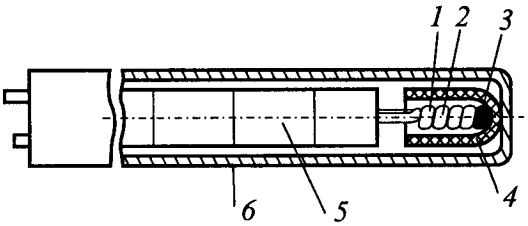



*Рис. 19.22. Будова чутливого елемента*

На рис. 19.22 наведено один із різновидів конструктивного оформлення чутливого елемента промислових термопар. Кінці термоелектродів 1 і 2 здебільшого з'єднують електродуговим зварюванням після попереднього їх скручування. Застосовують також спайку термоелектродів срібним чи олов'яним припаєм залежно від верхньої межі вимірюваної температури. Тугоплавкі термоелектроди вольфрамренієвих та інших перетворювачів часто з'єднують лише скручуванням, оскільки за дуже високих температур плівка окису на електродах не створює великого електричного опору.

На всій довжині термоперетворювача термоелектроди, ізольовані один від одного. Якщо верхня границя перетворення термоперетворювача не перевищує 100...120 °С, то можна використовувати будь-який ізоляційний матеріал. Якщо верхня границя 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, двоокисів торію, цирконію, нітриду бору. Робочий кінець чутливого елемента поміщають в електроізоляційний наконечник 4. 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, карбіду кремнію. В термоперетворювачах із захисною арматурою, виконаною із ізоляційного матеріалу, 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 є двома термоелектродними дротами, 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 градуювання. Водночас інші її складові можуть істотно впливати на результат вимірювання температури. Особливо істотними можуть виявитися похибки, викликані часовою зміною властивостей термоелектродів, зу-

мовлені забрудненням термоелектродів у зоні градієнта температур домішками довкілля чи захисних оболонок, зміною відсоткового 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 температури.*** 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. Температурний коефіцієнт опору в діапазоні 0...100 °С становить приблизно 1/273 $град^{-1}$, питомий опір при 20 °С дорівнює 0,105 $Ом \cdot мм^2/м$, діапазон перетворюваних температур – -260...+1300 °*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, $A$=3,9702·10$^{-3}$ 1/*K*, $B$ = -5,8893·10$^{-7}$ 1/$K^2$). В діапазоні температур 0...-200 °С залежність опору платини від температури має вигляд

$$R_T = R_0 [1 + AT + BT^2 + C(T\text{-}100)^3],$$

де $C$ = -4,356 · 10$^{-12}$ 1/$K^3$ – сталий коефіцієнт.

Наведені залежності є досить точною апроксимацією функції перетворення платинових перетворювачів температури в діапазоні –200...+650 °*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…+180 °С. Температурний коефіцієнт опору міді $\alpha_T$= 1 / 234,7 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/К$^2$, $C = 0{,}69 \cdot 10^{-8}$ 1/К$^3$ – 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.

Терморезистивні перетворювачі температури, що називаються 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.19.2 наведені межі допустимих відхилень НСХ деяких термоперетворювачів.

*Таблиця 19.2*

**Основні характеристики терморезистивних перетворювачів температури**

| *Тип перетворювача* | *Діапазон вимірюваних температур, °С* | *Клас допуску* | *Межа допустимого відхилення НСХ, °С* |
|---|---|---|---|
| **1** | **2** | **3** | **4** |
| 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 (-200…+1100) | A | ±(0,15+0,002 \|t\|) від –200 до 850 °С |
| | | B | ±(0,3+0,005 \|t\|) від -200 до 1100 °С |
| | | C | ±(0,6+0,008 \|t\|) від -100 до +300 °С<br>від 850 до 1100 °С |

*Продовження табл. 19.2*

| 1 | 2 | 3 | 4 |
|---|---|---|---|
| Мідний<br>ТОМ<br>10М($R_0$=10 Ом)<br>50М($R_0$=50 Ом)<br>100М($R_0$=100 Ом) | -200…+200 | A<br>B<br>C | ±(0,15+0,002 \|$t$\|)<br>від -50 до +120 °С<br>±(0,25+0,0035 \|$t$\|)<br>від -200 до +200 °С<br>±(0,5+0,0065 \|$t$\|)<br>від -200 до +200 °С |
| Нікелевий<br>ТОН<br>100Н($R_0$=100 Ом) | -60…+180 | C | ±(0,3+0,0165 \|$t$\|)<br>від -60 до 0 °С<br>±(0,3+0,008 \|$t$\|)<br>від 0 до 180 °С |

Стандарт нормує допустимі відхилення опорів $R_0$ при температурі 0 °*C* у відсотках від номінального значення, а також допустимі відхилення відношень $W_{100}$ опору $R_{100}$ при 100 °*C* до опору $R_0$ (табл.9.5 та 9.6) для різних класів точності.

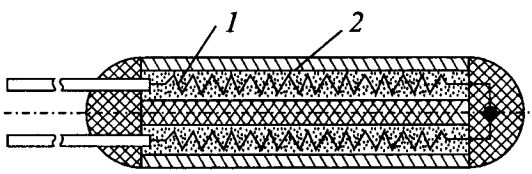



***Рис. 19.23.*** *Конструкція чутливого елемента*

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.

На рис. 19.23 показано одну з найпоширеніших конструкцій чутливого елемента сучасного платинового терморизистивного перетворювача температури. Чутливий елемент виконується у вигляді спіралі 1, розміщеної в канавках дво- або чотириканального керамічного каркаса 2, ущільнених порошкоподібним оксидом алюмінію.

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. Перевагами напівпровідникових термоперетворювачів є малі габарити, мала інерційність. Проте вони поступаються провідниковим в точності.

## 19.7. Електрохемічні перетворювачі

*Фізико-хемічні властивості.* Електрохемічним називають перетворювач, виконаний у вигляді комірки, заповненої електропровідним розчином, з двома або декількома електродами. У загальному випадку електроди безпосередньо беруть участь у фізико-

хемічних процесах, які відбуваються у перетворювачі, і служать для його під'єднання у вимірювальне коло.

Вхідними перетворюваними параметрами електрохемічних перетворювачів є хемічний склад і концентрація розчинів, а також швидкість переміщення або тиск розчину. Вихідними параметрами є ЕРС або електричний опір.

Розглянемо основні фізико-хемічні процеси, що відбуваються в електрохемічному перетворювачі.

*Електропровідність розчинів.* Основним розчинником хемічних 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 ($H_2O \rightleftarrows H^+ + OH^-$) проходить слабко. 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 електрохемічному 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 відсоткову, масову, молярну і нормальну (еквівалентну) концентрації. Перша виражає відсотковий 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/м$^3$). 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 $\gamma$ розчину залежить від його концентрації і пропорційна хемічній активності розчину:

$$\gamma=\lambda fc=\lambda a,$$

де $f$ – коефіцієнт активності; $\lambda$ – еквівалентна електропровідність; $a$ – хемічна активність розчину; с – 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:

$$\gamma=\gamma_0[1+\beta(T-To)],$$

де $\gamma$, $\gamma_0$ – електропровідності розчину при температурах відповідно $T$ і $T_0$; $\beta$ – температурний коефіцієнт електропровідності ($\beta>0$).

При нормальній для хемічних процесів температурі (+18 °С) приблизні значення $\beta$ 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 $\beta$ 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 будуть 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 вимі-

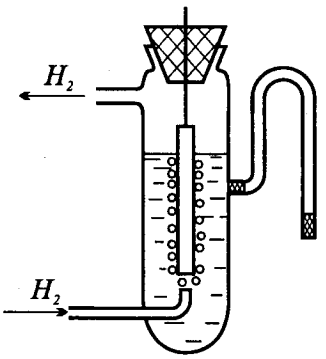



***Рис. 19.24.*** *Будова водневого електрода*

ряна різниця двох електродних потенціалів, а, приймаючи один з потенціалів за базовий, можна оцінити відносне значення другого потенціалу. В електрохемії за базовий приймають потенціал так званого водневого електрода відносно розчину з нормальною активністю водневих іонів. Як водневий (рис. 19.24) 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 °С 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 °С можна записати у вигляді

$$e = e_0 + \frac{0.058}{n}\lg(fc).$$

Значення нормальних електродних потенціалів знаходяться в межах –3…+3 В.

Електрохемічний перетворювач може складатися з двох електродів, вміщених у різні розчини (рис. 19.25). Кожна окрема комірка такого складового гальванічного елемента називається напівелементом. У загальному випадку ЕРС, що виникає між двома напівелементами

$$e_{12} = e_1 + \frac{RT}{nF}\ln(f_1c_1) - e_2 - \frac{RT}{nF}\ln(f_2c_2) = e_1 - e_2 + \frac{RT}{nF}\ln\left(\frac{f_1c_1}{f_2c_2}\right)$$

Якщо напівелементи відрізняються тільки концентрацією однойменних іонів, то ЕРС такого гальванічного елемента (оскільки $e_1 = e_2$) залежить лише від співвідношення активностей розчину:

$$e = \frac{RT}{nF}\ln\left(\frac{f_1c_1}{f_2c_2}\right).$$

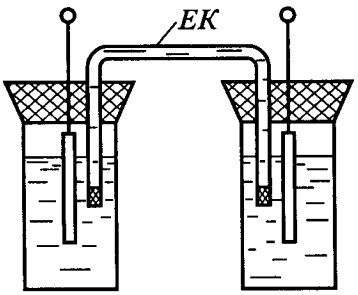



***Рис. 19.25.*** *Гальванічне коло з двох напівелементів*

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. 19.25) – трубки, заповненою концентрованим розчином з близькими за значенням рухливостями аніонів і катіонів, наприклад, KCl. Кінці електролітичного ключа закриваються напівпроникними корками.

*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).

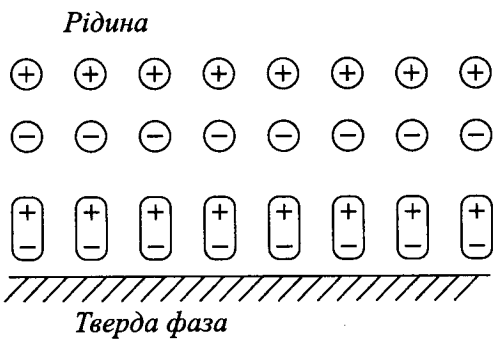



***Рис. 19.26.*** *Іонно-дипольна будова подвійного шару*

Зворотними є ефекти виникнення під дією зовнішнього електричного поля руху рідини відносно твердої поверхні – електроосмос або руху частинок твердого тіла в рідині – електрофорез.

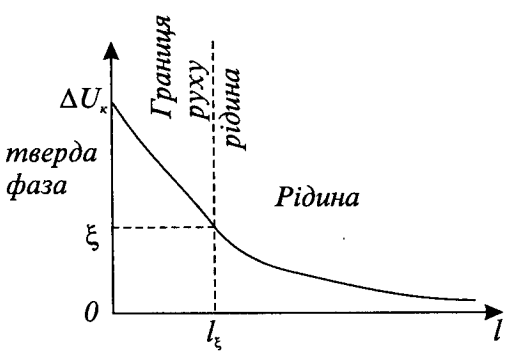



***Рис. 19.27.*** *До поняття електролітичного потенціалу*

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 дипольної будови і відзначається стрибок потенціалу. Причиною утворення подвійного шару може бути також специфічна (наприклад, вибіркова) адсорбція іонів певного знака на межі розділу фаз, а також орієнтована адсорб-

ція полярних молекул. Іонно-дипольна будова подвійного шару може бути зображена у такому вигляді, як на рис. 19.26.

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 (границею руху) і відповідною точкою всередині рідини, в якій електродний потенціал дорівнює нулю (рис. 19.27).

***Гальванічні перетворювачі pH-метрів.*** Принцип дії гальванічних перетворювачів pH-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 автопротолізом

$$H_2O+H_2O \rightleftarrows H_3O^+ + OH^-.$$

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 $H_3O^+$. Однак, для спрощення, дисоціацію подають як

$$H_2O \rightleftarrows H^+ + OH^-,$$

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:

$$K_{H_2O} = a_{H^+} a_{OH^-}.$$

Встановлено, що при нормальній температурі іонний добуток води $K_{H_2O} = 10^{-14}$ (*г-іон/л*). У чистій воді або в нейтральному розчині активність іонів $H^+$ та $OH^-$ однакова, тобто

$$a_{H^+} = a_{OH^-} = \sqrt{K_{H_2O}} = 10^{-7} \text{ г-іон/л.}$$

Іонний добуток води $K_{H_2O} = a_{H^+}\, a_{OH^-}$ 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 вимірявати, 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:

$$pH = -\lg(a_{H^+}) = -\lg(f_{H^+} c_{H^+}).$$

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.

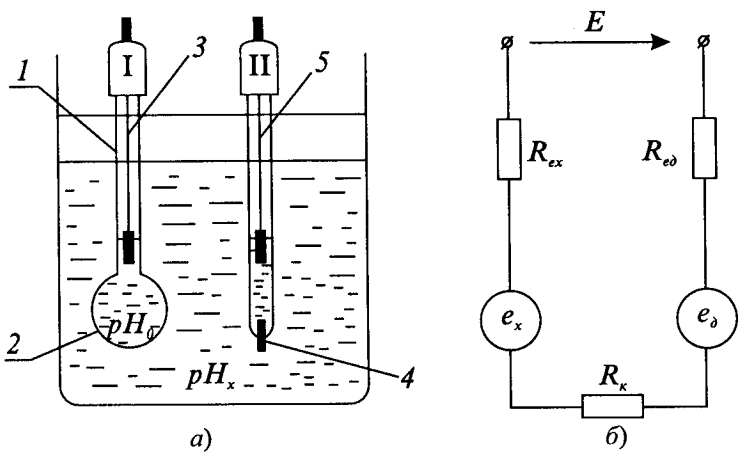
Прилад, призначений для вимірювання *pH*, називають *pH*-метром. Найточніший і найуніверсальніший метод вимірювань *pH* базується на визначенні електродних потенціалів різних електродів, розміщених в досліджуваному розчині. Гальванічні перетворювачі *pH*-метрів складаються з двох напівелементів: скляного 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. 19.28,*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 $e_3$, неза

лежний від $pH_X$, виникає на хлорсрібному електроді. Результуючий 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/pH*).




*а)* *б)*

***Рис. 19.28.*** *Будова гальванічного перетворювача* pH-*метра та еквівалентна електрична схема*

Шар скла між обома поверхнями колби є, по суті, провідником з великим електричним опором ($R_M = 10^6...10^9$ Ом) (рис. 19.28,*б*), який з'єднує електрично два джерела ЕРС, а саме $e_1$ та $e_0$.

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 ізольована 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 обох випадках з'єднаний з досліджуваним розчином за допомогою відповідно розділювальної мембрани чи електролітичного ключа. На рис. 19.28,*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. 19.28,*б*. Тут $e_x$ і $e_д$ – відповідно елек-

тродні потенціали вимірювального та допоміжного напівелементів, $R_{ex}$ та $R_{e\partial}$ – відповідно повні опіри вимірювального та допоміжного електродів; $R_к$ – опір електролітичного ключа.

Вихідною величиною такого гальванічного перетворювача буде різниця електродних потенціалів

$$E = e_x - e_\partial = e_0 - e_\partial + e_{pH}\, pH = E_0 + e_{pH}\, pH\,.$$

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.

# Розділ 20
# ВИМІРЮВАННЯ ГЕОМЕТРИЧНИХ РОЗМІРІВ

У класифікації фізичних величин за їх фізичними властивостями (прийнятій, зокрема, в Міжнародній системі одиниць) одну із груп 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) покрить, відстань між об'єктами, рівень, шорсткуватість (нерівність) поверхні тощо. Головними кутовими розмірами є плоский та тілесний кути. Час є однією із семи основних одиниць SI. 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.

## 20.1. 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, від 0,1" до 360°. Найпоширенішими в цій групі є вимірювання розмірів деталей, відхилення розміру деталі від заданого значення, вимірювання параметрів шорсткуватості поверхні, товщини покрить;
- 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 приводять до появи нових різновидностей методів вимірювань. Донедавна для вимірювань геометричних розмірів застосовували здебільшого прилади, що працюють за аналоговим принципом. Сьогодні у 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 основані на використанні відмінності в фізичних властивостях речовин, що знаходяться на різних сторонах межах вимірюваного розміру. Для вимірювань лінійних та кутових розмірів використовують методи та прилади, основані 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, надвисокочастотні, 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 шорсткуватості 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 щупа, а згодом в електричний сигнал за допомогою індуктивних, взаємоіндуктивних чи ємнісних перетворювачів.

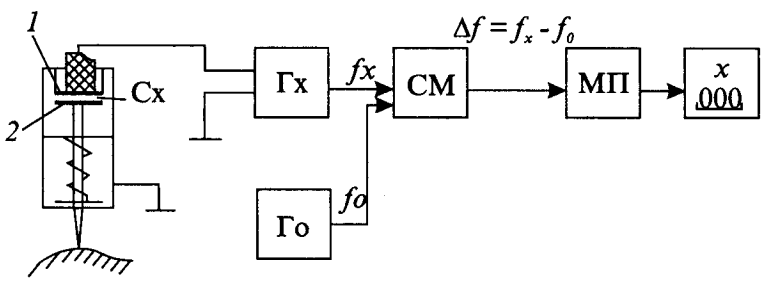



***Рис. 20.1.*** *До принципу дії ємнісного профілеметра*

Рис. 20.1 пояснює принцип дії вимірювача малих розмірів на основі ємнісного перетворювача, який є елементом LC-контура кварцового генератора. Ємнісний перетворювач має нерухомий електрод 1, напилений на полірований скляний стержень, та рухомий електрод 2, механічно з'єднаний з голкоподібним щупом, закріпленим в корпусі за допомогою плоских пружин. Ємнісний перетворювач за допомогою кабелю з'єднаний з кварцовим генератором $Г_x$, 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 $Г_0$ подаються на вхід суматора СМ, вихідна частота якого $\Delta f = f_x - f_0$. Після лінеаризації за допомогою мікропроцесора МП сигнал надходить на цифровий відліковий пристрій, проградуйований в мікрометрах.

Враховуючи, що

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_0 C_0}},$$

а при $C_x = C_{x0} + \Delta C = C_0 + \Delta C$

$$f_x = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_0 C_x}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_0 C_0\left(1 + \frac{\Delta C}{C_0}\right)}},$$

матимемо

$$\Delta f = \frac{1}{2\pi}\left(\frac{1}{\sqrt{L_0 C_0\left(1+\frac{\Delta C}{C_0}\right)}} - \frac{1}{\sqrt{L_0 C_0}}\right) \approx -\frac{1}{2}\frac{\Delta C}{C_0} f_0 .$$

За наведеною схемою будуються 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 характера профілю досліджуваної поверхні. В цьому відношенні перевагу має віброконтактний метод, оснований на перетворенні в електричний сигнал коливань вібруючого 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, який 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 під час виготовлення деталі контролюється її розмір. Ці відхилення звичайно не перевищують часток мм, а отже, названі мікрометри можуть бути застосовані для цих потреб.

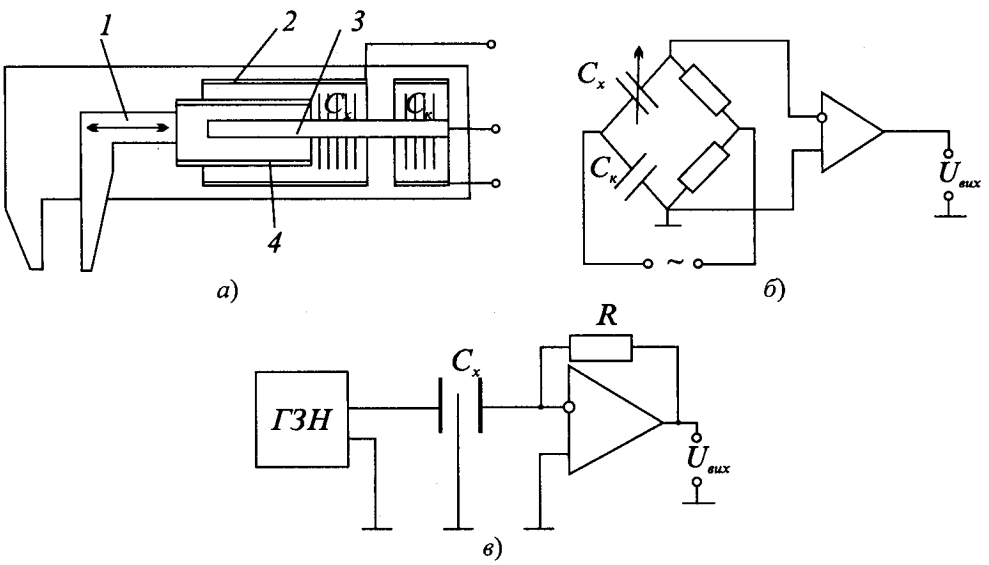



***Рис. 20.2.*** *Ємнісний штангенциркуль та приклади його вимірювальних кіл*

Для вимірювань розмірів у діапазоні часток міліметра до декількох сантиметрів застосовують штангенциркуль (рис. 20.2,*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'єднаного 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 $C_к$ якого дорівнює ємності вимірювального конденсатора при $x = 0$. Приклади електричних вимірювальних кіл такого штангенциркуля наведені на рис. 20.2,*б*, *в*.

Електрофізичні методи застосовують звичайно у вимірювачах товщини шару покрить та тонких листових виробів.

## 20.2. 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 покрить. За способом перетворення товщини у вихідний сигнал розрізняють генераторні (взаємоіндуктивні) 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 відповідно повного електричного опору), які є мірою вимірюваної товщини. Цей спосіб при його надзвичайній простоті є недосконалим і не застосовується.

У реальних засобах вимірювань товщини вихрострумовим 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

$$f_x = \frac{1}{2\pi}\sqrt{\frac{1}{C_0(L_0 - L_{вн})} - \frac{(R_0 + R_{вн})^2}{4(L_0 - L_{вн})^2}},$$

де $C_0$ – ємність резонансного контуру; $L_0$ та $R_0$ – відповідно індуктивність та активний опір вихрострумового перетворювача за відсутності досліджуваного об'єкта; $L_{вн}$ та $R_{вн}$ – 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 схем (рис. 20.1,*б*). За такою структурою побудований вихрострумовий вимірювач товщини

покрить типу "Радон", призначений для вимірювань товщини діелектричних покрить, 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 покрить 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.19.5):

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

де $R_0$ – омічний опір обмотки; $X_м$ та $R_м$ – реактивна та активна складові комплексного магнітного опору магнітопроводу; $R_\delta$ – магнітний опір досліджуваного покриття (між полюсами магнітопроводу (рис. 20.3) та поверхнею феромагнітного тіла деталі).

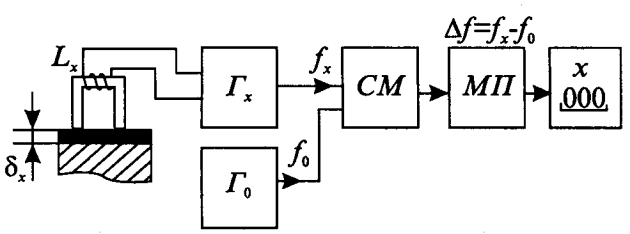



***Рис. 20.3.*** *Схема індуктивного товщиноміра*

Враховуючи, що магнітний опір магнітопроводу значно менший від магнітного опору покриття, еквівалентна індуктивність може бути записана як

$$L_{екв} \approx \frac{w^2 \mu_0 S_м}{2\delta},$$

де $w$ – кількість витків вимірювальної обмотки; $S_м$ – площа перерізу магнітопроводу; $\delta$ – товщина шару покриття.

Вимірювальні кола індуктивних вимірювачів товщини покрить можуть бути найрізноманітнішими.

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.

У мостовій схемі (рис. 20.4) індикатором вимірюваної величини є магнітоелектричний мілівольтметр, увімкнений до виходу фазочутливої кільцевої схеми випрямлення. Резистор $R_p$ змінного опору призначений для встановлення нульового показу мілівольтметра при нульовому чи заданому значенні вимірюваної товщини.

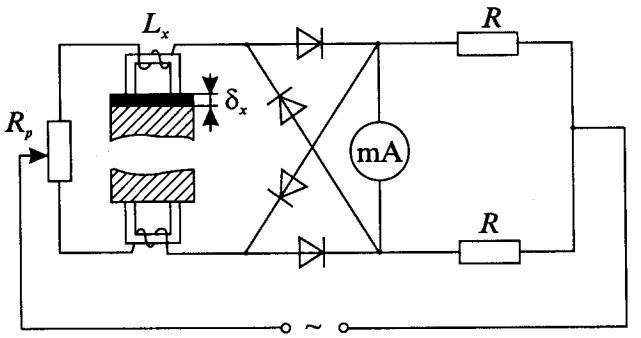



***Рис. 20.4.*** *Мостова схема індуктивного товщиноміра*

Похибка вимірювання товщини покриття з використанням індуктивних перетворювачів лежить у межах 10 %.

Із неруйнівних методів зупинимось ще на методі, основаному на використанні взаємоіндуктивних перетворювачів, вихідним інформативним параметром яких є ЕРС, наведена у вимірювальній обмотці (рис. 20.5)

$$e_2 = \omega w_2 \Phi = \omega w_2 \frac{I_1 w_1}{Z_м} \approx \frac{\omega w_1 w_2 I_1}{2\delta/(\mu_0 S)},$$

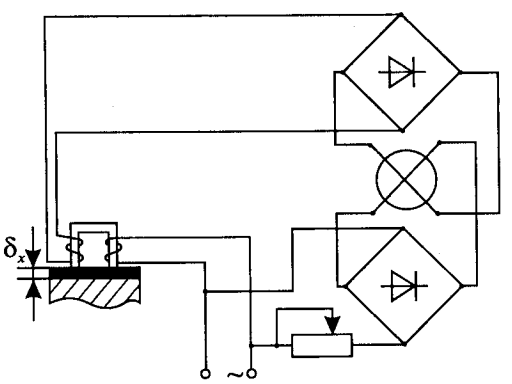



***Рис. 20.5.*** *Вимірювач товщини гальванічного покриття*

де $w_1$ та $w_2$ – кількість витків намагнічувальної та вимірювальної обмоток; $I_1$ – намагнічувальний струм; $S$ – площа перерізу магнітопроводу; $\delta$ – товщина покриття; $Z_м = (R_м + R_{Mδ}) + jX_M \approx R_{Mδ}$ – комплексний магнітний опір магнітопроводу (тут $X_м$ та $R_м$ – реактивна та активна складові комплексного магнітного опору магнітопроводу, що значно менші від магнітного опору покриття $R_{Mδ} = \frac{2\delta}{\mu_0 S}$).

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.

## 20.3. 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

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 у зчеплення з виступами мірного шківа 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.

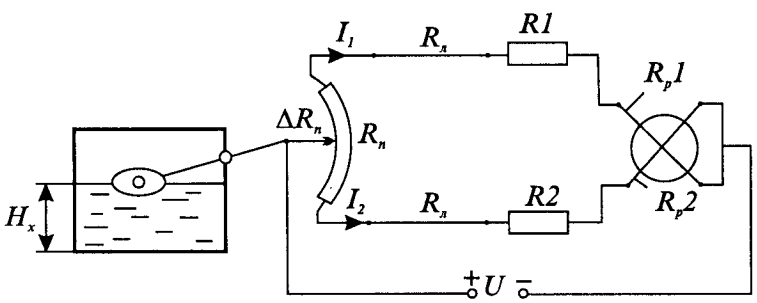



*Рис. 20.6. Схема поплавкового рівнеміра*

На рис. 20.6 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 $R_п$. Резистори $R_1$ та $R_2$ служать для узгодження параметрів перетворювача та логометра для забезпечення заданого діапазону вимірювань.

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 $\alpha$ стрілки та покази логометра:

$$\alpha = f\left(\frac{I_1}{I_2}\right) = f\left(\frac{R_n - \Delta R_n + R_л + R_2 + R_{p2}}{\Delta R_n + R_л + R_1 + R_{p1}}\right).$$

Шкала таких рівнемірів градуюється в значеннях вимірюваного рівня або в частках максимального рівня, прийнятого за одиницю.

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 взаємоіндуктивні перетворювачі переміщень.

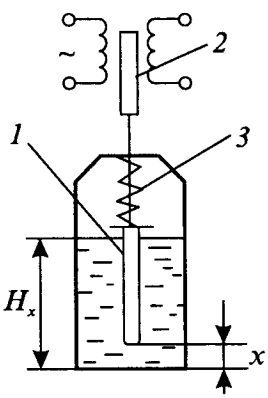



***Рис. 20.7.*** *Структура буйкового перетворювача рівня рідини*

*Буйкові (плунжерні) 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. 20.7), 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 іншим до нерухомої частини перетворювача. Такий буйок, що вільно підвішений на пружині, є 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, враховуючи такі положення. 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; $\rho_p$ – питома густина рідини; $g$ – земне прискорення.

Сила пружності пружини змінилася на величину $F_{пр} = Wx$, де $W$ – штивність пружини.

Прирівнявши ці дві сили, одержимо

$$x = H\frac{1}{1+\frac{W}{\rho_p g S}}.$$

Вторинними вимірювальними приладами рівнемірів з буйковим перетворювачем можуть бути прилади типу КПД чи КСД (з компенсаційним вимірювальним колом з диференціально-трансформаторними перетворювачами) (рис. 20.8).

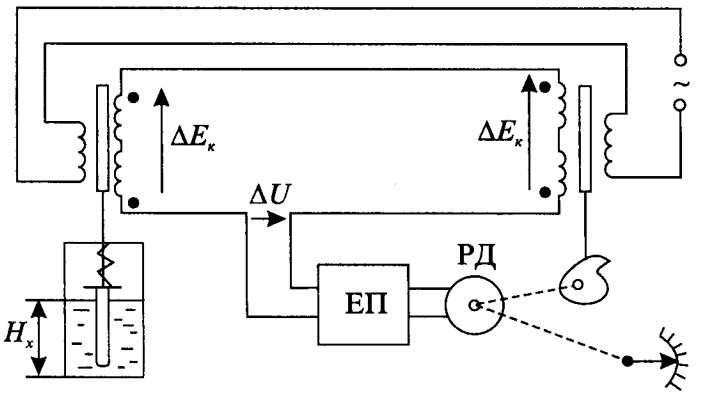



***Рис. 20.8.*** *Схема буйкового рівнеміра з диференціально-трансформаторними перетворювачами*

Останнім часом широко застосовуються буйкові та поплавкові рівнеміри з силовою компенсацією, а також статичного зрівноважувального перетворення (рис. 20.9). Вихідною величиною в таких вимірювачах є струм. Буйкові рівнеміри такого типу з уніфікованим вихідним сигналом 0...5 *мА* 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 %.

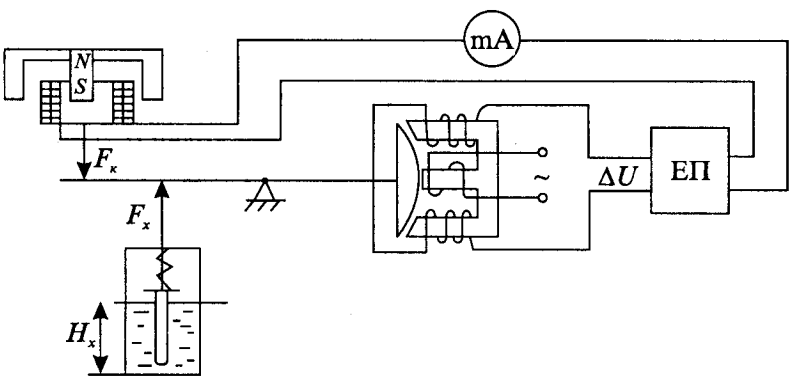



***Рис. 20.9.*** *Схема буйкового рівнеміра зрівноважувального перетворення*

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 намагнічувальна 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 у зоні вимірюваного рівня. Однією з основних проблем при побудові ємнісних рівнемірів є компенсація змін відносних діелектричних проникностей $\varepsilon_x$ середовища, рівень якого вимірюють, та $\varepsilon_n$ повітря між обкладками вимірювального перетворювача в зоні, що не заповнена досліджуваним середовищем. На рис. 20.10 показана схема рівнеміра, в якій передбачене виключення впливу зміни названих діелектричних проникностей за допомогою компенсуючих конденсаторів. Давач рівнеміра (рис. 20.10,*а*) має робочий конденсатор $C_x$ та три компенсуючі конденсатори, два з яких ($C_{n1}$ та $C_{n2}$) знаходяться у повітрі і один ($C_к$) повністю занурений в досліджуване середовище.

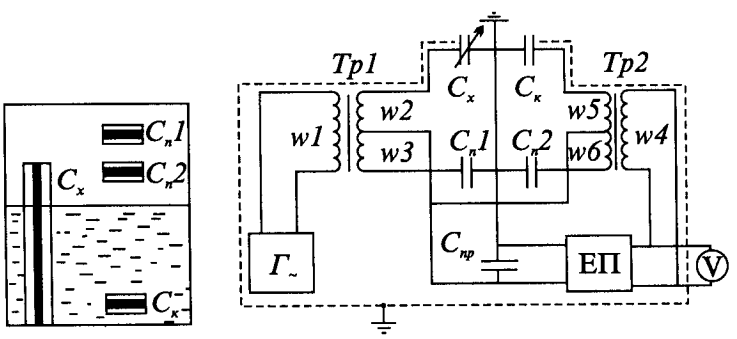



***Рис. 20.10.*** *Структура давача та схема ємнісного рівнеміра*

Вимірювальне коло такого рівнеміра складається з генератора змінної напруги, підсилювача, вольтметра та двох трансформаторів Тр1 та Тр2 і працює в режимі статичного зрівноважувального перетворення. Якщо коефіцієнт підсилення достатньо великий, то можна вважати,

що напруга на його вході, зашунтованому паразитною ємністю $C_{пр}$, буде наближатись до нуля, а це означає, що практично буде дорівнювати нулю сума струмів, які надходять на вхід підсилювача тобто:

$$U\left(\frac{w_2}{w_1}C_x - \frac{w_3}{w_1}C_{n1}\right) - U_в\left(\frac{w_5}{w_4}C_к - \frac{w_6}{w_4}C_{n2}\right) = 0,$$

де $U$ та $U_в$ – відповідно напруга на виході генератора Г~ та покази вольтметра.

Якщо значення ємностей записати через довжини $l_i$ електродвідповідних конденсаторів, вимірюваний рівень через $H_x$, ємність на одиницю довжини відповідного конденсатора в повітрі $C_0$ та відносну діелектричну проникність $\varepsilon_x$ досліджуваного середовища, тобто $C_{n1}=C_0\, l_{n1}$; $C_{n2}=C_0\, l_{n2}$; $C_к=C_0\, \varepsilon_x\, l_к$; $C_x=C_0\, H_x\, \varepsilon_x + C_0(l_p - H_x)$, то одержимо:

$$U_в = \frac{H_x}{l_к}\frac{w_2 w_4(\varepsilon_x - 1)U}{w_1 w_5(\varepsilon_x - w_6 l_{n2}/w_5 l_к)} + \frac{w_4(w_2 l_p - w_3 l_{n1})U}{w_1(w_5 l_к \varepsilon_x - w_6 l_{n2})},$$

а при забезпеченні рівності $w_6\, l_{n2}=w_5\, l_к$ та $w_2\, l_p=w_3\, l_{n1}$ матимемо:

$$U_в = \frac{H_x}{l_к}\frac{w_2 w_4}{w_1 w_5}U = kH_x U.$$

Отже, покази вольтметра будуть пропорційними вимірюваному рівню $H_x$ і не залежатимуть від значення діелектричної проникності $\varepsilon_x$.

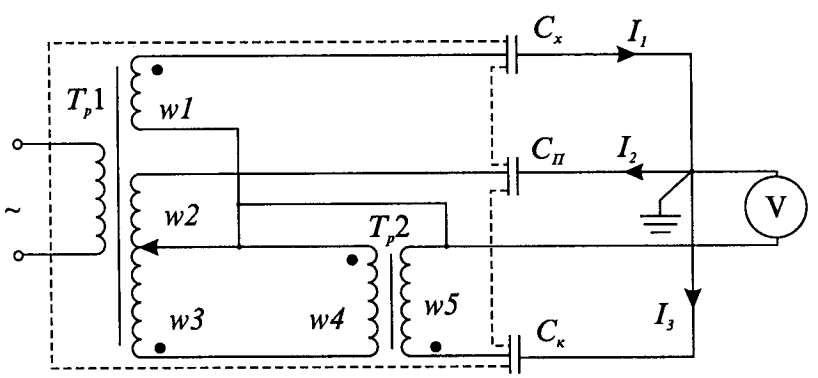



***Рис. 20.11.*** *Мостова схема ємнісного рівнеміра з додаванням струмів*

Однією з мостових схем рівнеміра, розроблених в Інституті електродинаміки АН України, є схема (рис. 20.11) з додаванням струмів через ємнісні елементи $C_x$, $C_n$ та $C_к$ – робочий ємнісний перетворювач та компенсаційні, що знаходяться відповідно в повітрі та досліджуваному середовищі.

Для того, щоб сума струмів $I_1$, $I_2$ та $I_3$ дорівнювала нулеві

$$w_1 C_x - w_2 C_n - \frac{w_3 w_5}{w_4}C_к = 0$$

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 $C_x^* = C_к^*$, а також $l_n/l_к = w_5/w_4$, то відлік вимірюваного рівня може бути здійснений за кількістю витків $w_3$.

Зведена похибка кращих зразків ємнісних рівнемірів не перевищує 1 %.

## 20.4. 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 під час 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 іншій 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 ($10^{-9}$...$10^{-11}$ 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 близько 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. 20.12 наведені спрощені структурні схеми оптичних локаційних світловіддалемірів, основаних на використанні імпульсного (рис. 20.12,*а*) та модульованого (рис. 20.12,*б*) випромінювань.

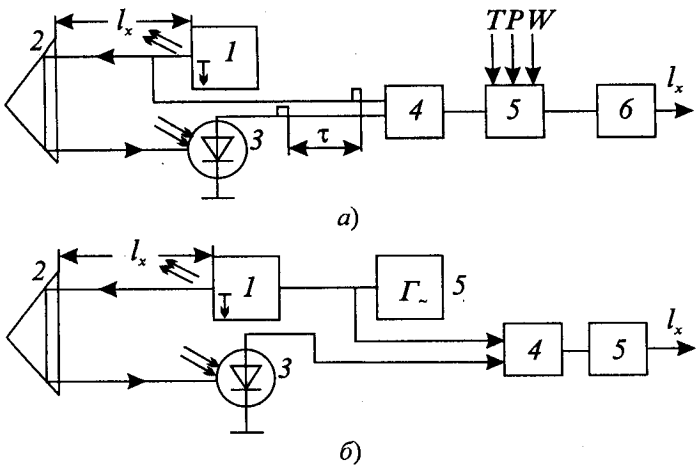



***Рис. 20.12.** Схеми реалізації локаційного методу вимірювань відстаней*

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 $\upsilon$ розповсюдження променя, вимірювана відстань $l_x$ обчислюється за допомогою обчислювального пристрою 5 відповідно до формули $l_x = \tau\upsilon / 2$ і безпосередньо відраховується відліковим пристроєм 6.

Швидкість розповсюдження електромагнітного випромінювання, зокрема оптичного, в повітряному середовищі визначається за формулою $\upsilon = c/n$, 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 метрологічних вимірюваннях відстаней до декількох кілометрів, наприклад, в установках для відтворення одиниці довжини на ділянці 50…1000 м.

Інший спосіб уточнення швидкості світла у цьому 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. 20.12,*б*) використовується неперервне випромінювання лазера 1, модульоване за інтенсивністю синусоїдним

сигналом з частотою $f_м$ 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 модулювальною напругою, який вимірюється за допомогою фазометра 4 і здійснюється на частоті модуляції:

$$\varphi_\tau = 2\pi N + \Delta\varphi = \omega_м t_2 - \omega_м t_1 = 2\pi f_м (t_2 - t_1) = 2\pi f_м \tau ,$$

де $\omega_м t_1$ та $\omega_м t_2$ – фази коливань відповідно в моменти часу $t_1$ та $t_2$; $N$ – повна кількість фазових циклів; $\Delta f$ – кут фазового зсуву в границях неповного фазового циклу.

Вимірювана відстань визначається в обчислювальному пристрої 5 за формулою:

$$l_x = \frac{\upsilon}{2}\tau = \frac{\upsilon}{2}\frac{\varphi_\tau}{2\pi f_м} = \frac{\upsilon}{2 f_м}\left(N + \frac{\Delta\varphi}{2\pi}\right) = \frac{c}{2nf_м}\left(N + \frac{\Delta\varphi}{2\pi}\right).$$

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 границях 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 меншою за $2 \cdot 10^{-8}$ %.

# Розділ 21
# ВИМІРЮВАННЯ МЕХАНІЧНИХ ЗУСИЛЬ

## 21.1. 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 $10^{-5}...10^{-6}$ *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 границях від 0 до майже $10^{10}...10^{11}$ *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, основаних 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, основані, наприклад, ультразвуковий, магнітопружний, термопружний та інші методи вимірювань механічних напружень.

Метод зрівноважувального перетворення використовується для побудови точних засобів вимірювань сил, крутних моментів, тиску.

## 21.2. 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 під час вимірювань 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 перетворення робочого тензорезистора не може бути визначена, а для її оцінки знаходять функцію перетворення аналогічного, так званого градуювального 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. 21.1,*а*), то для температурної компенсації необхідний інший неробочий тензорезистор $R_{тк} = R_0$, аналогічний робочому $R$т, 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 $R_{t0}$ – опір тензорестора при температурі 0°*C*; $\varepsilon_t$ – температурний коефіцієнт опору тензорезистора.

Якщо таке мостове коло при відсутності вимірюваної деформації буде в рівновазі, тобто $R_тR_3 = R_2R_{тк}$, то внаслідок дії вимірюваної деформації і відповідно зміни опору робочого тензорезистора на $\Delta R_т$ 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 $\varepsilon R = \Delta R_T / R_{T0}$ – відносна зміна опору тензорезистора; $R_T = R_{T0}(1+\varepsilon_R)$ – функція перетворення робочого тензорезистора.

Для симетричного моста, коли $R_{тк} = R_{то}$, а $R_2 = R_3$, матимемо

$$U_{вих} = 0{,}25U_{вх}\frac{\varepsilon_R}{1+0{,}5\varepsilon_R}.$$

Як видно з останнього виразу, функція перетворення такого мостового кола, тобто залежність $U_{вих}$ від $\Delta R$ чи $\varepsilon_R$ нелінійна. Однак при невеликих змінах $R_т$ (у металевих тензорезисторах ці зміни не перевищують 1 %), коли $\varepsilon_R < 0{,}01$, можна вважати

$$U_{вих} = 0{,}25U_{вх}\varepsilon_R.$$

Оскільки відношення відносної зміни опору $\varepsilon_R = \Delta R_T / R_{T0}$ до відносної деформації $\varepsilon_l = \Delta l / l$ характеризується коефіцієнтом відносної тензочутливості k, то залежність вихідної напруги від вимірюваної деформації запишеться як

$$U_{вих} = 0{,}25 U_{вх} k \varepsilon_l.$$

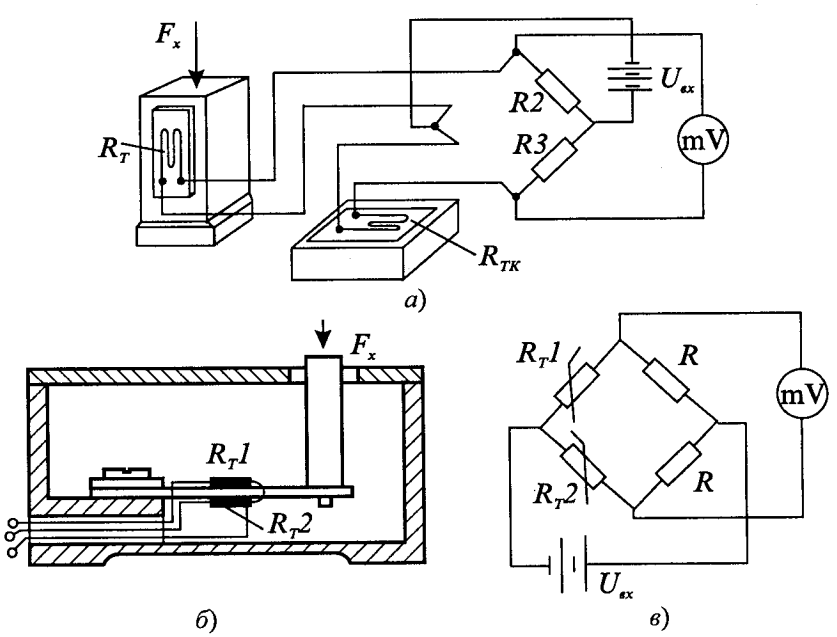



***Рис. 21.1.*** *Схеми увімкнення тензорезисторів у мостові кола*

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. 21.1,*б*). У 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. 21.2,*а*) сприймають поздовжню деформацію, а $R_{T2}$ та $R_{T4}$ – поперечну, то при їх увімкненні в мостове коло (рис. 21.2,*б*) температурна похибка також буде компенсуватись, а вихідна напруга

$$U_{вих} = U_{вх} \frac{R_{T0}(1+\varepsilon_R)R_{T0}(1+\varepsilon_R) - R_{T0}(1-\mu\varepsilon_R)R_{T0}(1-\mu\varepsilon_R)}{\left[R_{T0}(1+\varepsilon_R)+R_{T0}(1-\mu\varepsilon_R)\right]\left[R_{T0}(1+\varepsilon_R)+R_{T0}(1-\mu\varepsilon_R)\right]}.$$

Враховуючи, що для металевих тензорезисторів $\varepsilon_R$ не перевищує 0,01, а коефіцієнт Пуассона $\mu = 0{,}24\ldots0{,}4$, матимемо

$$U_{вих} = 0{,}5U_{вх}(1+\mu)\varepsilon_R.$$

Для напівпровідникових тензорезисторів, для яких $\varepsilon_R$ досягає сотень, а його значення є нелінійною функцією температури, залежність $U_{вих} = f(U_{вх})$ набуває дуже складного характеру.

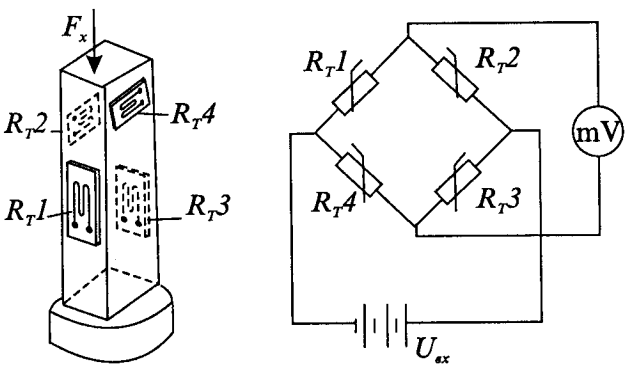



*Рис. 21.2. Вимірювальне коло з чотирма тензорезисторами*

Практично застосовуються складніші схеми тензометричних мостів, де, крім основних (робочих) тензорезисторів, увімкнені також регулювальний резистор для встановлення початкового значення діапазону вимірювань (найчастіше нульового значення вихідної напруги), температурозалежний резистор для компенсації зміни чутливості схеми від зміни температири довкілля, резистор для регулювання і встановлення номінальної чутливості. Термозалежний резистор повинен мати добрий тепловий контакт з досліджуваним 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 слід віднести 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:

$$\varepsilon_x = \frac{1}{E}\left[\sigma_x - \mu(\sigma y + \sigma_z)\right];$$

$$\varepsilon_y = \frac{1}{E}\left[\sigma y - \mu(\sigma_x + \sigma_z)\right];$$

$$\varepsilon_z = \frac{1}{E}\left[\sigma_z - \mu(\sigma_x + \sigma_y)\right],$$

де $E$ – модуль пружності; $\mu$ – коефіцієнт Пуассона; $\varepsilon_x$, $\varepsilon_y$ та $\varepsilon_z$ – головні поздовжні деформації, що виникають у відповідній точці пружного ізотропного матеріалу в границях пружних деформацій при однорідному об'ємно-напруженому стані в напрямі відповідних осей; $\sigma_x$, $\sigma_y$, $\sigma_z$ – відповідні головні напруження.

Для плосконапруженого стану, коли, наприклад, $\sigma_z = 0$, наведені вище рівняння набирають вигляд:

$$\varepsilon_x = \frac{1}{E}(\sigma_x - \mu\sigma_y);$$

$$\varepsilon_y = \frac{1}{E}(\sigma_y - \mu\sigma_x);$$

$$\varepsilon_z = -\frac{1}{E}\mu(\sigma_x + \sigma_y),$$

звідси

$$\sigma_X = E(\varepsilon_X - \mu\varepsilon_y)(1 - \mu^2);$$

$$\sigma_y = E(\varepsilon_y - \mu\varepsilon_X)(1 - \mu^2),$$

а при лінійно напруженому стані

$$\sigma = E\varepsilon.$$

## 21.3. Вимірювання механічних сил та тиску

Переважна більшість силовимірювальних пристроїв (динамометрів) основана на методі перетворення вимірюваної сили в механічні напруження в матеріалі пружного перетворювального елемента і його деформацію, які 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 є, 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 ($10^5...10^6$ *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 %.

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 границях 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 %.

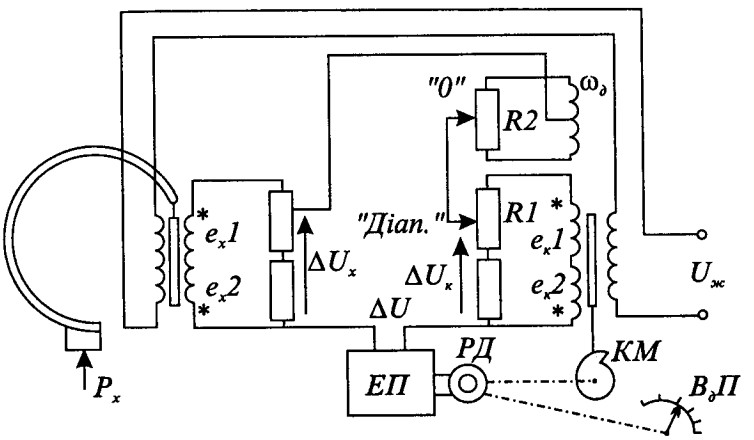



***Рис. 21.3.*** *Схема манометра з диференціально-трансформаторними перетворювачами*

Для вимірювань тиску з попереднім його перетворенням в переміщення широко застосовуються вторинні прилади з диференціально-трансформаторними вимірювальними колами: як показуючі типу КПД, так і самописні типу КСД. На рис. 21.3 наведена спрощена схема манометра з первинним перетворювачем тиску в переміщення у вигляді одновиткової трубчатої пружини (трубки Бурдона) та вторинного приладу КСД. Переміщення вільного кінця трубки Бурдона, пропорційне до вимірюваного тиску, передається рухомому осердю вхідного диференціально-трансформаторного перетворювача ДТП-1. Прилад КСД містить також аналогічний вхідному компенсувальний диференціально-трансформаторний перетворювач ДТП-2, осердя якого переміщається за допомогою профільного кулачкового механізму КМ, механічно зв'язаного з віссю реверсивного 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.

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 $\Delta E_X$ та $\Delta E_k$, а, отже, $\Delta U_x$ та $\Delta U_k$, а на вхід електронного підсилювача ЕП буде прикладена напруга

$$\Delta U = \Delta E_x - \Delta E_к .$$

Підсилений різницевий сигнал $\Delta U$ 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 $\Delta U$ 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 %.

## 21.4. 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 $\tau$ на поверхні суцільного вала, який знаходиться під дією крутного моменту $M_{кр}$, зв'язане з останнім залежністю

$$\tau = M_{кр} / W_p,$$

де $W_P = \dfrac{\pi R^3}{2}$ – 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. У цьому випадку чутливий елемент тензорезистора буде зазнавати деформації

$$\varepsilon = \frac{\tau}{2G},$$

де $G$ – модуль зсуву матеріала досліджуваного вала.

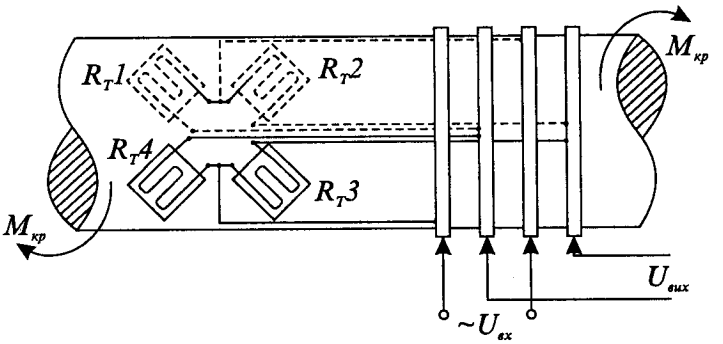



***Рис. 21.4.*** *До вимірювань крутних моментів обертових валів*

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. 21.4, з наступним під'єднанням їх у схему одинарного моста, забезпечується не тільки температурна компенсація, але і усувається вплив деформації згину вала на результат вимірювань.

Якщо використовують чотири тензорезистори, які попарно сприймають деформацію різних знаків (п.4.2), вихідна напруга мостового кола

$$U_{вих} = U_{вх}\mathrm{k}\varepsilon = U_{вх}\mathrm{k}\frac{\tau}{2\mathrm{G}} = U_{вх}\mathrm{k}\frac{8\mathrm{M}_{KP}}{\pi D^2 G},$$

звідки

$$\mathrm{M}_{KP} = \frac{\pi D^3 G}{8k}\frac{U_{вих}}{U_{вх}},$$

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 контактного кільця, насадженого на вал, та контактних щіток (рис. 21.4). 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 з'єднати у замкнене кільце, а струмознімальні кільця під'єднати до вершини моста, тоді опори контактів 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.

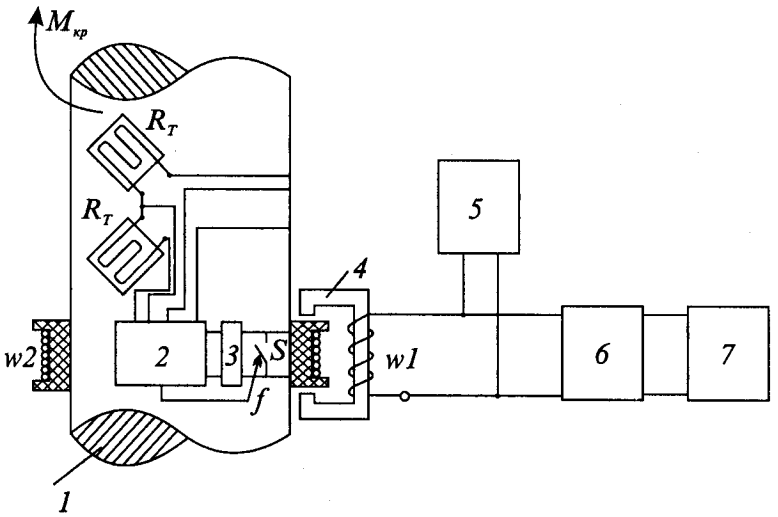



***Рис. 21.5.*** *Схема безконтактного торсіометра*

Схема безконтактного торсіометра для вимірювань крутного моменту валів, що обертається, показана на рис. 21.5. На валу 1 чотири тензорезистори $R_т$, розміщені попарно з обидвох сторін вала, утворюють тензорезистивний міст. Живлення мостового кола і підімкненого 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 підімкнена 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 частотно-модульованої 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 $\Delta f_x / \varepsilon = 5000$ *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 яких 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 %.

# Розділ 22
# ВИМІРЮВАННЯ ПАРАМЕТРІВ РУХУ ТВЕРДИХ ТІЛ

## 22.1. 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, $\varepsilon = a / R$ (тут $\varepsilon$ – кутове прискорення, $a$ – лінійне прискорення на відстані $R$ від центра 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 їх інтегруванням чи диференціюванням, наприклад, знаючи швидкість, можна визначити прискорення: $a = dv / dt$.

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 одної 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 корпуса 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 нерухомою системою відліку, а вхідною величиною первинних перетворювачів є сила інерції, що сприймається корпусом давача, з яким 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 нерухому. 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/с*$^2$.

## 22.2. 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 обводу кола. Тут лінійне переміщення обводу кола перетворюється в кутове переміщення для подаль-

шого 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, коли вимірюються горизонтальні прискорення, а прискорення вільного падіння спрямоване у цьому випадку перпендикулярно до вимірюваного, впливом гравітаційного прискорення нехтують.

В основі методів вимірювань параметрів лінійного руху твердого тіла лежить вимірювання сили інерції, пропорційної його масі та прискоренню:

$$F_{ін} = ma.$$

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 герц до десятків кілогерц найчастіше застосовуються п'єзоелектричні перетворювачі, для вимірювань сталих та низькочастотних прискорень – перетворювачі інерційної дії.

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 $g$ ($g = 9{,}8$ $м/с^2$ – 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 схе-

мою зрівноважувального перетворення. Похибка таких акселерометрів може бути зведена до 0,05…0,1 %, а поріг чутливості $10^{-4}g$.

Принцип дії маятникового перетворювача зрівноважувального перетворення пояснює рис. 22.1. За наявності вимірюваного прискорення, на інерційну масу буде діяти сила інерції $F_x = m\dfrac{d^2x}{dt^2}$, що приводить 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.

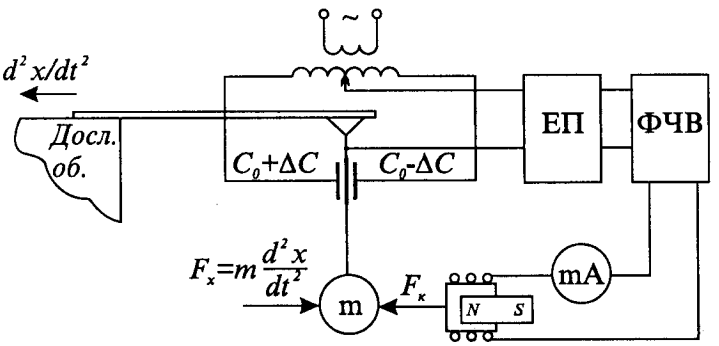



***Рис. 22.1.*** *Схема акселерометра зрівноважувального перетворення*

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 границях декількох процентів.

На рис. 22.2 наведені схеми пружинних акселерометрів з реостатним та ємнісним вторинними перетворювачами. Інерційна маса 1 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 $F_{ін} = -m\dfrac{d^2x}{dt^2}$, яка викликатиме переміщення інерційної маси відносно корпуса перетворювача. Протидійний момент, створений пружинами, $F_{пр} = Wy$. В усталеному положенні $F_{ін} = F_{пр}$, звідки

$$y = -\frac{m}{W}\frac{d^2x}{dt^2}.$$

Переміщення $y$ може перетворюватись у вихідний електричний сигнал реостатним перетворювачем або досконалішим диференціальним ємнісним перетворювачем.

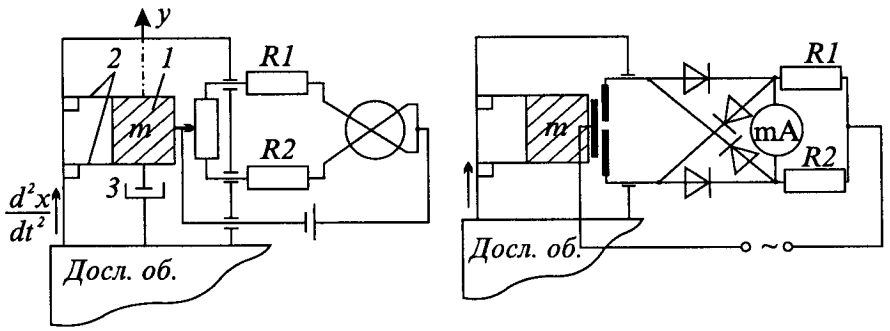



***Рис. 22.2.*** *Схеми пружинних акселерометрів*

Використовуються такі акселерометри в транспортній авіації для вимірювань переобтяжних прискорень. Діапазон вимірюваних прискорень таких акселерометрів знаходиться в границях $(0{,}1\ldots100)g$.

## 22.3. Вимірювання параметрів вібрацій

Під вібрацією розуміють механічні коливання об'єкта у певних границях. Параметрами вібрацій є амплітуда, швидкість та прискорення центру маси досліджуваного об'єкта. Коливання можуть мати характер:

- детермінованих процесів, тобто процесів, які підпорядковуються певному математичному законові 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:

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

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; $\omega_0 = \sqrt{\frac{W}{m}}$ – 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. 22.3 випливає, що інерціальна система для перетворення амплітуди вібрацій повинна мати власну частоту коливань, значно нижчу від частоти вібрації досліджуваного об'єкта. Якщо $\omega / \omega_0 >> 1$, амплітудно-частотна характеристика матиме вигляд

$$A_X(\omega)\Big|_{\omega >> \omega_0} = 1,$$

а фазочастотна характеристика

$$\varphi(\omega)\Big|_{\omega >> \omega_0} = -180^0.$$

Тоді переміщення інерційної маси

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

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

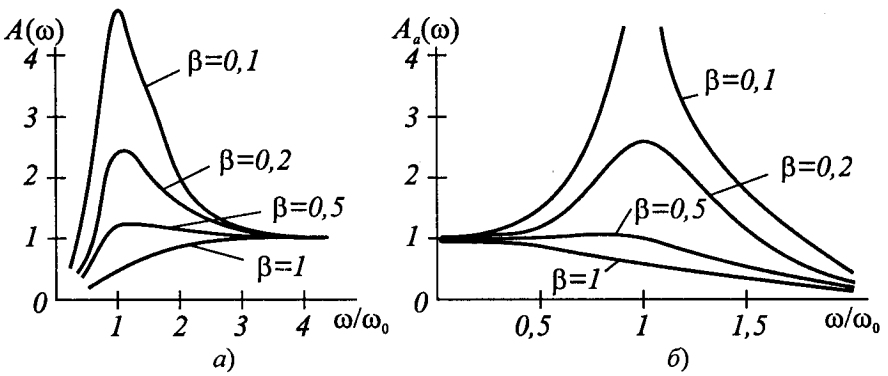



***Рис. 22.3.*** *Амплітудно-частотні характеристики інерціальної системи*

Отже, інерційна маса буде коливатись відносно корпусу віброметра, 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 $\omega << \omega_0$ амплітудно-частотна та фазочастотна характеристики інерціальної системи як перетворювача віброприскорень матимуть вигляд:

$$A_a(\omega)\Big|_{\omega >> \omega_0} = \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2;$$

$$\varphi(\omega)\Big|_{\omega >> \omega_0} = arctg 2\beta\frac{\omega}{\omega_0} = \varphi_0,$$

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 $x(t) = X_{max}\sin\omega t$; $\varphi_0$ – незначний фазовий зсув вихідного сигналу щодо вхідного, який також не враховується.

Отже, якщо $\omega << \omega_0$ інерційна маса буде коливатись з амплітудою $A_{a.\max} = X_{\max}\frac{\omega^2}{\omega_0^2}$, пропорційною до віброприскорення 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.

Прикладом такого віброакселерометра може бути індукційний віброакселерометр (рис. 22.4), 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 $\omega >> \omega_0$ котушка буде коливатись за законом $y(t) = X_{max} \sin(\omega t - 180°)$, 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 $2X_{max}$.

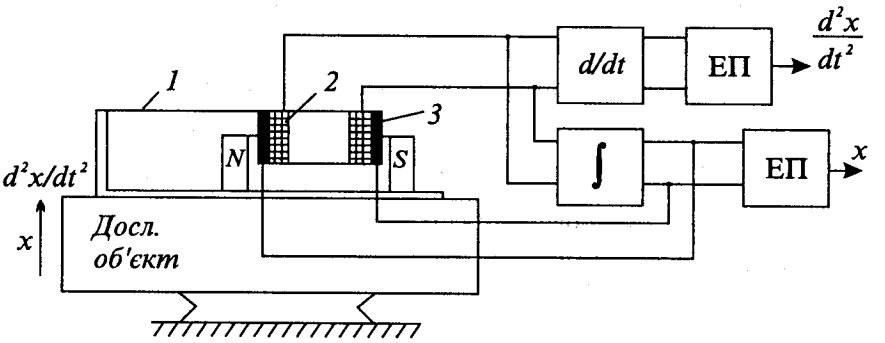



***Рис. 22.4.*** *Схема індукційного віброакселерометра*

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 диференціювальну ланку, а для побудови віброметра – інтегрувальну ланку (рис. 22.4).

Для розширення частотного діапазону в бік низьких частот та підвищення точності використовується зворотний зв'язок. Сигнал з виходу інтегратора подається на вхід компенсаційної котушки 3, механічно з'єднаної з вимірювальною котушкою. Компенсаційний струм, взаємодіючи з полем постійного магніту, створює компенсувальну 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. 22.5), по обидва боки від якої наклеєні тензорезистивні перетворювальні елементи, які сприймають деформацію пружини при її коливанні. Для віброметра забезпечують $\omega >> \omega_0$, 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. 22.5,*б*). Вимірювальне коло живиться від джерела постійної напруги. Для виключення сталої складової у вихідній напрузі використовують роздільний конденсатор *C*. При деформаціях пружини з частотою $\omega$ вихідна напруга дорівнюватиме $U_{вих} = 0{,}5U\varepsilon_R \sin\omega t$, де $\varepsilon_R = \dfrac{\Delta R}{R_0}$ – відносна зміна опору тензорезистора.

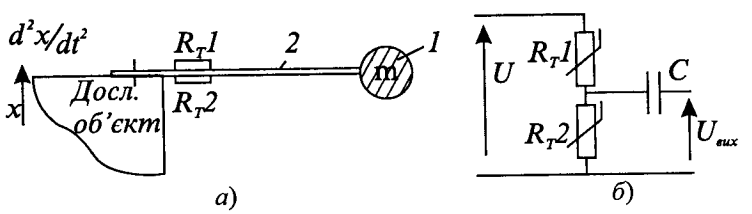



***Рис. 22.5.*** *До принципу дії тензорезистивного акселерометра*

Власна частота коливань такого віброметра становить близько 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 дії п'єзоелектричного акселерометра можна пояснити рис. 22.6. При прискореному русі закріпленого до досліджуваного об'єкта акселерометра (у цьому випадку в напрямі його вертикальної осі) на п'єзоелемент 1 буде діяти сила $F_X = m\dfrac{dx^2}{dt^2}$, де $m$ – маса інерційного елемента 2 $\dfrac{dx^2}{dt^2}$ – вимірюване прискорення досліджуваного об'єкта. Під дією цієї сили п'єзоелемент деформується і в ньому виникають механічні напруження $\sigma = \dfrac{F_X}{S}$ (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. 22.6,*б*, де $R_0$ і $C_0$ – еквіалентний опір та еквівалентна ємність перетворювача.

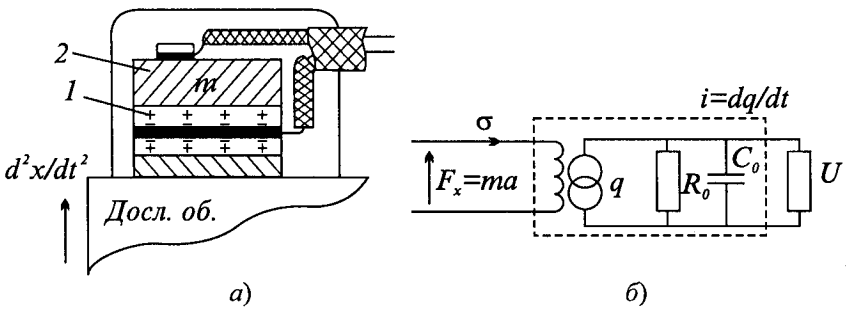



***Рис. 22.6.*** *П'єзоелектричний перетворювач акселерометра та його еквівалентна електрична схема*

Мала потужність при великому внутрішньому опорі п'єзоелектричного перетворювача зумовлює 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.

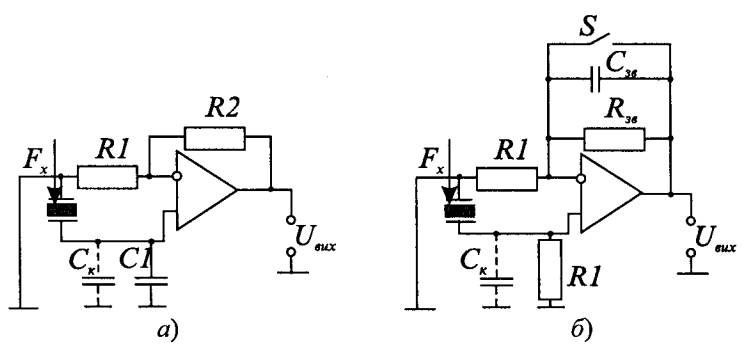



***Рис. 22.7.*** *Вимірювальні кола п'єзоелектричних акселерометрів*

Підсилювачі заряду (рис. 22.7,*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 границях 0,1…10 *мВ/пКл*.

Вихідні напруги при використанні наведених схем дорівнюють: для схеми рис. 22.7,*а*

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

рис. 22.7,*б*

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

Особливою сферою застосування п'єзоелектричних перетворювачів віброприскорень є досліджування 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).

## 22.4. Вимірювання параметрів обертового 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

$$f = \frac{n}{60}; \quad n = 60f.$$

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.

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.

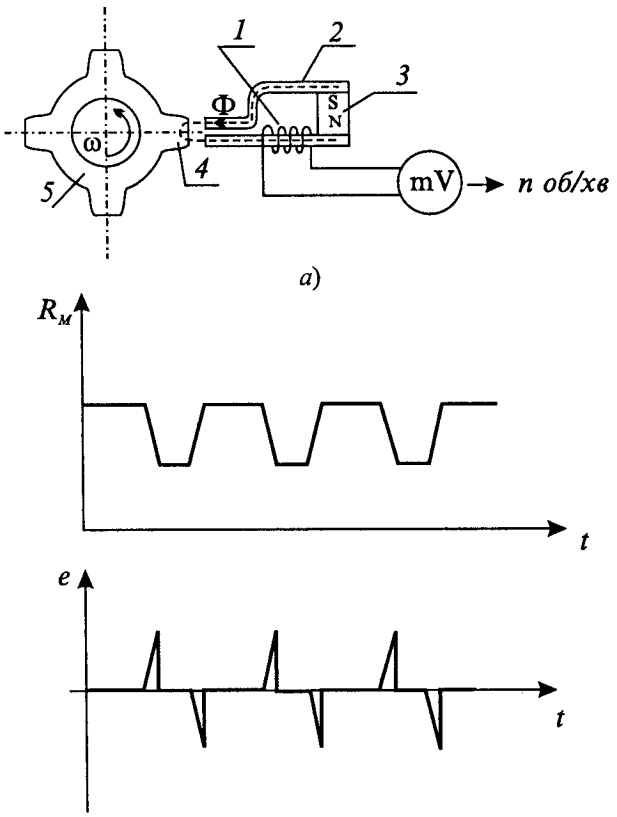



***Рис. 22.8.*** *Індукційний тахометр*

Серед індукційних тахометрів особливе місце займають імпульсні індукційні тахометри. Первинний перетворювач такого тахометра (рис. 22.8,*а*) має вимірювальну обмотку 1, розміщену на сталевому ярмі 2, через яке замикається магнітний потік постійного магніту 3. Рухомою частиною є феромагнітний зубчастий диск 5, який кріпиться до вала, оберти якого вимірюють.

При обертанні вала зубчастий виступ 4 диска (індуктора), проходячи біля розімкненої частини ярма, зменшує повітряний проміжок між рухомим феромагнітним диском та нерухомою частинами магнітопроводу, що призводить до зміни магнітного потоку і наведення у вимірювальній обмотці ЕРС.

$$e = -w\frac{d\Phi}{dt} = -w\frac{d}{dt}\left(\frac{F_M}{R_M}\right) = -\frac{wF_M}{R_M^2}\frac{dR_M}{dt}$$

де $F_M$ – магніторушійна сила постійного магніту; $R_M$ – магнітний опір магнітного кола.

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 $\Delta R_M = R_{Mmin} - R_{Mmax}$ – зміна магнітного опору за рахунок зміни довжини повітряного проміжку; $k$ – сталий коефіцієнт.

Для наближеної оцінки $e_m$ можна вважати, що

$$\Delta R_M = \frac{\Delta\delta}{\mu\mu_0 S} = \frac{h}{\mu\mu_0 S},$$

де $\Delta\delta = h$ – зміна довжини повітряного проміжку між індуктором та ярмом при обертанні індуктора, яка дорівнює висоті зубця $h$; $\mu$ – магнітна проникність повітря; $S$ – площа поперечного перерізу зубця.

Своєю чергою

$$\Delta t = \frac{h\,tg\alpha}{\upsilon} = \frac{h\,tg\alpha}{2\pi R_{CP} n_{cek}} = \frac{60h\,tg\alpha}{2\pi R_{CP} n},$$

де $\upsilon$, $R_{CP}$ – лінійна швидкість переміщення та середній радіус зубців індуктора $n_{cek} = \frac{n}{60}$ – кількість обертів індуктора за секунду; $\alpha$ – кут нахилу зубців.

Підставивши значення $\Delta R_M$ та $\Delta t$ у вираз для $e_m$ і враховуючи незалежність конструктивних та технологічних параметрів перетворювача від значення вимірюваної величини, запишемо

$$e_m = k\frac{2\pi R_{CP} n}{\mu_0 S 60\,tg\alpha} = k\frac{2\pi R_{CP}}{\mu_0 S\, p\, tg\alpha} f = Sf,$$

де $S$ – крутизна АЧХ перетворювача.

Похибки індукційних тахометрів з частотним виходом визначаються лише похибкою вимірювання частоти.

В індукційних тахометрах з вихідним параметром у вигляді ЕРС, яка 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.

## 22.5. 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 дзиґа.

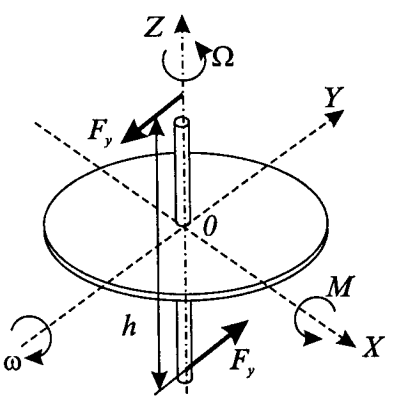



*Рис. 22.9. До принципу дії гіроскопа*

Основні положення щодо принципу дії гіроскопа пояснює рис. 22.9. Якщо до осі ротора гіроскопа, що обертається з кутовою швидкістю $\Omega$ 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 $\omega$, який називається прецесією, 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. 22.9.

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 відхилятись відносно площини, в якій виконується поворот літального апарата, на деякий кут. Кут відхилення осі гіроскопа буде мірою кутової швидкості розвороту літального апарата.

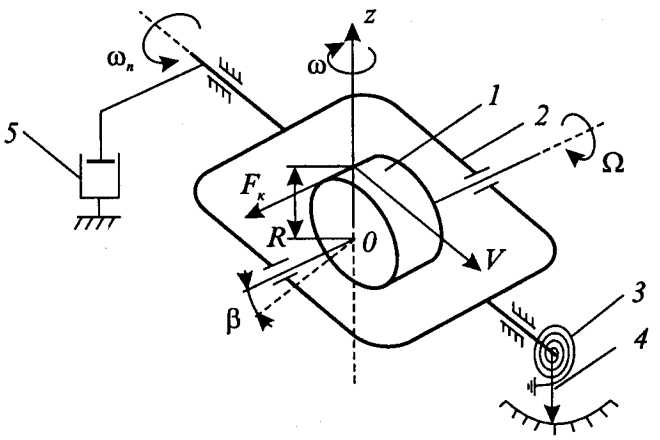



***Рис. 22.10.*** *До принципу дії гіротахометра*

Прилади для вимірювання таких кутових швидкостей називають гіротахометрами. Принцип роботи такого гіротахометра ілюструє рис. 22.10. Тут позначені ротор 1, що обертається з кутовою швидкістю $\Omega$, 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 взаємоіндуктивного параметричного перетворювача для перетворення переміщення в зміну електричного опору чи індуктивності) та заспокоювач 5. При розвороті літального апарата відносно осі $Z$ з кутовою швидкістю $\omega$ гіроскоп, реагуючи на швидкість повороту, прецесує, а його вісь буде відхилятись на деякий кут $\beta$, доки гіроскопічний момент $M_Г = H\omega$ не зрівноважиться протидіючим моментом пружини $M_{ПР}=W\beta$ (тут $W$ – питомий протидіючий момент пружини).

Спробуємо детальніше пояснити суть цього ефекту. Ротор гіроскопа, обертаючись з кутовою швидкістю $\Omega$, має момент імпульсу $H=\Omega I$. Якщо, окрім того, ротор повертається разом з рамкою, в якій він закріплений, з кутовою швидкістю $\omega$, 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; $\omega$ – кутова швидкість обертання системи відліку.

Напрям сили $F_K$ визначається так, як ілюструє рисунок, тобто в точці $M$ вона діє у взаємно перпендикулярній до векторів $v$ і $\omega$ 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 центра $O$; $R$ – відстань від центра $O$ 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 центра $O$ з кутовою швидкістю $\Omega$.

Тепер можна записати момент сил, що створюється силою Коріоліса

$$M=F_KR=2\cdot H_T/R\cdot\omega\cdot R=2J_T\Omega\cdot\omega.$$

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 центра $O$ з кутовою швидкістю $\Omega$; $H$ – момент імпульсу ротора гіроскопа.

Отриманий момент $M$ і є гіроскопічним моментом, що змушує відхилятися ротор гіроскопа, а з ним і рамку, в якій він закріплений

Робота гіротахометрів базується на інерційному принципі, тому вони не потребують механічного зв'язку із зовнішнім середовищем, відносно якого відбувається поворот. Ця властивість гіротахометрів 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 ($\approx 3\cdot10^{-3}$...3 $c^{-1}$). Існують гіротахометри, що здатні

вимірювати кутові швидкості, близькі до швидкості обертання Землі і навіть менші, тобто – $10^{-4}...10^{-5}$ $с^{-1}$. Вказані нижні границі 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 границя діапазону вимірювань гіротахометрів 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 тахометри. 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).

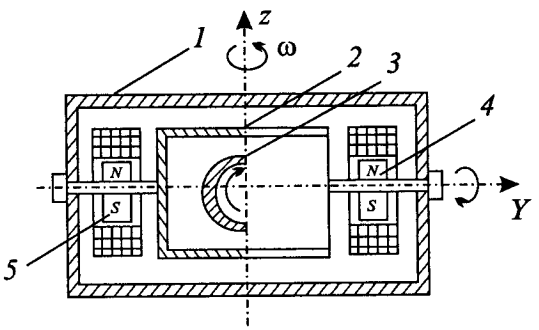



***Рис. 22.11.*** *Гіротахометр з електричним вихідним сигналом*

На рис. 22.11 показана одна з можливих конструкцій гіроскопічного тахометра. 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 швидкості $\Omega$. 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 $\omega$ згідно з рівнянням $M=J\Omega\cdot\omega$ виникає гіроскопічний момент $M$, який спричиняє поворот циліндра в опорах корпусу на кут $\beta$ довкола осі $Y$. Кут $\beta$ 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 гіротахометра в опорах корпусу.

# Розділ 23
# ВИМІРЮВАННЯ ВИТРАТ

## 23.1. 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 М – 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 $м^3/с$, $м^3/год$, л/с, а масовими – кг/с, кг/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 $15\cdot10^{-4}$ $м^3/с$, середні витрати – $15\cdot10^{-4}$ $м^3/с$…0,5 $м^3/с$ та великі витрати – понад 0,5 $м^3/с$.

Прилади для вимірювань називаються витратомірами, а для вимірювання кількості речовини – лічильниками кількості або коротко лічильниками.

Існує велике різноманіття методів вимірювань та конструктивних різновидів витратомірів і лічильників. Найпоширенішими є витратоміри змінного перепаду тисків із завужувальними пристроями, сталого перепаду тиску з перетворенням витрат в силу або переміщення, тахометричні, теплові, індукційні витратоміри.

## 23.2. 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 цьому випадку використовується диференціальний манометр, що вимірює перепад тиску.

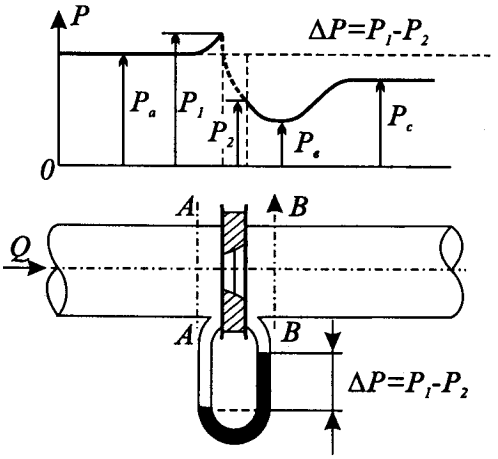



***Рис. 23.1.*** *До принципу дії витратоміра з завужуючою діафрагмою*

На рис. 23.1 показана ділянка трубопроводу з дросельним завужувальним пристроєм у вигляді діафрагми, а також характер розподілу тиску вздовж стінки трубопроводу. Починаючи з перерізу *A-A*, струмінь досліджуваної рідини завужується, а середня швидкість потоку зростає, дещо зростає тиск біля стінки завужувальної діафрагми. На деякій ділянці після діафрагми внаслідок інерції струмінь продовжує завужуватися і досягає найбільшого завуження в перерізі *B-B*. Тиск потоку падає і в перерізі *B-B* досягає найменшого значення $P_в$. Після перерізу *B-B* струмінь починає розширюватися, швидкість потоку зменшуватися, а тиск зростає до деякого значення $P_c < P_a$.

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 $P_в$ – тиск у перерізах, відповідно, *A* і *B* трубопроводу, $\rho_a$ і $\rho_b$ – 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 неперервності 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

$$\Delta P = P_a - P_b = \frac{\rho}{2}\left(v_b^2 - v_a^2\right)=\frac{\rho}{2}\left[v_b^2 - v_b^2\left(\frac{S_b}{S_a}\right)^2\right]=\frac{\rho}{2}v_b^2\left[1-\left(\frac{S_b}{S_a}\right)^2\right]$$

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

$$Q_V = v_b S_b = \frac{S_b}{\sqrt{1-\left(\frac{S_b}{S_a}\right)^2}}\sqrt{\frac{2\Delta P}{\rho}} = AS_0\sqrt{\frac{2\Delta P}{\rho}},$$

а масові витрати

$$Q_M = \rho Q_V = AS_0\sqrt{2\rho\Delta P},$$

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.

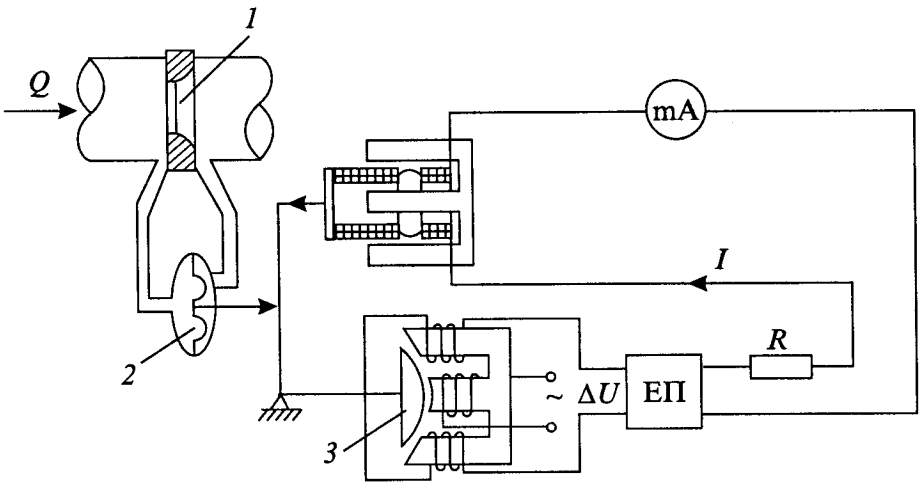



***Рис. 23.2.*** *Принципова схема витратоміра статичного зрівноважувального перетворення*

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 цьому 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. 23.2. 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 $\Delta U$. Після підсилення ця напруга подається в коло обмотки зворотного феродинамічного перетворювача, в якому створюється ком-

пенсувальна сила $F_k$, пропорційна квадрату електричного струму $I$, що протікає через обмотки зворотного перетворювача:

$$F_k = k_1 I^2.$$

Якщо сили $F_x$ і $F_k$ однакові, значення вимірюваних витрат розраховується як

$$Q = I\sqrt{\frac{k_1}{k}} = KI,$$

тобто покази міліамперметра у цьому випадку будуть пропорційними вимірюваним витратам.

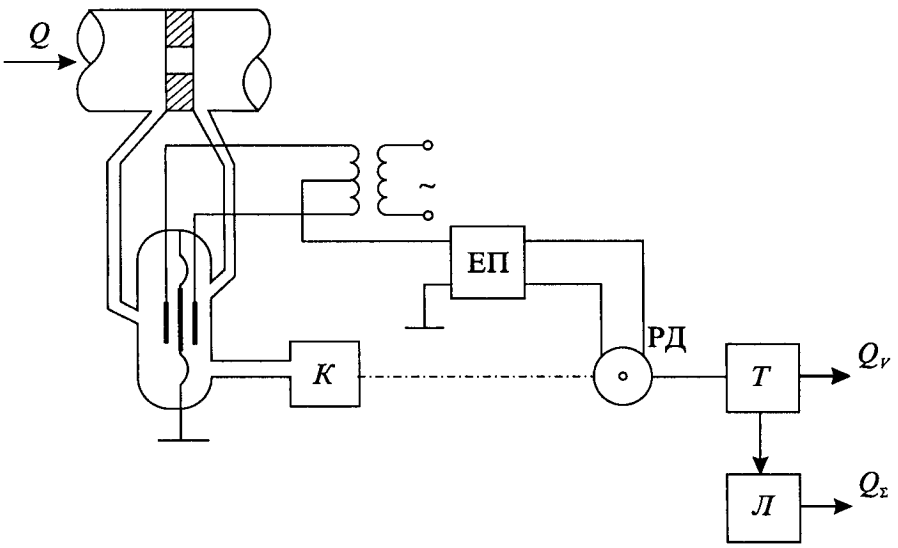



***Рис. 23.3.*** *Принципова схема витратоміра астатичного зрівноважувального перетворення*

Дещо вищу точність мають витратоміри, в яких різниця тисків $\Delta P$, яка створюється завужувальним пристроєм, урівноважується тиском, що створюється компресором (рис. 23.3). Оскільки тиск, що розвивається компресором $К$, пропорційний квадрату частоти обертання ротора реверсивного двигуна РД, то ця частота, що вимірюється тахометром $Т$, пропорційна вимірюваним витратам, а загальна кількість обертів ротора, визначена лічильником $Л$, 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 *МПа*) та високих температур – до декількох сотень градусів за Цельсієм. Недоліком цього методу є порівняно невисока точність. Похибка витратомірів змінного тиску становить 1…2 %.

## 23.3. Витратоміри сталого перепаду тиску

Серед витратомірів сталого перепаду тиску для вимірювань малих витрат рідини (0,01…16 $м^3/г$) та газів (0,01…40 $м^3/г$) у вертикальних трубопроводах найпоширенішими

є так звані ротаметри. Ротаметр (рис. 23.4,*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 рівчаками. При протіканні через ці рівчаки 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 поплавка 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.

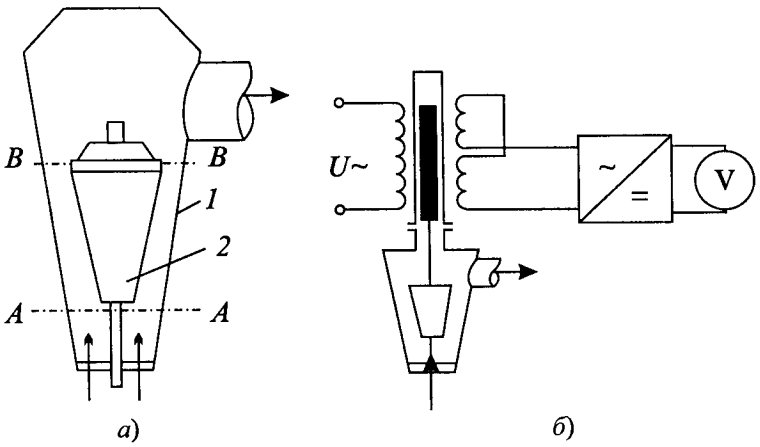



***Рис. 23.4.*** *До принципу дії ротаметрів*

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-B* (у завуженій частині); $\rho_c$ – густина досліджуваного середовища; $\Delta P$ – різниця тисків, що діють на поплавок знизу та зверху.

У правій частині наведеного вище рівняння витрат всі величини є сталими, зокрема $\Delta P$. Дійсно, сила тяжіння поплавка в досліджуваному середовищі

$$F_T = V_n g(\rho_n - \rho_c),$$

а підйомна сила, викликана дією досліджуваного потоку

$$F_n = S_n \Delta P,$$

де $V_n$ та $S_n$ – об'єм та максимальна (перпендикулярна напряму потоку) площа перерізу поплавка, g – прискорення вільного падіння.

У зрівноваженому стані, коли $F_T = F_n$, буде

$$V_n g(\rho_n - \rho_c) = S_n \Delta P,$$

а

$$\Delta P = V_n g(\rho_n - \rho_c)/S_n.$$

Оскільки всі величини в правій частині останнього виразу є сталими, то і $\Delta P$ 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 є верхня 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 (рис. 23.4,*б*) або пневматичні вторинні перетворювачі. Їх класи точності 1,5 та 2,5.

## 23.4. 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).

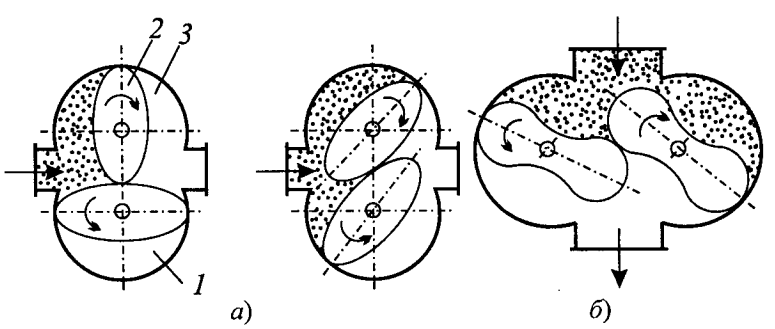



***Рис. 23.5.*** *Об'ємні лічильники*

Лічильник з овальними шестернями (рис. 23.5,*а*) має вимірювальну камеру, в якій знаходяться дві овальні шестерні, що 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 обертом шестерень переміщується певний об'єм досліджуваного середовища. Згадані лічильники – швидкодіючі, дають змогу вимірювати значні об'ємні витрати. А, враховуючи специфіку роботи таких витратомірів, можна без особливих ускладнень формувати вихідні сигнали у вигляді імпульсів, струмових та частотних параметрів, 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 вимірюваних 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. 23.5,*б*). Ротори з'єднані шестеренчастим редуктором, залитим мастилом, 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 застосовування 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 розглянених 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.

Об'ємні методи вимірювань покладені в основу принциапу дії так званих роторних лічильників витрат газу типу Рл-1...РЛ-6 на експлуатаційний діапазон об'ємних витрат від 0,08 $м^3/год$ до 10,0 $м^3/год$. Границі допустимої відносної похибки таких лічильників в робочому діапазоні вимірювань становить ±2,5%, поріг чутливості не перевищує 0,08 $м^3/год$. Ціна поділки найменшого розряду відлікового пристрою становить 0,02 $м^3$.

## 23.5. Турбінні витратоміри

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. 23.6).

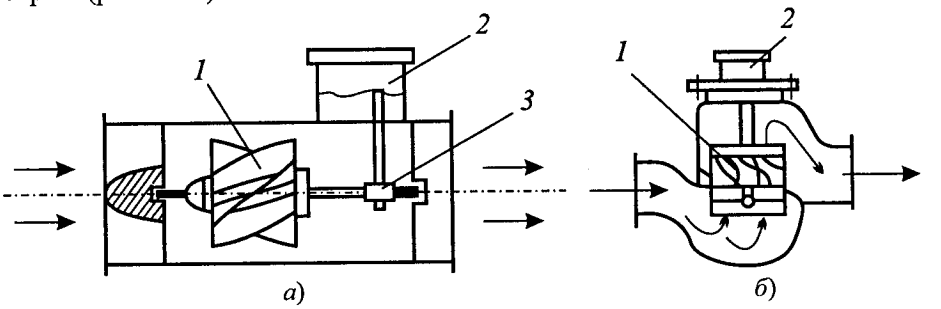



***Рис. 23.6.** Турбінні лічильники*

Принцип дії лічильників обох 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.

Турбінні лічильники води (крильчасті водоміри) КВ-1,5 призначені для вимірювань питної води (окремі модифікації для вимірювань витрат гарячої води) мають експлуатаційний діапазон об'ємних витрат від 0,06 $м^3/год$ до 3 $м^3/год$, границі допустимих похибок в піддіапазонах витрат – в границях від ±2% од ±5%, поріг чутливості не перевищує 0,03 $м^3/год$.

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 нефероматнітного 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 розміщають один чи декілька сильних магнітів з індукційними котушками. При обертанні тур

бінки під дією досліджуваного потоку рідини змінюється повітряний проміжок магнітного контуру, а отже, і магнітний потік. Зміна магнітного потоку наводить в обмотках змінну напругу, частота якої пропорційна кількості обертів турбінки, а також витратам.

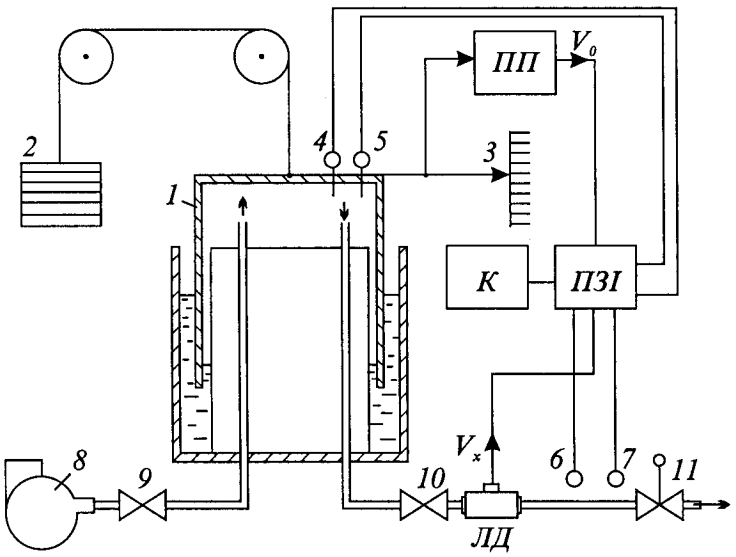



***Рис. 23.7.*** *Структура робочого еталону об'єму газу*

Проблема економії енергоресурсів, зокрема природного газу як одного з основних енергоносіїв, не може бути вирішена без надійного та точного його обліку, що, в свою чергу, вимагає відповідного матеріального забезпечення засобів вимірювання витрат газу.

На рис. 23.7 зображена схема робочого еталону об'єму газу дзвонового типу для точної передачі мірного об'єму. Робочий еталон складається із дзвону 1, який занурений в рідину і зрівноважений пружиною 2 через гнучкий трос та шківи. Дзвін з'єднаний з перетворювачем переміщень ПП та мірною лінійкою 3. До складу еталону входять також давачі тиску 4 та температури 5 для вимірювань цих параметрів під дзвоном, давачі тиску 6 та температури 7 на повірювальній дільниці з досліджуваним лічильником ЛД, пристроєм збору вимірювальної інформації ПЗІ та контролером К.

Робочий еталон об'єму газу працює таким чином. Повітря під дзвін 1 накачують (нагнітають) повітродувкою 8 при відкритій засувці 9 і закритій засувці 10. Витікання повітря з-під дзвону при перевірці лічильника здійснюється через засувку 10, а розмір витрат регулюється регулятором 11. Переміщення дзвону, що є мірою об'єму перетворюється перетворювачем переміщення у вихідну величину, пропорційну мірному об'єму $V_0$. Інформація про значення мірного об'єму, покази досліджуваного лічильника, а також тиск та температура як всередині дзвону так і на повірювальній дільниці (останні для внесення відповідних поправок в результат вимірювань) поступають на пристрій збору вимірювальної інформації ПЗІ та комп'ютер.

Робочий еталон об'єму та витрат газу забезпечує автоматичний збір вимірювальної інформації, її опрацювання та автоматичне керування при перевірці лічильників газу. Метрологічною атестацією підтверджено основну похибку ±0,2% в діапазоні вимірювань від 0,01 до 40 $^3$/*год*.

# Розділ 24
# ВИМІРЮВАННЯ ТЕМПЕРАТУРИ

## 24.1. Термометрія за допомогою терморезистивних перетворювачів

*Вимірювальні кола з терморезистивними перетворювачами температури.* Найбільш розповсюджені для промислового вимірювання температури в діапазоні -260 до 1100 °*C* платинові терморезистивні перетворювачі температури (так звані термометри опору ТО). Вони мають високі точність (див. табл. 19.2) і часову стабільність. Недоліком платинових ТО є нелінійність функції перетворення, яка особливо відчутна в діапазоні низьких температур (-260...0 °*C*), в якому суттєво падає їх чутливість. При високих температурах (понад 1000 °*C*) 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 °*C*.

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 $R_л$ 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 до значення, при якому градуюється вторинний прилад. Значення цих (градуювальних) 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 важ-

ливе 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 градуювальному значенню, використовують термоперетворювачі з трьома і чотирма виводами й 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 нехтовно малими, значення вимірювального струму повинно бути таким, щоб викликана ними зміна опору $R_0$ не перевищувала 0,1 %.

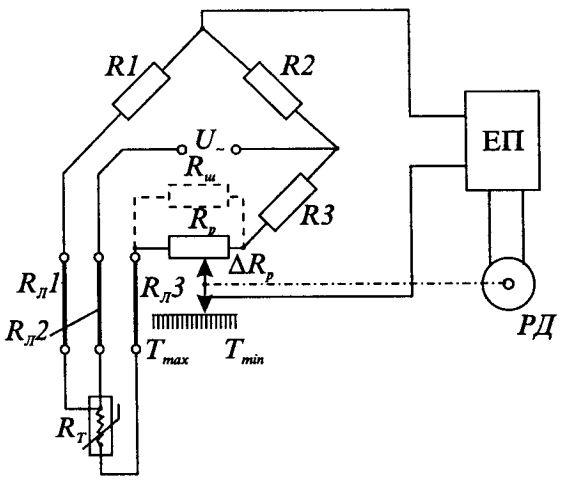



***Рис. 24.1.** Схема автоматичного моста для вимірювань температури*

*Мостові кола.* Для вимірювань температури за допомогою ТО використовують, здебільшого, зрівноважені мостові кола (рис. 24.1). ТО 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 $R_ш$, який служить для розширення границь вимірювань, буде мати відповідно вигляд:

$$(RT_0 + R_p)R_2 = R_1R_3;$$

$$[R_{T0} + \Delta R_T + (R_p - \Delta R_p)] = R_1(R_3 + \Delta R_p),$$

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

$$\left[\left(R_{TC} + R_P - \Delta R_P\right) + R_Л\right]R_2 = \left(R_3 + \Delta R_P\right)\left(R_1 + R_Л\right)$$

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 до опорів ($R_{TC} + R_P - \Delta R_P$), що за значенням дорівнюють опору $R_1$. А це не порушує умови рівноваги. При значеннях $R_{TC}$, відмінних від $R_{TC}$, компенсація впливу $R_Л$ буде дещо неповною.

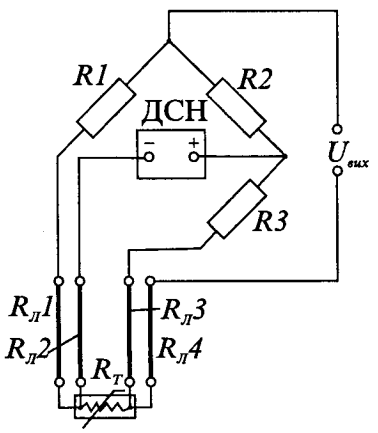



***Рис. 24.2.** Схема незрівноваженого моста для вимірювань температури*

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 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. 24.2) вихідна напруга

$$U_{вих} = \frac{U\left(R_{TO} + \Delta R_T\right)}{R_{TO} + \Delta R_T + R_3 + R_{Л3}} - \frac{U(R_1 + R_{Л1})}{R_1 + R_{Л1} + R_2}.$$

Як видно з наведеного виразу, опори ліній $R_{Л1}$ та $R_{Л4}$ на резхультат вимірювань не впливають. Опори ліній $R_{Л1}$ та $R_{Л2}$ додаються не до опору терморезистора $R_T$, а до опорів плеч моста, значкення яких можна вибрати значно більшими за опори лінії. За цих умов значення вихідної напруги з достатньою точністю дорівнюватиме

$$U_{вих} = U\frac{\left(R_{TO} + \Delta R_T\right)R_2 - R_1R_3}{\left(R_{T0} + \Delta R_T + R_3\right)\left(R_1 + R_2\right)}.$$

Якщо міст зрівноважений при початковому значенні опору $R_{TO}$, тобто коли $R_{TO}R_2 = R_1R_3$, то для будь-якого іншого значення опору термоперетворювача в границях діапазону вимірювань буде

$$U_{вих} = U\frac{R_2\Delta R_T}{(R_1 + R_2)(R_{TO} + \Delta R_T + R_3)}.$$

Якщо $\Delta R_T << (R_{TO} + R_3)$ вихідна напруга в першому наближенні буде пропорційна зміні опору $\Delta R_T$, а нелінійність функції перетворення моста досягне значення

$$\frac{\Delta R_T}{R_{TO} + R_3}\cdot 100\%.$$

Зокрема, для мідного термометра опору ($\alpha_T$ = 0,0043 1/°C) при $R_3 = R_{TO}$ нелінійність в діапазоні ($t$±5) °C дорівнюватиме приблизно 1 %.

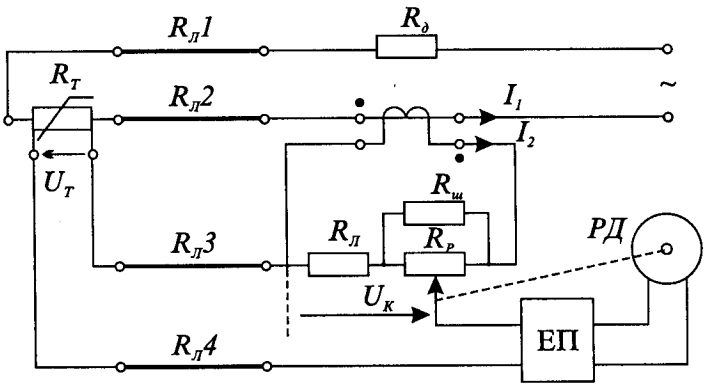



***Рис. 24.3.*** *Схема автоматичного компенсатора для вимірювань температури*

При точних вимірюваннях високих температур з використанням низькоомних терморезистивних перетворювачів, а також при вимірюванні низьких температур в кріогенній техніці, коли опір термоперетворювача співвимірний з опором з'єднувальних провідників, зменшення впливу опору з'єднувальних провідників набуває особливого значення. Для таких вимірювань здебільшого застосовують компенсатор змінного струму (рис. 24.3). 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 термоперетворювачем. Значення компенсуючої напруги

$$U_k = I_2\left(R_П + \Delta R_P\frac{R_ш}{R_ш + R_P}\right) = \frac{I_1}{k_I}\left(R_П + \Delta R_P\frac{R_ш}{R_ш + R_P}\right),$$

де $k_I$ – коефіцієнт трансформації вимірювального трансформатора струму.

Вибравши для встановлення початку шкали опір $R_П$ так, щоб для початкового значення опору $R_{T\,поч}$ було:

$$I_1 R_{T\,поч} = I_2 R_П = \frac{I_1}{k_I} R_П,$$

для інших значень $R_T$ в заданому діапазоні вимірювань отримаємо

$$I_1\left(R_{T\,поч} + \Delta R_T\right) = \frac{I_1}{k_I}\left(R_П + \Delta R_P \frac{R_ш}{R_ш + R_P}\right),$$

звідки

$$\Delta R_P = \Delta R_T \frac{k_I\left(R_ш + R_P\right)}{R_ш},$$

тобто зміна опору реохорда є лінійною функцією зміни опору термоперетворювача.

Оскільки вимірювана $U_T = I_1\,(R_{T\,поч} + \Delta R_T)$ і компенсувальна

$$U_K = \frac{I_1}{k_I}\left(R_П + \Delta R_P \frac{R_ш}{R_ш + R_P}\right)$$

напруги створюються від одного джерела, то зміна напруги живлення (і струму $I_1$) практично не впливає на результат вимірювання. Усувається 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.

## 24.2. Термометрія за допомогою термоелектричних перетворювачів

Найпростіше вимірювальне коло термометра з термоелектричним перетворювачем зображене на рис. 24.4,*а*. За умови, що температура $T_O$ вільних кінців термопари буде незмінною і опір всього вимірювального кола також незмінним, покази мілівольтметра будуть визначатись значенням вимірюваної температури *Tx*.

Для зменшення залежності показів приладу від опору вимірювального кола намагаються дотримати умову

$$R_{mv} >> R_T + 2R_л.$$

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:

$$\delta_M = \frac{R_T + 2R_Л}{R_{mv}}100\%.$$

Наприклад, якщо опір мілівольтметра становить 300 *Ом*, то для отримання похибки $\delta_M < 1$ % опір $R_T + 2R_Л$ не повинен перевищувати 3 *Ом*.

Потрібно також відзначити, що, оскільки функція перетворення термоелектричного перетворювача загалом нелінійна, то для переведення показів мілівольтметра у значення вимірюваної температури необхідно користуватись градуювальною таблицею термоелектричного перетворювача.

Якщо мілівольтметр є складовою частиною термометра і його шкала проградуйована 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

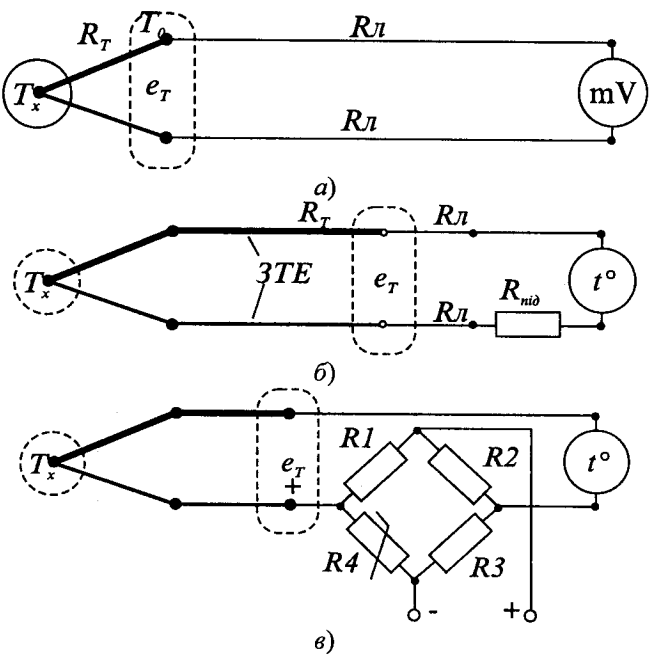



***Рис. 24.4.*** *Вимірювальні кола термоелектричних термометрів*

$$R_{mv} >> R_T + 2R_Л.$$

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 $R_{під}$ (рис. 24.4,*б*).

У цьому випадку опір зовнішнього кола не буде причиною похибки. Виникнення похибок буде зумовлюватись лише відхиленням сумарного опору від градуювального значення і спричинятись, 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 певної температури вільних кінців, звичайно 0°*C*. Якщо температура вільних кінців не дорівнює градуювальній, 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 ЗТЕ (рис. 24.4,*б*) не є 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. 24.4,*в*), яке складається з температуронезалежних 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 наприклад 0°*C*, то міст повинен знаходитись у рівновазі. При відхиленні цієї температури від 0°*C*, викликана цією зміною температури зміна термо-ЕРС термопари буде компенсовуватись напругою розбалансування моста, викликаною зміною опору $R_4$.

Для термоелектричного термометра за схемою рис. 24.4,*в* напруга $U$, що надходить на вхід вимірювального приладу

$$U = e_T + e_{ЗТ} + U_{СК},$$

де $e_T$ – термо-ЕРС термопари; $e_{ЗТ}$ – паразитна термо ЕРС від неповної термоідентичності матеріалів ЗТЕ та основних термоелектродів; $U_{СК}$ – вихідна напруга розбалансу мостової схеми компенсації СК.

Відповідно похибка такого термоелектричного термометра

$$\Delta t = \Delta_{ТП} + \Delta_{ЗТ} + \Delta_{СК} + \Delta_{ВП},$$

де $\Delta_{ТП}$ – похибка термоперетворювача; $\Delta_{ЗТ} = e_{ЗТ}$ – похибка від неповної термоідентичності; $\Delta_{СК}$ – похибка схеми компенсації; $\Delta_{ВП}$ – похибка вимірювального приладу.

Зауважимо, що похибки $\Delta_{ЗТ}$ та $\Delta_{СК}$ є співрозмірними з похибкою $\Delta_{ТП}$, а в сумі з $\Delta_{ТП}$ сягають значень значно більших за похибку сучасного вимірювального приладу. Похибка $\Delta_{ТП}$ термоперетворювача могла би бути зменшена лише конструктивно-технологічними методами, які практично вичерпали свій резерв щодо такої можливості. Тому при проектуванні таких термометрів, в першу чергу, слід подбати про зменшення похибки від неповної термоідентичності та похибки схеми компенсації.

В цифрових термометрах похибка від зміни температури вільних кінців може бути повністю усунена вимірюванням температури вільних кінців і автоматичного внесення відповідних поправок.

На рис. 24.5 наведено схему автоматичного потенціометра, який призначений для вимірювань температури за допомогою термоелектричного перетворювача.

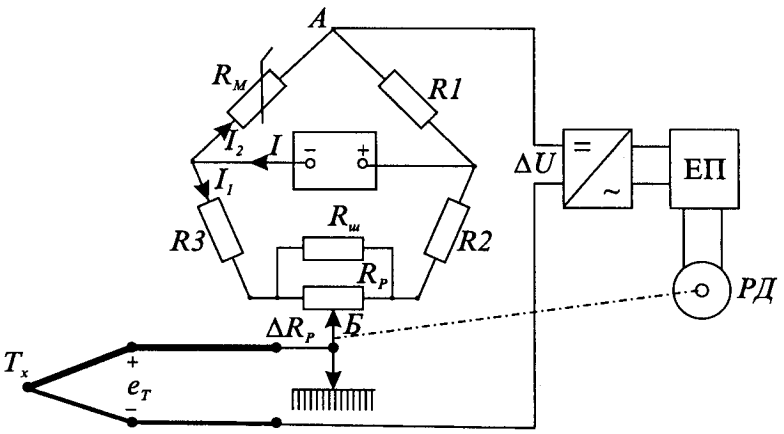



***Рис. 24.5.*** *Схема автоматичного потенціометра для вимірювань температури*

Прилад працює так. Термо-ЕРС $e_T$ термоелектричного перетворювача зрівноважується вихідною напругою $U_{АБ}$ потенціометра, виконаного за мостовою схемою. Якщо $U_{АБ} \neq e_T$, то напруга недокомпенсації $\Delta U$ 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 проградуйований 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 термозалежний опір із міді (всі інші опори – термонезалежні 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 $\Delta U$ на ньому при зміні температури на $\Delta t$ 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; $\alpha_T$ – температурний коефіцієнт опору міді; $R_{MO}$ – опір мідного резистора при 0 °C; $\Delta e_T$ – зміна термо-ЕРС термоперетворювача, яка викликана відхиленням температури вільних кінців на $\Delta t$ град від 0 °C.

Потрібно, проте, зауважити, що, оскільки $\Delta e_T$ навіть в обмеженому температурному діапазоні не є лінійною функцією від $\Delta t$, то при лінійній залежності $\Delta U_k = I_2 R_{M0} (1+\alpha \Delta t)$ повна корекція впливу температури вільних кінців можлива лише для одного значення $\Delta t$. При інших значеннях буде спостерігатись деяка незначна недокомпенсація, однак в нормальній області зміни температури довкілля похибкою від недокомпенсації можна знехтувати.

## 24.3. Термошумовий та термочастотний методи вимірювань температури

*Термошумовий метод* вимірювань температури базується на рівнянні Найквіста, яке встановлює зв'язок між напругою теплових шумів, що виникають в резисторі, і його термодинамічною температурою:

$$U_{с.кв} = 4kTR\Delta f,$$

де $U_{с.кв}$ – середнє квадратичне значення шумової напруги; $k$ – стала Больцмана, що дорівнює $1{,}38 \cdot 10^{-23}$ *Дж/К*; $R$ – опір резистора; $\Delta f$ – смуга частот, в котрій виконуються вимірювання.

Якщо забезпечити незалежність опору $R$ від температури (температурний коефіцієнт опру матеріалу резистора близький до 0), а також незмінність смуги частот $\Delta f$, то

$$T = T_0 \, U_{с.кв} / U_{с.кв\,0},$$

де $T_0 = 273{,}16$ *К* – термодинамічна температура потрійної точки води; $U_{с.кв\,0}$ – середнє квадратичне значення шумової напруги при $T_0$.

Термошумовий метод можна використовувати для вимірювань температури в діапазоні від 0,001 *К* до 2000…2500 *К*. Як вимірювальні перетворювачі використовують безреактивні резистори з платини, манганіну, константану, вольфраму, графіту, а також недротяні резистори.

Складність реалізації термошумового методу полягає в низькому рівні корисного сигналу, який складає частки чи одиниці мікровольт. Основними факторами, що обмежують точність термошумового методу, є залежність опору резистора від температури, власні шуми вимірювального каналу, завади в лінії.

*Термочастотний метод* вимірювань температури заснований на використанні залежності від температури частоти власних коливань різного роду резонаторів, параметрів *RC* – або *RL* – ланок з терморезисторами, швидкості розповсюдження звукових та ультразвукових коливань.

З термочастотних найпоширенішими є методи, засновані на застосуванні резонаторних сенсорів, які є автогенераторами або генераторами з вимушеними коливаннями, чатота яких настроюється в резонанс з частотою власних коливань резонатора, що змінюється з температурою.

Ультразвукова термометрія є новим напрямком термометрії і набуває все вагомішого значення.

В результаті теоретичних та експериментальних досліджень, проведених у НУ "Львівська політехніка", створені зразки ультразвукових резонансних та імпульсних термометрів для вимірювань середніх та високих температур, багатозонних ультразвукових термометрів для вимірювань розподілу температур, приладів для безінерційного вимірювання деяких інших параметрів [33].

## 24.4. Цифрові вимірювачі температури

Загальні особливості побудови цифрових вимірювачів температури (ЦВТ) зв'язані з низьким рівнем сигналів первинних вимірювальних перетворювачів, високим рівнем завад нормального та спільного виду (як правило, співвимірним з корисним сигналом), необхідністю лінеаризації загальної функції перетворення, забезпеченням високої часової стабільності та малих змін їх показів у широкому діапазоні зміни температури довкілля. Спеціальні вимоги випливають з особливостей використання первинних вимірювальних перетворювачів: необхідність компенсації впливу зміни температури вільних кінців термоелектричних перетворювачів, суттєве зменшення похибок від перегріву терморезистивних перетворювачів вимірювальним струмом, забезпечення інваріантності результату вимірювання до значення вимірювального струму, а також опорів з'єднувальних ліній. Для врахування вказаних особливостей ЦВТ виконуються з автоматичною корекцією адитивної складової похибки в цифровій частині приладу та цифровою лінеаризацією загальної функції перетворення. Значного послаблення завад досягають використанням методу АЦП з ваговим двотактним інтегруванням та гальванічним розділенням аналогової та цифрової частини приладів.

В ЦВТ з термоелектричними перетворювачами (рис. 24.6) використовується аналогова схема компенсації впливу зміни температури вільних кінців, а корекція адитивної похибки здійснюється за методом комутаційного інвертування.

Аналогова частина ЦВТ містить перемикач полярності П, масштабний підсилювач МП, перетворювач напруги в інтервал часу ПНЧ, блок опорної напруги $E_0$ та блок керування аналоговою частиною БКА. Ця частина екранована та гальванічно розділена з його цифровою частиною з допомогою блока гальванічного розділення БГР. Цифрова

частина складається з блока керування БК, блока корекції адитивної похибки БКА, блока цифрової лінеаризації БЦЛ та блока відображення інформації ББІ.

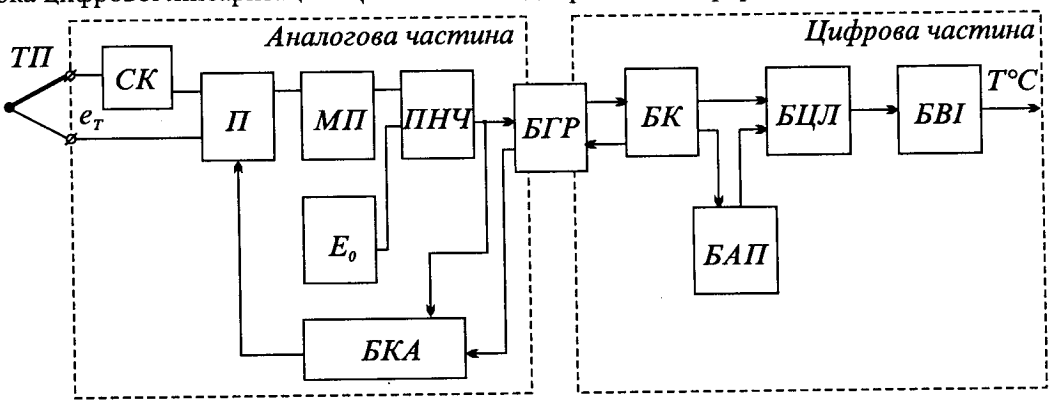



***Рис. 24.6.*** *Структурна схема ЦВТ з термоелектричними перетворювачами*

Код результату вимірювання $N_T$ і пропорційний йому показ отримується за два цикли перетворення при протилежних полярностях вхідної напруги $e_T + U_{СК}$, яка інвертується перемикачем полярності П,

$$N_X = 2Tf_0 K_П K_{ЦЛ} \frac{e_T + U_{СК}}{E_0},$$

де $T$ – тривалість часу інтегрування вхідної напруги; $f_0$ - опорна частота; $K_П$ – коефіцієнт передачі масштабного підсилювача МП; $E_0$ – опорна напруга АЦП; $K_{ЦЛ}$ – коефіцієнт перетворення блока цифрової лінеаризації.

Оскільки скореговане за методом комутаційного інвертування значення адитивної похибки є нехтовно малим (менше ±0,5 *мкВ* і не перевищує половини одиниці молодшого розряду), то стабільність таких ЦВТ визначатиметься тільки стабільністю їх масштабних елементів. Для сучасної елементної бази нормований час безперервної роботи приладів без підстроювань становить 5000 *год* (1 календарний рік) у важких промислових умовах.

ЦВТ з терморезистивними перетворювачами відрізняються тільки наявністю деяких блоків в аналоговій частині (рис. 24.7). В аналоговій частині є такі відмінні блоки: перетворювач напруга-струм ПНС, перетворювач струм-напруга ПСН, суматор СМ, масштабний резистор $R_{0N}$. Терморезистивні перетворювачі можуть під'єднуватись до ЦВТ як чотирипровідною лінією до струмових С1, С2 та потенціальних П1, П2 входів (ключ S – в положенні 1), так і трипровідною лінією (ключ S – в положенні 2). Корекція адитивної похибки здійснюється за методом модуляції вимірювального струму, значення яких встановлюється перетворювачем напруга-струм ПНС.

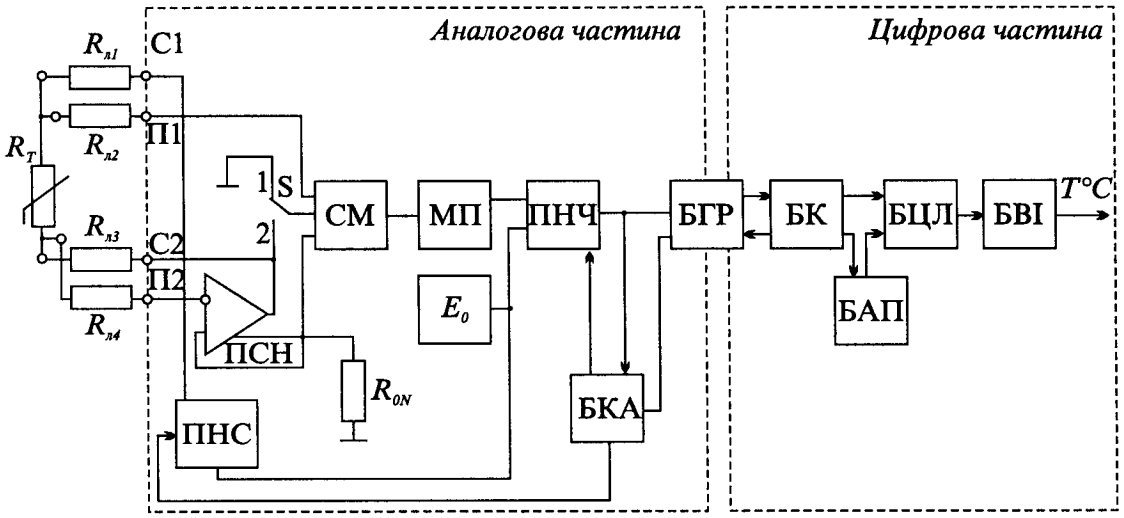



***Рис. 24.7.*** *Структурна схема ЦВТ з терморезистивними перетворювачами*

За умови $R_{ON} = R_O$ код $N_{4X}$ результату вимірювання для чотирипровідної лінії зв'язку визначатиметься як

$$N_{4X} = Tf_0 K_П K_{ЦЛ} \frac{R_0 (W_\theta - 1)}{R_N},$$

де $R_0$ – опір терморезистивного перетворювача при 0 °C; $R_N$ – коефіцієнт перетворення напруги на струм; $W_0 = R_0 / R_0$ – відношення опорів терморезистивного перетворювача (тут $R_\theta$ – опір перетворювача при вимірюваній температурі).

Для трипровідної лінії зв'язку код $N_{3X}$ результату вимірювання знаходиться як

$$N_{3X} = Tf_0 K_П K_{ЦЛ} \frac{(R_{C1} - K_{CM} R_{C2}) + R_0 (W_\theta - 1)}{R_N},$$

де $R_{C1}, R_{C2}$ – опори першого та другого струмових дротів; $K_{CM}$ – коефіцієнт передачі суматора за середнім (рис. 24.7) входом.

При виконанні коефіцієнта передачі $K_{CM}$ підстроюваним, трудомістка операція підгонки різниці опорів ($R_{C1} = R_{C2} \pm R_П$, де $R_П$ – опір резистора підгонки) замінюється набагато простішою операцією підстроювання $R_{C1} - K_{CM} R_{C2} = 0$. Це забезпечує інваріантність результату вимірювання до опорів трипровідної лінії зв'язку.

В Україні ЦВТ промислового використання типів А565. А56, ЦР7701 серійно випускаються ВАТ "Мукачівприлад". Вони призначені для роботи із всіма стандартними первинними перетворювачами, їх похибка (0,1…0,2)% в декілька разів менша від похибок цих перетворювачів.

## 24.5. 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.

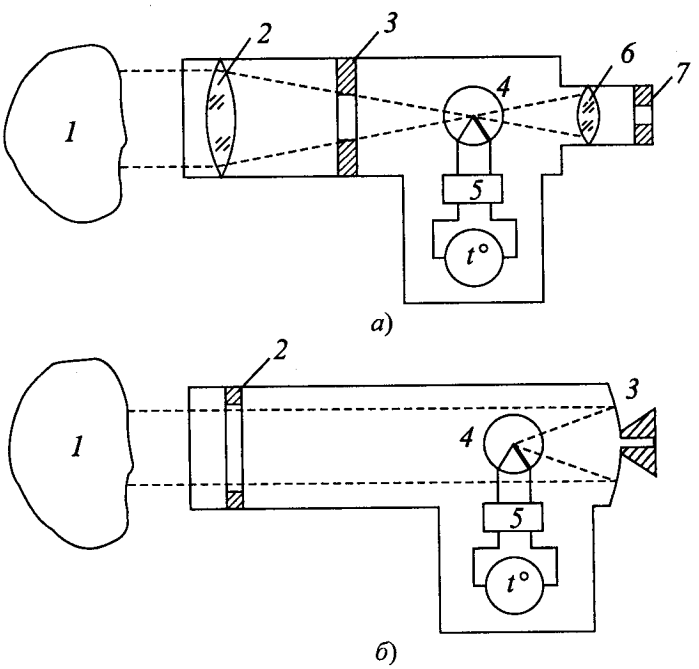



***Рис. 24.8.*** *Будова пірометрів повного випромінювання*

Існують два різновиди оптичних систем радіаційних пірометрів: рефракторна (з заломлювальною лінзою) і рефлекторна (з відбивальним внутрішнім дзеркалом) системи. В рефракторному пірометрі (рис. 28.6,*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 градуюється 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. 28.6,*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.

Радіаційні пірометри градуюються, 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 $\sigma = 5{,}6697 \cdot 10^{-2}\ Дж/\left(м^2 \cdot с \cdot K^4\right)$.

Для реального тіла (досліджуваного об'єкта) енергетична світність $R$ і дійсне значення температури вимірювача зв'язані залежністю

$$R = \varepsilon_0 \sigma T_X^4, \quad а \quad T_X = T_P \sqrt[4]{1/\varepsilon_0 \sigma},$$

де $\varepsilon_0$ – 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

$$T_P = T_X \sqrt[4]{\varepsilon_0}, \quad а \quad T_X = T_P \sqrt[4]{1/\varepsilon_0}.$$

Поправка, яку необхідно додати до виміряної пірометром повного випромінювання радіаційної температури для отримання дійсної температури досліджуваного об'єкта, визначається як

$$\Delta T = T_X - T_P = T_X - \left(1 - \sqrt[4]{\varepsilon_0}\right) = T_P\left(\sqrt[4]{1/\varepsilon_0} - 1\right),$$

а відносна похибка, яка викликана неврахуванням коефіцієнта сумарного випромінювання досліджуваного об'єкта

$$\delta T_{\varepsilon_0} = \left(\Delta T / T_X\right) \cdot 100\% = \left(\sqrt[4]{1/\varepsilon_0} - 1\right) \cdot 100\%,$$

становить для $\varepsilon_0 = 0{,}9$ наближено 3 %, для $\varepsilon_0 = 0{,}8$ – близько 6 %, а для $\varepsilon_0 = 0{,}3$ досягає 35 %.

Для реальних фізичних об'єктів $\varepsilon_0$ визначається властивостями об'єкта, станом його поверхні та іншими чинниками і може перебувати в границях від 0,9...0,95 до 0,1 і навіть нижче. Тому радіаційні вимірювання температури супроводжуються здебільшого попередньою оцінкою $\varepsilon_0$ для внесення надалі поправок, зокрема регулюванням чутливості. Цього можна досягнути попереднім градуюванням радіаційного пірометра, суть якого полягає в одночасному вимірюванні температури цього 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 $\varepsilon_0$ і для всіх наступних вимірювань температури цього 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 АПИР-С призначені для вимірювання температури в діапазоні 30...3 000 °*C* з основною похибкою 1,5...2 %.

На практиці зробити приймач випромінювання, який би поглинав випромінювання всіх довжин хвиль від 0 до $\infty$, дуже важко. Тому дуже часто задовольняються приймачами, які сприймають випромінювання в обмеженому діапазоні довжин хвиль від $\lambda_1$ до $\lambda_2$. Пірометрами, принцип дії яких базується на залежності енергетичної світності випромінювача від температури в обмеженому інтервалі довжин хвиль, називають пірометрами часткового випромінювання.

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. 24.9,*а*), які називаються також оптичними пірометрами. При вимірюванні такими пірометрами випромінювання від досліджуваного об'єкта 1 через об'єктив 2 фокусується на нитку розжарення пірометричної

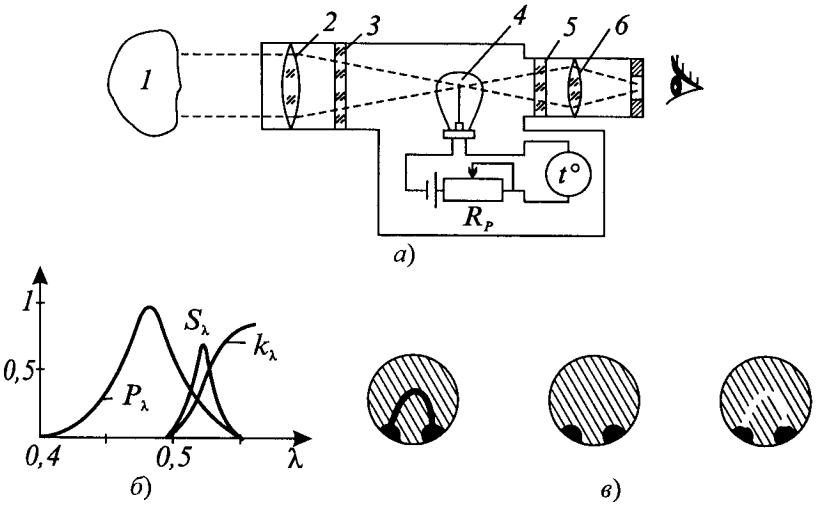



***Рис. 24.9.*** *До принципу дії оптичного пірометра*

лампи 4. Між об'єктивом 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 регулівного 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 $\lambda_{еф}$ = 0,65 *мкм*. Насправді, спектральна чутливість ока людини характеризується чутливістю $P_\lambda = f(\lambda)$, (рис. 24.9,*б*), а червоний світлофільтр – спектральним коефіцієнтом пропускання $k_\lambda = \varphi(\lambda)$.

Отже, ефективна чутливість такої системи $S_\lambda = F(\lambda)$ має максимум при $\lambda_{еф} \approx$ 0,65 мкм і різко падає до нуля при довжинах хвиль, які відрізняються від $\lambda_{еф}$ навіть на ±0,05 мкм.

Як і пірометри повного випромінювання, яскравісні пірометри градуюються за чорним випромінювачем. Тому виміряна нами так звана яскравісна температура $T_Я$ реального нечорного тіла з монохроматичним коефіцієнтом теплового випромінювання $a_\lambda$<1 буде відрізнятись від дійсної $T_X$. Поправку $\Delta T_Я$, 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

$$R_\lambda^* = C_1 \lambda^{-5} e^{-C_2/\lambda T_Я},$$

а

$$T_я = \frac{C_2}{\lambda} \ln \frac{R^*_\lambda}{C_1 \lambda^{-5}}.$$

Для досліджуваного нечорного тіла спектральна світність і дійсна температура з врахуванням закона Кірхгофа зв'язані залежністю:

$$R_\lambda = a_\lambda C_1 \lambda^{-5} e^{-C_2/\lambda T_X}.$$

Для $R^*_\lambda = R_\lambda$ матимемо

$$e^{-C_2/\lambda T_я} = a_\lambda e^{-C_2/\lambda T_X}, \text{ або } e^{C_2/\lambda T_я} = \frac{1}{a_\lambda} e^{C_2/\lambda T_X}.$$

Логарифмуючи, отримаємо

$$\frac{C_2}{\lambda T_я} = \ln \frac{1}{a_\lambda} + \frac{C_2}{\lambda T_X},$$

звідки

$$\frac{1}{T_я} - \frac{1}{T_X} = \frac{\lambda}{C_2} \ln \frac{1}{a_\lambda} = A_\lambda,$$

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

$$\Delta T_я = T_X - T_я = \frac{A_\lambda T_я^2}{1 - A_\lambda T_я}$$

і відносну похибку від нехтування коефіцієнтом $a_\lambda$

$$\delta T_\lambda = \frac{A_\lambda T_я}{1 - A_\lambda T_я} 100\%,$$

значення якої для хвиль завдовжки $\lambda = 0{,}65$ мкм залежно від $a_\lambda$ при вимірюванні температури близько 1000 К становить для $a_\lambda = 0{,}9$ близько 0,5 %, для $a_\lambda = 0{,}8$ близько 1 %, для $a_\lambda = 0{,}3$ досягає 6 %. За інших однакових умов при $T_X$ = 2000 К для $a_\lambda = 0{,}3$ ц похибка може сягнути 20%.

У візуальному монохроматичному пірометрі із ниткою, що зникає, і регульованим нажарюванням під час вимірювання температури змінюють нажарювання нитк

пірометричної лампи. Існують конструкції, в яких нажарювання лампи під час вимірювання підтримується сталим, а змінюється уявна світність об'єкта за допомогою поглинального клина, який розміщений між лампою та об'єктом дослідження. Поглинальний клин має плавнозмінний 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 проградуйована в одиницях яскравісної температури. Пірометри з поглинальним клином відрізняються нижчою точністю, порівняно з пірометрами з регульованим нажарюванням пірометричної лампи.

Монохроматичні візуальні пірометри із ниткою, що зникає, типу "Промінь" призначені для вимірювань температур в діапазоні від 800 до 5 000 °*C*. Їх основна похибка в діапазоні 800...1 400 °*C* становить 14 °*C*, в діапазоні 1 200...2 000 °*C* – 20 °*C* і в діапазоні 1 800...5 000 °*C* – 150 °*C*.

Візуальні пірометри, 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 $\lambda_{еф} = 0{,}65$ *мкм*. Це забезпечує порівняльність результатів фотоелектричних і оптичних пірометрів.

Фотострум, що створюється фотоелементом, може безпосередньо бути 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 спектра означає зміну кольорів променів максимальної інтенсивності. Це наштовхнуло на думку визначати температуру за кольором променів максимальної інтенсивності (світності). Виміряна за цим методом температура називається колірною. Колірну температуру $T_K$ визначають щодо світностей променів двох різних довжин хвиль в границях видимого спектра за допомогою так званих пірометрів відношення. Відношення енергетичних світностей при $\lambda_1$ і $\lambda_2$ 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

$$T_k = \frac{C_2\left(1/\lambda_1 - 1/\lambda_2\right)}{\ln\left(R^*_{\lambda_1}/R^*_{\lambda_2}\right)\left(\lambda_2^5/\lambda_1^5\right)}.$$

Для нечорного тіла, монохроматичні коефіцієнти чорноти якого відповідно дорівнюють $\varepsilon_1$ і $\varepsilon_2$, 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 та логарифмуючи цей вираз, після відповідних перетворень отримаємо

$$\frac{1}{T_K} - \frac{1}{T_X} = \frac{\lambda_1\lambda_2}{C_2\left(\lambda_1 - \lambda_2\right)}\ln\frac{\varepsilon_1}{\varepsilon_2}.$$

З останнього виразу випливає, що при колірних вимірюваннях температури на ділянці видимого спектра, коли монохроматичні коефіцієнти чорноти мало відрізняються один від одного, різниця між дійсною і колірною температурами буде незначною.

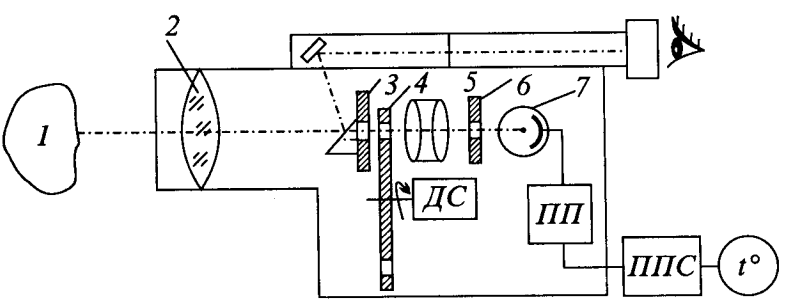



***Рис. 24.10.*** *Схема пірометра спектрального випромінювання*

Реалізація пірометрів спектрального відношення значно складніша, ніж пірометрів часткового монохроматичного випромінювання. Спрощена схема такого пірометра показана на рис. 24.10. Випромінювання від досліджуваного об'єкта 1 фокусується об'єктивом 2 і 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 почергово потрапляють потоки випромінювання досліджуваного об'єкта в двох різних ділянках спектра, для чого викс

ристовуються два світлофільтри, які закріплені у 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 ВП$_Р$, проградуйованим у одиницях вимірюваної температури. Є також вихід 0...100 *мВ* для підімкнення автоматичного потенціометра.

Пірометри спектрального відношення "Веселка" відрізняються високими чутливістю і точністю. Діапазон вимірювань різних модифікацій цих пірометрів від 750 до 2900 °*С*, основна похибка 0,6 %.

# Розділ 25
# ВИМІРЮВАННЯ ХЕМІЧНОГО СКЛАДУ ТА ВЛАСТИВОСТЕЙ РЕЧОВИН

## 25.1. 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 границях $10^{-5}...10^{-6}$ %, 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 границею 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 внутрішньоатомних 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.

## 25.2. Вимірювання хемічного складу і концентрації рідини

Широко застосовуються електрохемічні 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 (вологоміри).

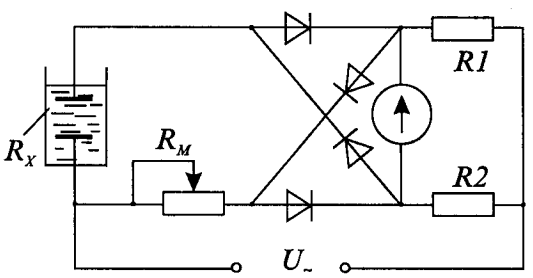



***Рис. 25.1.*** *Лабораторний кондуктометричний концентратомір*

У лабораторній практиці часто для вимірювання концентрації електролітів за їх питомою електропровідністю використовують зрівноважені мости, в одне з плеч якого вмикають вимірювальну комірку (перетворювач), що є скляною посудиною з двома плоскопаралельними елекродами, між якими знаходиться досліджуваний розчин (рис. 25.1). Переважно значення опорів резисторів $R_1$ і $R_2$ в цій схемі вибирають однаковими, а схему урівноважують за допомогою магазину опорів $R_м$. Тоді для зрівноваженого моста вимірюваний опір $R_x$ перетворювача буде дорівнювати $R_м$.

Для знаходження невідомої електропровідності досліджуваного розчину додатково вимірюють опір $R_0$ зразкового (градуювального) розчину з відомою електропровідністю $\gamma_0$. Стала $k$ перетворювача визначається як

$$k = \gamma_0 R_0,$$

а електропровідність $\gamma_x$ 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.

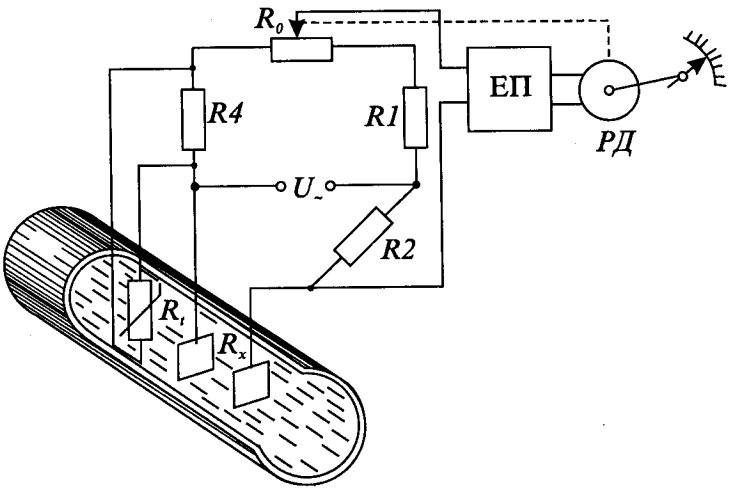



*Рис. 25.2. Схема промислового кондуктометричного концентратоміра*

На рис. 25.2 зображена схема промислового кондуктометричного концентратоміра для вимірювань концентрації проточної рідини, що складається з резистивного електрохемічного перетворювача, виконаного у вигляді двох плоскопаралельних пластин, поміщених у досліджуваний 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 $R_t$, поміщений в досліджуваний розчин.

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.

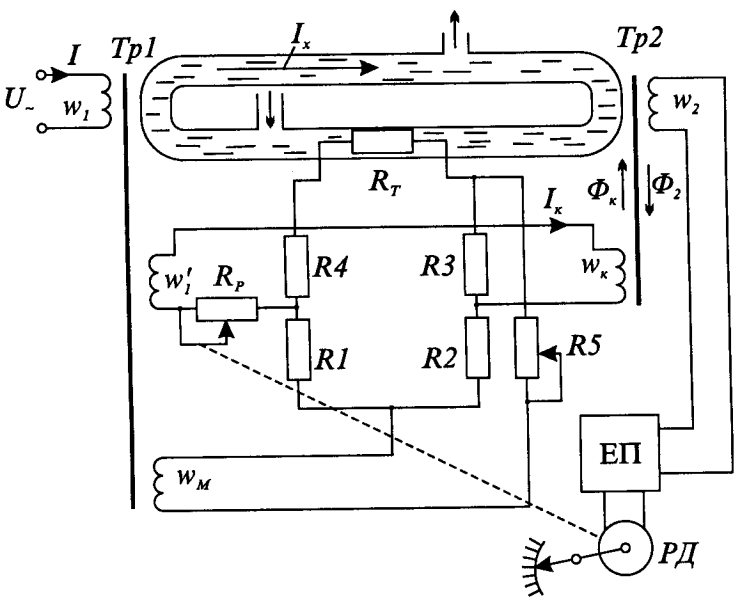



*Рис. 25.3. Схема безконтактного промислового кондуктометричного концентратоміра*

На рис. 25.3 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 $I$ в обмотці $w_1$, в рідині індукується ЕРС, внаслідок якої протікає струм $I_x$. Значення струму пропорційне до $\gamma_x$ – 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.

ЕРС $e_2$ підсилюється підсилювачем і приводить в рух вал реверсивного двигуна РД, який переміщує повзунок реохорда $R_p$, змінюючи струм $I_к$ в колі обмотки $w_к$. В осерді трансформатора $T_2$ створюється магнітний потік $\Phi_к$, протилежний до магнітного потоку $\Phi_2$, що створюється струмом $I_x$. У момент рівності цих потоків ЕРС $e_2$ зменшується до порогу чутливості підсилювача і обертання вала РД припиняється, а покажчик шкали займе положення, що відповідає вимірюваній концентрації.

Коло компенсаційного струму $I_к$, 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 $w_м$ і увімкнений вихідною діагоналлю в коло обмоток $w_1^*$ та $w_к$ і реохорда $R_p$. Міст утворюють три температурно-незалежні (манганінові) резистори $R_1$, $R_2$, $R_3$, $R_4$ та термозалежний опір $R_T$, розміщений у досліджуваній рідині.

*Кулонометричний метод* оснований на вимірюванні кількості електрики чи струму під час електролізу досліджуваної речовини. Фізико-хемічною основою кулонометрії є закон Фарадея:

$$m = \frac{MIt}{96500n},$$

де $m$ – маса виділеної речовини під час її електролізу, $г$; $M$ – мольна маса даної речовини; $I$ – сила струму, $А$; $t$ – час електролізу, $с$; $n$ – кількість електронів, які беруть участь в окисленні чи відновленні одного моля речовини.

Звідси випливає, що концентрація досліжуваної 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.

*Полярографічний метод* оснований на знятті полярограми вольт-амперної характеристики електролізу розчину в спеціальному полярографічному 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 електрохемічних 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 $10^{-5}...10^{-6}$ моль/л, а полярографи, в яких поляризуюча постійна напруга модулюється змінною напругою (осцилографічна полярографія) – $5 \cdot 10^{-7}...10^{-9}$ 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-хемічних досліджень, зокрема для аналізу речовини.

## 25.3. Вимірювання концентрації водневих іонів, *pH*-метрія

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 концентрацію 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 (п.19.7). ЕРС такого перетворювача при температурі 18 °С

$$E = e_{pH}\, pH = -58\, pH\ [мВ],$$

де $e_{pH} = -58$ *мВ/pH* – 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 хлоросрібні, бромосрібні, рідше каломельні напівелементи. Гальванічний перетворювач, що складається з водневого чи еквівалентного йому скляного напівелемента та допоміжного каломельного, при температурі 18 °*С* розвиває ЕРС

$$E_{кл} = (E_0 + e_{pH}\, pH) = -(285 + 58pH)\ [мВ].$$

Для перетворювача типу Н.02 (скляний вимірювальний та хлоросрібний допоміжний електрод)

$$Exc = (20 - 54\, pH)\ [мВ].$$

Вибір системи електродів для первинного перетворювача *pH*-метра, їх конструктивне оформлення та технічні характеристики визначаються 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 ±(0,2...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 KCl, 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 результуючу 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 $\alpha_e$ та $\alpha_{pH}$ – температурні коефіцієнти відповідних електродних потенціалів, $\Delta t$ – 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 вимірювальних 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

$$pH_i = -\frac{E_0\alpha_e}{e_{pH}\alpha_{pH}}.$$

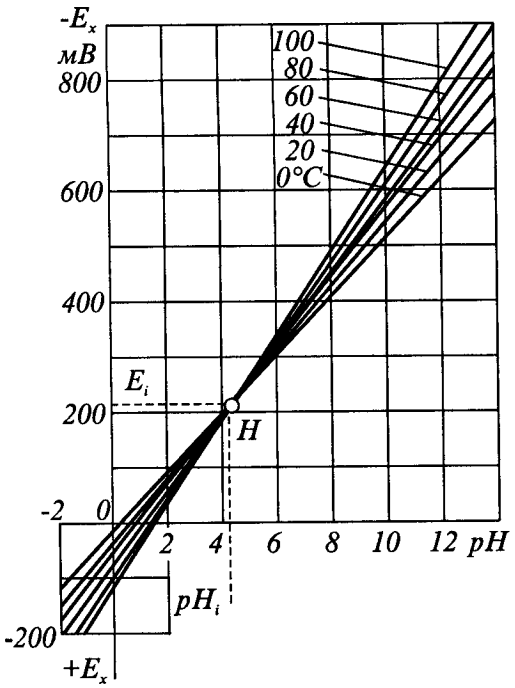



***Рис. 25.4.*** *Залежність ЕРС гальванічного перетворювача т.Н.02 від* pH *та температури*

На рис. 25.4 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. 25.4) і прийняти за початок координат точку ($E_i$; $pH_i$) перетину ізотерм, то функція перетворення електродної системи набере вигляд:

$$E_x = E_i - e_{pH}\,(pH - pH_i)\,,$$

а з врахуванням температурної залежності:

$$E_{xt} = E_i - e_{pH}\,(pH - pH_i)\,(1 + \alpha_e \Delta_t).$$

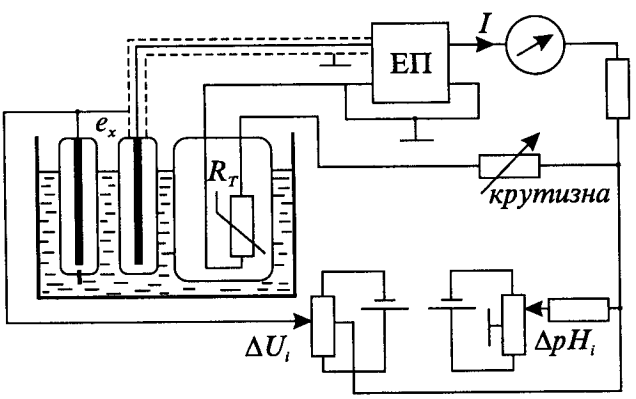



***Рис. 25.5.*** *Принципова схема* pH*-метра з корекцією*

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 введен-

ням поправок, що відповідають значенням координат ізопотенціальної точки, наведена на рис. 25.5.

ЕРС гальванічного перетворення надходить на вхід підсилювача, охопленого глибоким від'ємним зворотним зв'язком, і порівнюється з компенсувальною напругою, значення якої визначається струмом $I$ та параметрами коректувальних елементів кола зворотного зв'язку. При достатньо великому коефіцієнтові підсилення електронного підсилювача значення вихідного струму $I$ буде пропорційним ЕРС $E_x$, а отже, буде мірою вимірюваного $pH$.

## 25.4. Іонометрія, сучасний стан та перспективи

Розвиток іонометрії, який почався понад 10 років тому, привів до створення нового виду електродних сенсорів – іоноселективних електродів (ІСЕ). І якщо початковий етап розвитку іонометрії був пов'язаний з інтенсивним пошуком нових електродних матеріалів і нових конструкцій, то згодом основна увага приділялась глибокому вивченню іонної селективності, механізму електродних реакцій, розширенню практичного використання іонних сенсорів, особливо в клінічній практиці та при дослідженні довкілля.

Поява нових аналітичних методів, заснованих на використанні ІСЕ, пояснюється широкими можливостями цих сенсорів при дослідженні активності іонів натрія, калія, кальція, фторид-, хлорид-, нітрат- та сульфідіонів. ІСЕ можуть використовуватися при дослідженні органічних сполук, таких, як амигдалін, холестерин, сечовина та ін., а також при визначенні концентрації розчинних газів, наприклад, аміаку, оксидів азоту, діоксиду вуглецю.

Іонометрія відрізняється від інших методів фізико-хімічних досліджень відносною простотою, а завдяки портативним варіантам ІСЕ та спеціальній іонометричній апаратурі дослідження можна проводити не лише в лабораторних умовах, але і на підприємствах, в клініках, зокрема для післяопераційного контролю pH, pNa, pK – показників крові.

Отже, використання ІСЕ у різних галузях діяльності стає дедалі вагомішим. Нажаль, в Україні такі прилади не випускаються, хоча для цього є відповідна науково-теоретична база, створена відомим вченим Б.П. Нікольським.

Оскільки основними вимірювальними елементами в іонометрії є іоноселективні електроди, зупинимось на їх сучасному стані та можливостях використання в іонометрії.

Іоноселективний електрод – це електрохімічний перетворювач, призначений для потенціометричного визначення активності певних іонів, здебільшого у водних розчинах, а в окремих випадках і у неводних середовищах (в останньому випадку є необхідність введення так званого індеферентного електроліта).

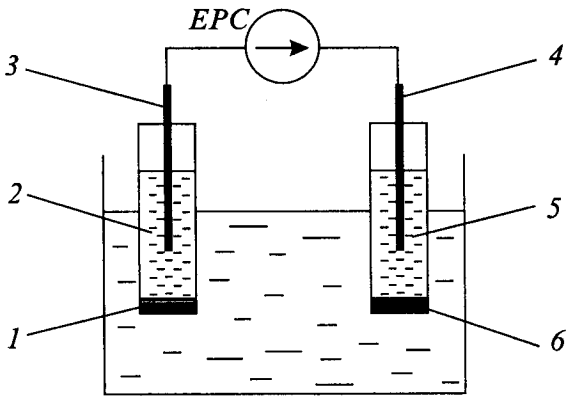



***Рис. 25.6.*** *Типова електродна система*

Типова електродна система іонометра складається з вимірювального ІСЕ та електрода порівняння (рис. 25.6).

Вимірювальний іоноселективний електрод – це гальванічний перетворювач (напівелемент), що складається з іоноселективної мембрани 1, внутрішнього контактного розчину 2 (або твердого контакту – повністю твердофазна конструкція) та внутрішнього вимірювального електрода 3. Другий напівелемент утворений зовнішнім електродом порівняння 4, що занурений в стандартний електроліт (сольовий місток) 5, який контактує з досліджуваним розчином через діафрагму 6.

ІСЕ можна класифікувати згідно з природою електродноактивного матеріалу мембрани на такі типи:

- електроди з твердою мембраною, для виготовлення яких використовуються кристалічні матеріали;
- скляні мембранні електроди, виготовлені з літієвого, алюмосилікатного або багатокомпонентного шкла;
- електроди на основі рідких іоннообмінників, мембрана яких складається з незмішуваної з водою органічної фази; вона містить рухомі іоні або іонні сполуки (основи, солі, гідрофобні кислоти);
- електроди з рідкими мембранами на основі нейтральних носіїв; мембрана є електронейтральним розчином специфічних комплексоутворюючих реагентів (іонофорів), які утворюються в інертній полімерній матриці;
- іоноселективні польові транзистори, які є гібридними пристроями, що містять іоноселективний електрод і польовий транзистор на основі системи метал–окид металу (МОПТ).

Значний успіх використання транзисторного ІСЕ дає поштовх у напрямку розвитку дешевої технології і ставить нові й цікаві запитання перед теорією ІСЕ, яка ще далеко не закінчила свій розвиток.

Часткові потенціали електродної системи з іоноселективним мембранним вимірювальним електродом можна подати так:




Очевидно, що ЕРС електродної системи

$$E = (E_1 + E_2 + E_3) + E_j + E_M$$

Існування так званого потенціалу рідинного стану $E_j$ приводить до певного зміщення електродної функції іоноселективної мембрани. У практиці іонометрії вибирають таку комбінацію електродів, для якої $E_j = 0$. Тоді

$$E = (E_1 + E_2 + E_3) + E_M = E_0 + E_M.$$

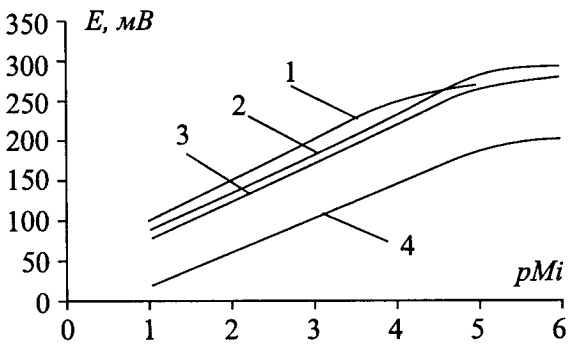



***Рис. 25.7.*** *Калібрувальні графіки для: 1 – натрій-; 2 – калій-; 3 – хлорид-; 4 – фторидселективних електродів американської фірми "Orion"*

Типові криві потенціал – концентрація для іоноселективних вимірювальних кіл наведені на рис. 25.7. Очевидно, що нижня границя вимірюваних концентрацій обмежена лінійною ділянкою електродної функції.

В принципі іонометри повністю аналогічні pH-метрам з високою роздільною здатністю. Прилади для вимірювань *pH* чи то з аналоговою чи цифровою індикацією з ціною поділки 1 *мВ/под* з однаковим успіхом можуть бути використані і як в *pH*-метрах і як іонометрах при наявності градуювальних діаграм, які складаються, використовуючи розчини з відомою концентрацією відповідних іонів.

## 25.5. 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-хемічна властивість досліджуваного газу, яка відрізняється від властивостей інших складових досліджуваного газового середовища. Існують газоаналізатори, призначені для аналізу різних складових багатокомпонентних 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 $\alpha$- і $\beta$-радіоактивне випромінювання. $\gamma$-випромінювання не використовується через малу іонізуючу і велику проникну властивості, що зумовлює значне збільшення розмірів іонізуючої камери і необхідність створення ефективного захисту від випромінювання.

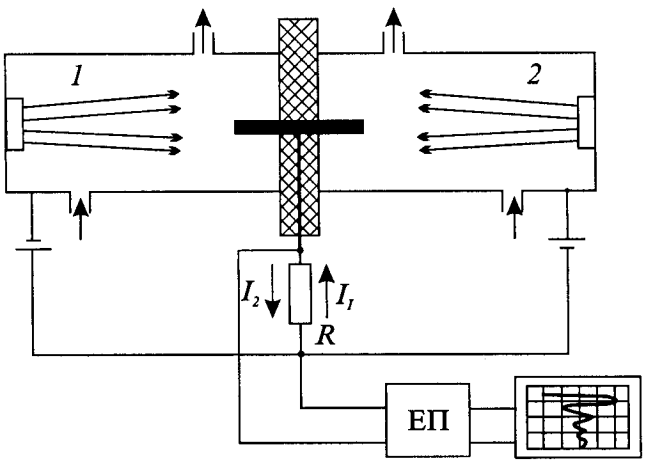



***Рис. 25.8.*** *Спрощена схема іонізаційного газоаналізатора*

Найпростіша схема іонізаційного газоаналізатора з $\beta$-випромінюванням показана на рис. 25.8. В камері газова суміш іонізується джерелом $\beta$-випромінювання. Під дією прикладеної напруги $U$ утворені внаслідок іонізації іони попадають на колектор (внутрішній електрод), внаслідок чого в колі колектора виникає струм, який вимірюється вимірювальним приладом ВПР після підсилення підсилювачем з великим вхідним опором.

Практично лінійну характеристику, малу інерційність і високу чутливість мають диференціальні іонізаційні газоаналізатори, що складаються з двох ідентичних іонізуючих камер, через одну з яких пропускається чистий газ-носій (гелій або водень), а через іншу – газ-носій з компонентом газу, що аналізується. Камери мають спільний колектор іонів та ідентичні джерела $\beta$-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.

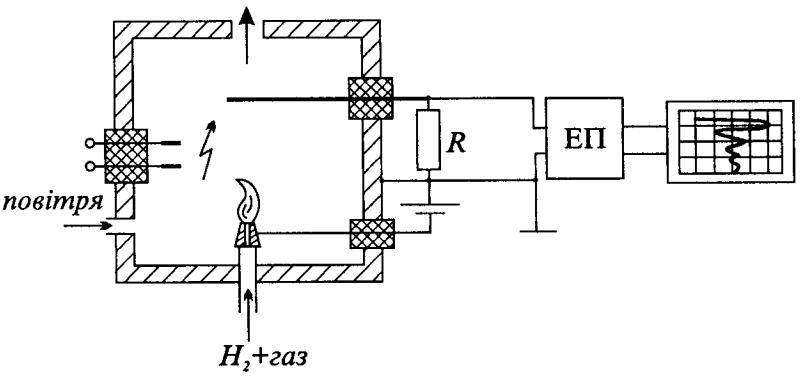



***Рис. 25.9.*** *Схема іонізаційно-полум'яного газоаналізатора*

Полум'я чистого водню майже не створює іонів і тому має дуже високий опір ($10^{12}...10^{14}$ *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. 25.9 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.

Над полум'ям встановлений ізольований 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 $10^{-14}...10^{-12}$ *г/с*.

*Теплові методи* аналізу основані 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, основані 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...100 °*C*.

Як чутливі елементи в термокондуктометричних газоаналізаторах та вакумметрах 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

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. 25.10). По осі кожної з чотирьох камер встановлені тоненькі платинові дротини, ізольовані 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. 25.10,*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 градуювальну криву, за якою повинна бути побудована шкала вимірювального приладу.

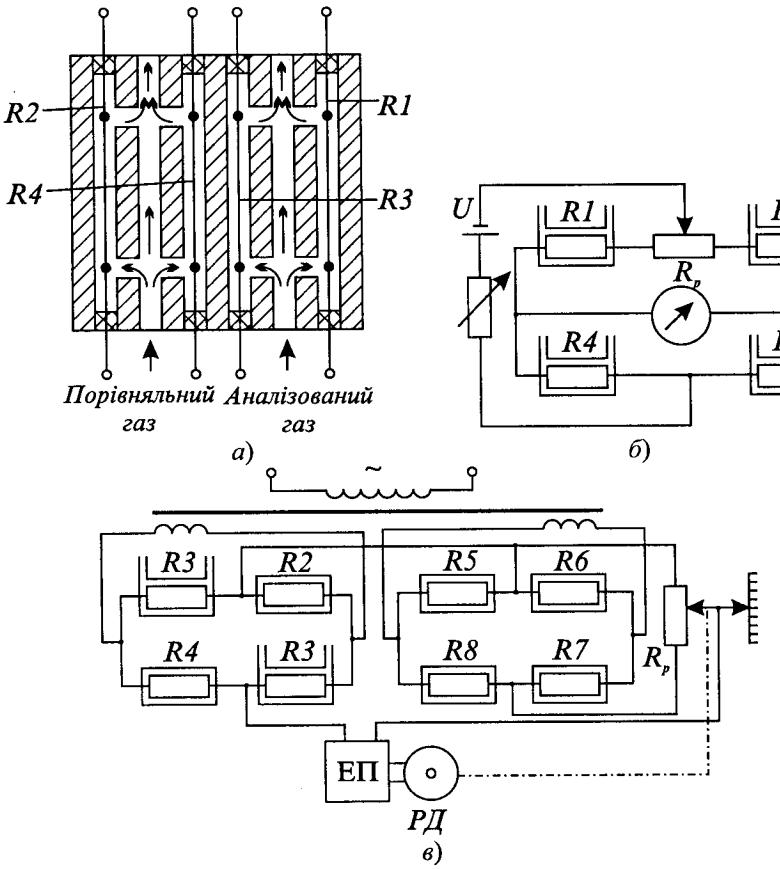



***Рис. 25.10.*** *Давач термокондуктометричного газоаналізатора та його вимірювальні кола*

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 границях 0...100 % для багатокомпонентних сумішей газів. Основна похибка газоаналізатора ±2,5 %, інерційність 1–2 хв.

На рис. 25.10,*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, яка 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 яких терморезистори омиваються аналізованою газовою сумішшю. Напруга на вихідній діагоналі вимірювального моста пропорційна концентрації досліджувального газу, компенсується напругою на верхній ділянці реохорда $R_P$, який 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 границях від 0 до 100 %. Основна похибка не перевищує ±2,5 %, стала часу – 60–120 с.

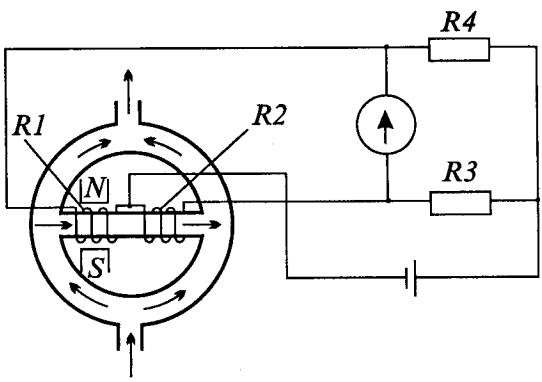



***Рис. 25.11.*** *Схема термомагнітного киснеміра*

*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. 25.11 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 $R1$ і $R2$. Чутливий елемент $R_1$ розміщений між полюсами постійного магніту. Чутливі елементи $R_1$ і $R_2$ разом з резисторами $R3$ і $R4$ утворюють міст постійного струму, який живиться від стабілізованого джерела живлення.

Якщо аналізований газ містить кисень, то такий газ (парамагнітний) всмоктується з лівого боку в горизонтальну скляну трубку і в ній підігрівається. Оскільки під час нагрівання газу його магнітна сприйнятливість 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 $R1$ знаходиться в зоні холодного газу, а терморезистор $R2$ – 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. У 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.

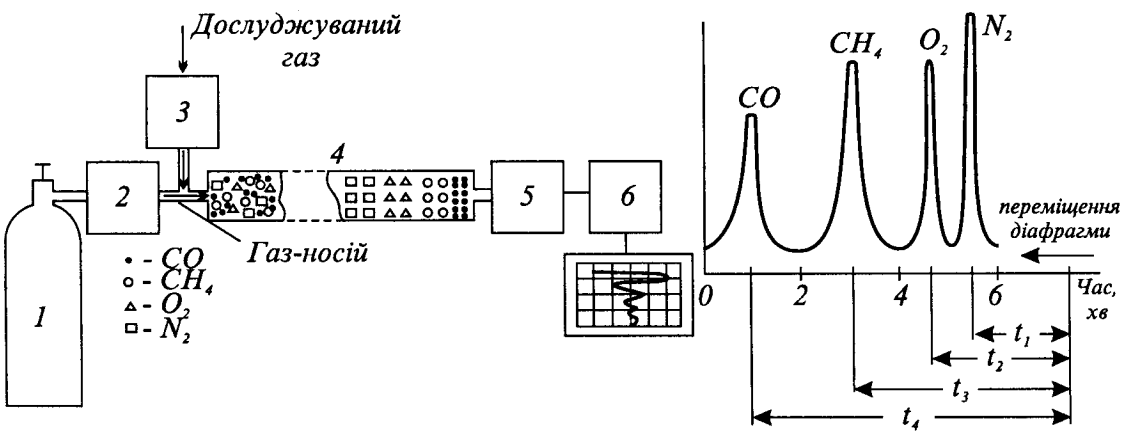



***Рис. 25.12.*** *Принципова схема газового хроматографа і зразок хромограми*

Принципова схема газового хроматографа зображена на рис. 25.10. Газ-носій 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.

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.

## 25.6. 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 *вологомісткістю* – 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 *вологомісткістю* – 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. 25.13 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 підімкнені до джерела постійного струму 5.

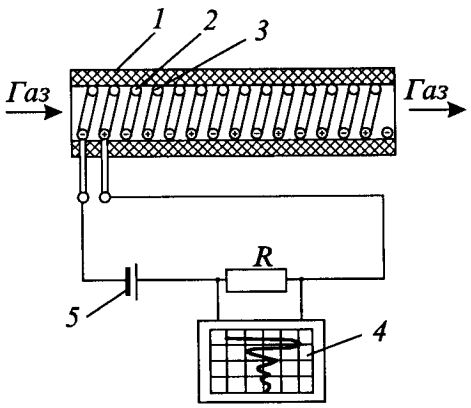



***Рис. 25.13.*** *Схема кулонометричного гігрометра*

Електроди утворюють спіральний проміжок, який покритий тонкою плівкою з фосфорного ангідриду, який є високоефективним 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:

$$P_2O_5 + H_2O \rightarrow 2HPO_3$$

$$4HPO_3 \rightarrow 2H_2 + O_2 + 2P_2O_5.$$

Струм електролізу, який вимірюється за спадом напруги на резисторі $R$ за допомогою автоматичного компенсатора 4, пропорційний абсолютній вологості газу:

$$I = \frac{F \cdot z}{m} Q_v a_v,$$

де $F$ – стала Фарадея; $z$ – основність; $m$ – молекулярна маса води; $Q_v$ – об'ємні витрати газу $м^3/с$; $a_v$ – абсолютна вологість, $г/м^3$.

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 ±(1,5…5)% при температурі аналізованого газу від -10 до +60 °$C$ і тиску $10^4 \ldots 6 \cdot 10^6$ *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. 25.14) 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 фото-

елемент, викликаючи струм зворотного зв'язку і, відповідно, охолодження дзеркала. 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 досліджуваним 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.

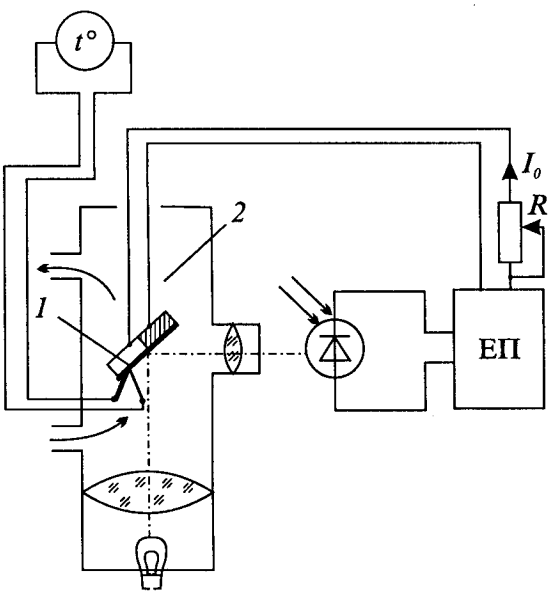



***Рис. 25.14.*** *Схема автоматичного вологоміра точки роси*

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 °*C* знаходиться в границях ±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...100 °*C*) широко використовується психрометричний метод, оснований на вимірюванні різниці температур $t_c$ та $t_м$ 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 $\varphi$ визначається деякою складною функцією різниці чи відношення температур $t_c$ і $t_м$ здебільшого за допомогою психрометричних таблиць.

В автоматичних психрометрах (рис. 25.15) різниця температур вимірюється за допомогою терморезистивних перетворювачів, увімкнених у двомостову компенсаційну вимірювальну схему. Напруга розбалансу кожного з мостів буде пропорційною від-

повідно температурі $t_м$ та $t_с$, а різниця цих напруг буде мірою вимірюваної вологості. А оскільки напруга розбалансу двомостового кола автоматично врівноважується спадом напруги на реохорді, то переміщення повзунка реохорда і відповідно покажчика відлікового пристрою будуть також мірою вимірювальної вологості, а шкала може бути проградуйована в одиницях вимірюваної величини. До переваг психрометричного методу вимірювання вологості належить його порівняно висока точність, висока чутливість при температурах вище від 0 °С, до недоліків – зменшення точності і чутливості при низьких температурах, нестабільність функції перетворення (психрометричної сталої), викликана впливом зовнішніх чинників.

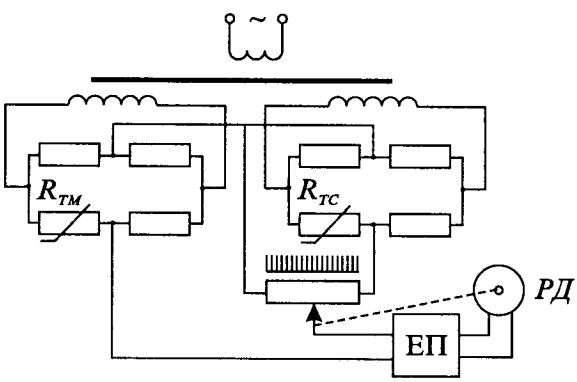



***Рис. 25.15.*** *Принципова схема двомостового компенсаційного психрометра*

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 степеневою 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 $e = 2{,}0\ldots5{,}0$, а для води $e_в = 81{,}0$, то невелика зміна вологості матеріалу призводить до значної зміни результівної діелектричної проникності. Як вимірювальні кола в ємнісних вологомірах найчастіше використовуються трансформаторні мости з тісним індуктивним зв'язком плеч, а також резонансні вимірювальні кола.

# Розділ 26
# ВИМІРЮВАННЯ ПАРАМЕТРІВ РАДІАЦІЇ

## 26.1. Загальні відомості

*Іонізуюча радіація* – електромагнітне або ядерне (α, β, γ) випромінювання, енергія якого є достатньою для іонізації матеріалу, яким вони поглинаються. Розрізняють випромінювання, які 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 вирваних 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; інтенсивністю їх взаємодії з певною речовиною, що опромінюється; силою (активністю, часом розпаду) джерела випромінювання, енергією і геометрією пучка променів.

*Потоком* іонізуючого випромінювання називають відношення кількості іонізуючих частинок $\Delta N$, що проходять через дану поверхню за інтервал часу $\Delta t$, до цього інтервалу, що можна записати у вигляді відношення похідних:

$$F = dN / dt \; [c^{-1}].$$

*Густина потоку* іонізуючих частинок – відношення потоку іонізуючих частинок $dF$, до площі поперечного перерізу $dS$ поверхні, яку вони пронизують:

$$\varphi = \frac{dF}{dS} = \frac{d^2 N}{dSdt} \left[ м^{-2} c^{-1} \right].$$

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 $\lambda$ – стала розпаду, яка характеризує його швидкість ($c^{-1}$).

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 $\lambda = 0{,}693 \cdot T_{0,5}$.

Однією з основних характеристик радіоактивних речовин є *активність* радіоактивного ізотопу. Вона відображає відношення кількості актів розпаду $dN$, які відбуваються за інтервал часу $dt$ до цього інтервалу часу $A = dN / dt$. Одиницею активності радіонукліда є беккерель (*Бк*), що має розмірність $с^{-1}$. 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 *Бк/м*$^3$.

*Питома активність* дорівнює активності $A$ радіонукліда у джерелі до маси $m$ джерела – $A_m = A / m$. Питома активність вимірюється у *Бк/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 описують 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 ґрей (1 *Ґр* відповідає 1 *джоулю* на *кг*) і *рад* (абревіатура від Radiation Absorbed Dose – *rad*): 1 *рад* = 100 *ерг/г* = $10^{-2}$ *Дж/кг* = $10^{-2}$ *Ґр*, 1 *Ґр* = 100 *рад*.

Поглинута доза є фундаментальним показником, оскільки біологічна дія випромінювання може бути пов'язана з енергією випромінювання, яку витримує жива тканина. Дози, які в практиці захисту живих організмів від випромінювання вважаються допустимими, становлять $10^{-7}$...$10^{-8}$ *Ґр*. 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 *рентґен*: 1 $P = 2{,}58 \cdot 10^{-4}$ *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 SI – "кулон на кілограм", яка із рентґеном пов'язана співвідношенням 1 *Кл/кг* = $3{,}78 \cdot 10^4$ *P*.

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 називається *еквівалентною дозою*. 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 (вимірюванні) 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 якої 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 рентґена": 100 *бер* = 1 *Зв*.

## 26.2. 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 спектра 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, що 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.

***Газонаповнені іонізаційні камери.*** Фізичні основи роботи газонаповнених іонізаційних камер такі (рис. 26.1, тут іонізаційний струм та напруга, прикладена до електродів, подані у відносних одиницях). Оскільки у звичайному стані гази 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 дійти до електродів, до їх рекомбінації дійти. У цьому випадку іонізаційний струм майже не залежатиме від напруги на камері і буде пропорційним до густини потоку частинок чи потужності дози (рис. 26.1, ділянка 3). Такий стан є звичайним режимом роботи іонізаційних камер (рис. 26.2).

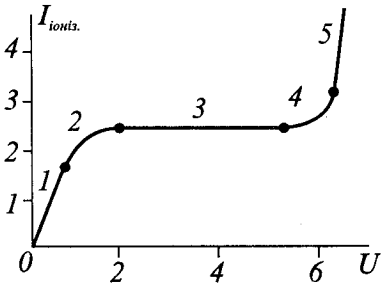



***Рис. 26.1.*** *Вольт-амперна характеристика газонаповнених детекторів випромінювання*

*Іонізаційна камера* – пристрій, розроблений для вимірювання кількості іонізаційного випромінювання, густини потоку чи потужності дози. Це металева камера, по осі якої всередині розташовано ізольований від неї металевий стержень – електрод.

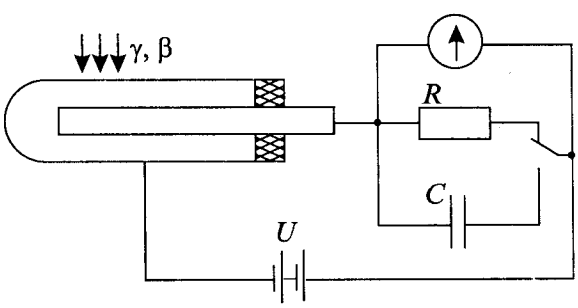



***Рис. 26.2.*** *Іонізаційна камера*

Зовнішнім електродом є стінки посудини. Камера заповнюється газом – найчастіше повітрям, тиск якого дорівнює атмосферному. До стержня і до стінок посудини під'єднано джерело напруги, яке створює між електродами певну різницю потенціалів. У електричне коло між джерелом напруги і електродами послідовно ввімкнено вимірювальний резистор або конденсатор, паралельно до якого 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, яка пропорційна до інтеграла струму в часі, вимірюють напругу, до якої зарядиться конденсатор.

При подальшому підвищенні напруги, прикладеної до електродів, 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 (рис. 26.1, ділянка 4) 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 (дози). Найширше пропорційні лічильники застосовуються для детектування альфа-частинок, нейтронів і фотонів.

***Лічильник Ґейґера–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 (рис. 26.1, ділянка 5) працює *лічильник Ґейґера–Мюллера*, котрий має високу чутливість (коєфіцієнт газового підсилення сягає $10^7 \ldots 10^{10}$).

Лічильник Ґейґера–Мюллера використовується для детекції одного випадку іонізації. Звичайно він обладнаний аудіо-пристроєм, який видає звукові сигнали у формі "клацання". Такий лічильник детектує гамма-фотони чи бета-частинки. Лічильники Ґейґера–Мюллера звичайно обладнані розділювальним екраном. Коли камера закрита екраном, до неї надходить тільки ґамма-радіація, у відкритому стані надходять бета- і ґамма-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, необхідне певне еталонне середовище, зміну стану якого 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. Тому германієві і кремнієві детектори необхідно охолоджувати до температури близько -200 °*C* і також використовувати електронні схеми перетворення імпульсів із малими власними шумами.

Для дозиметричних вимірювань використовують кристали сульфіду кадмію, електрична провідність яких 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 (фосфор, іонід натрію) під дією ядерного випромінювання світлових спалахів (сцинтиляцій).

Сцинтилятивний лічильник складається з чутливого до випромінювання сцинтилятивного детектора, у якому міститься кристалічний (або рідкий чи газоподібний) фосфор (чи іонід натрію), фотоелектронний помножувач і схема для підрахунку променевої емісії опроміненого елемента.

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 досліджуваного випромінювання.

Сцинтилятивні лічильники можуть детектувати альфа- і бета-частинки, ґамма-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 Ґейґера–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 ґамма-випромінювання від сотень до мільйонів *кГр*.

***Фотоемульсійні детектори.*** Фотоемульсія часто використовується як детектор радіації. Проте існує тенденція її заміни термолюмінесцентними 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 радіоактивності 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 *кГр* до 2 *кГр* і високоекспозиційна від 1 *кГр* до 1000 *кГр*.

Плівкові пакети широко використовуються як дешеві і точні засоби для реєстрації радіації. Їх недоліками є те, що тепло, вологість і старіння спричиняють природні зміни в 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, який 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 границях 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 *кГр* до 1000 *кГр* залежно від конкретного типу. Найчастіше використовуються у персональних дозиметрах.

На практиці важко реалізувати пристрій, який 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 напряму польоту частинок (променів), що зумовлена конструкцією камери та інше.

Типовою іонізаційною камерою, що вимірює тотальну дозу, є кишеньковий дозиметр (рис. 26.3). Він має розміри великої чорнильної ручки. Дозиметр має звичайну іонізаційну камеру 9, до якої підімкнення 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.

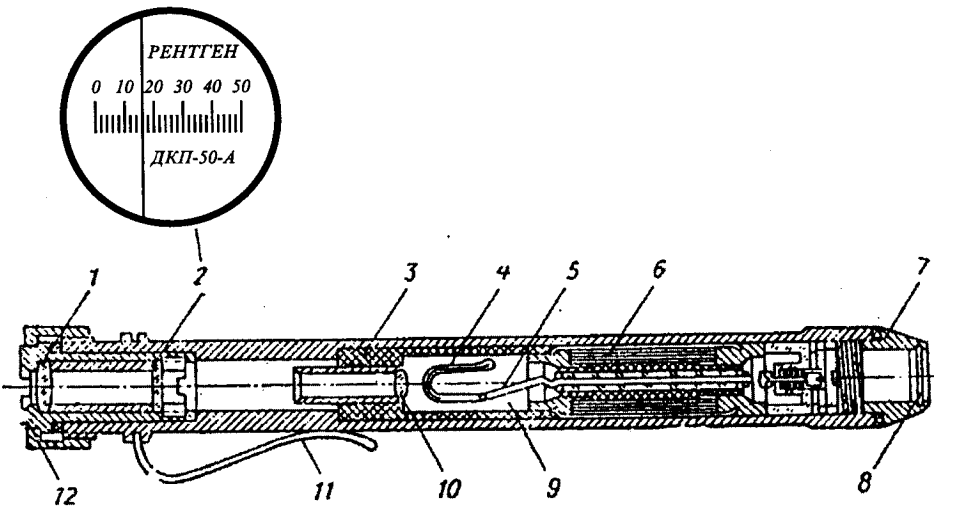



***Рис. 26.3.*** *Дозиметр кишеньковий*

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 *Р* до 50 *Р* при потужності дози від 0,5 *Р/год* до 200 *Р/год* у діапазоні енергій від 200 *кеВ* до 2 *МеВ*.

# ДОДАТКИ

*Додаток 1*

**Деякі одиниці фізичних величин в SI**

| **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 | м/s | м/с | $м \cdot с^{-1}$ |
| Прискорення | метр за секунду в квадраті | $m/s^2$ | $м/с^2$ | $м \cdot с^{-2}$ |
| Кутова швидкість | радіан за секунду | rad/s | рад/с | $с^{-1}$ |
| Кутове прискорення | радіан за секунду в квадраті | $rad/s^2$ | $рад/с^2$ | $с^{-2}$ |

*Продовження додатка 1*

| *1* | *2* | *3* | *4* | *5* |
|---|---|---|---|---|
| *Похідні одиниці періодичних явищ* | | | | |
| Період | секунда | s | с | с |
| Частота періодичного процесу | герц | Hz | Гц | $с^{-1}$ |
| Частота обертання | секунда в мінус першому степені | $s^{-1}$ | $с^{-1}$ | $с^{-1}$ |
| *Похідні одиниці механічних величин* | | | | |
| Густина | кілограм на кубічний метр | $kg/m^3$ | $кг/м^3$ | $м^{-3}·кг$ |
| Сила<br>Сила тяжіння | ньютон | N | Н | $м·кг·с^{-2}$ |
| Момент інерції | кілограм-метр в квадраті | $kg·m^2$ | $кг·м^2$ | $м^2·кг$ |
| Момент сили | ньютон-метр | N·m | Н·м | $м^2·кг·с^{-2}$ |
| Імпульс сили | ньютон-секунда | N·с | Н·с | $м·кг·с^{-1}$ |
| Тиск<br>Напруження | паскаль | Pa | Па | $м^{-1}·кг·с^{-2}$ |
| Робота<br>Енергія | джоуль | J | Дж | $м^2·кг·с^{-2}$ |
| Потужність | ват | W | Вт | $м^2·кг·с^{-3}$ |
| *Похідні одиниці теплових величин* | | | | |
| Температура<br>Цельсія | градус Цельсія | °C | °C | t°C=K-273,15 |
| Кількість теплоти | джоуль | J | Дж | $м^2·кг·с^{-2}$ |
| Тепловий потік | ват | W | Вт | $м^2·кг·с^{-3}$ |
| Теплопровідність | ват на метр-кельвін | W/(m·K) | Вт/(м·К) | $м·кг·с^{-3}·К^{-1}$ |
| Теплоємність<br>Ентропія | джоуль на кельвін | J/K | Дж/К | $м^2·кг·с^{-2}·К^{-1}$ |

*Продовження додатка 1*

| *1* | *2* | *3* | *4* | *5* |
|---|---|---|---|---|
| *Похідні одиниці електричних та магнітних величин* | | | | |
| Кількість електрики Електричний заряд | кулон | C | Кл | А·с |
| Електрична напруга, ЕРС | вольт | V | В | $м^2 \cdot кг \cdot с^{-3} \cdot А^{-1}$ |
| Електрична ємність | фарад | F | Ф | $м^{-2} \cdot кг^{-1} \cdot с^4 \cdot А^2$ |
| Електричний опір | ом | Ω | Ом | $м^2 \cdot кг \cdot с^{-3} \cdot А^{-2}$ |
| Напруженість магнітного поля | ампер на метр | A/m | А/м | $А \cdot м^{-1}$ |
| Магніторушійна сила | ампер | A | А | А |
| Магнітна індукція | тесла | T | Тл | $кг \cdot с^{-2} \cdot А^{-1}$ |
| Магнітний потік | вебер | Wb | Вб | $м^2 \cdot кг \cdot с^{-2} \cdot А^{-1}$ |
| Індуктивність Взаємна індуктивність | генрі | H | Гн | $м^2 \cdot кг \cdot с^{-2} \cdot А^{-2}$ |
| Магнітний опір | генрі в мінус першому степені | $H^{-1}$ | $Гн^{-1}$ | $м^{-2} \cdot кг^{-1} \cdot с^2 \cdot А^2$ |
| Магнітний опір | сіменс | S | См | $м^{-2} \cdot кг^{-1} \cdot с^3 \cdot А^2$ |
| Електрична провідність | сіменс | S | См | $м^{-2} \cdot кг^{-1} \cdot с^3 \cdot А^2$ |
| *Похідні одиниці світлових величин* | | | | |
| Енергія випромінювання | джоуль | J | Дж | $м^2 \cdot кг \cdot с^{-2}$ |
| Потужність (потік) випромінювання | ват | W | Вт | $м^2 \cdot кг \cdot с^{-3}$ |
| Енергетична сила світла | ват на стерадіан | W/sr | Вт/ср | $м^2 \cdot кг \cdot с^{-3}$ |
| Енергетична яскравість | ват на стерадіан-квадратний метр | $W/(sr \cdot m^2)$ | $Вт/(ср \cdot м^2)$ | $кг \cdot с^{-3}$ |
| Світловий потік | люмен | lm | лм | кд·ср |

*Продовження додатка 1*

| *1* | *2* | *3* | *4* | *5* |
|---|---|---|---|---|
| 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 | $м·с^{-1}$ |
| Інтенсивність звуку | ват на квадратний метр | $W/m^2$ | $Вт/м^2$ | $кг·с^{-3}$ |
| *Похідні одиниці фізичної хімії* | | | | |
| Молярна маса | кілограм на моль | kg/mol | кг/моль | $кг·моль^{-1}$ |
| Хімічний потенціал | джоуль на моль | J/mol | Дж/моль | $м^2·кг·с^{-2}·моль^{-1}$ |
| Масова концентрація | кілограм на кубічний метр | $kg/m^3$ | $кг/м^3$ | $кг·м^{-3}$ |
| Молярна концентрація | моль на кубічний метр | $mol/m^3$ | $моль/м^3$ | $м^{-3}·моль$ |
| Осмотичний тиск | паскаль | Pa | Па | $м^{-1}·кг·с^{-2}$ |
| *Похідні одиниці параметрів іонізаційного випромінювання* | | | | |
| Енергія іонізаційного випромінювання | джоуль | J | Дж | $м^2·кг·с^{-2}$ |
| Поглинена доза випромінювання | грей | Gy | Гр | $М^2·с^{-2}$ |
| Експозиційна доза рентгенівського та гамма-випромінювання | кулон на кілограм | C/kg | Кл/кг | $м^{-1}·с·А$ |

*Закінчення додатка 1*

| *1* | *2* | *3* | *4* | *5* |
|---|---|---|---|---|
| Еквівалентна доза випромінювання | зіверт | Sv | Зв | $м^2 \cdot с^{-2}$ |
| Активність нукліда в радіоактивному джерелі | беккерель | Bq | Бк | $с^{-1}$ |

*Додаток 2*

**Найважливіші фізичні константи**

| **Назва** | **Позначення** | **Значення констант в одиницях SI** |
|---|---|---|
| Абсолютний нуль температури | K | K=-273,16 °C |
| Потрійна точка води | $T_{тр}$ | (273,160±0,0001)K = (0,0100±0,0001)°C |
| Прискорення вільного падіння | g | 9,80665 $м/с^2$ |
| Стала Больцмана | k | $1,38 \cdot 10^{-23}$ Дж/К |
| Заряд електрона | e | $1,6 \cdot 10^{-19}$ Кл |
| Електрична стала | $\varepsilon_0$ | $8,854188 \cdot 10^{-12}$ Ф/м |
| Магнітна стала | $\mu_0$ | $1,255637 \cdot 10^{-6}$ Гн/м |
| Швидкість світла у вакуумі | c | $(2,997925 \pm 0,000005) \cdot 10^8$ м/с |
| Стала Планка | h | $(6,62618 \pm 0,00023) \cdot 10^{-34}$ Дж·с |
| Універсальна газова стала | R | 8,31441 Дж/(моль·К) |

*Додаток 3*

**Деякі узаконені позасистемні одиниці**

| **Величина** | **Одиниця** | | | **Співвідношення з одиницями SI** |
|---|---|---|---|---|
| | **назва** | **позначення** | | |
| | | *міжнародне* | *українське* | |
| *1* | *2* | *3* | *4* | *5* |
| Енергія | електрон-вольт | eV | еВ | 1 еВ=$1,6022 \cdot 10^{-19}$ Кл·В, (Дж) |
| Плоский кут | градус | ° | ° | 1°=(π/180) рад |

*Закінчення додатка 3*

| *1* | *2* | *3* | *4* | *5* |
|---|---|---|---|---|
| Об'єм | літр | l | л | 1 л=1 $дм^3$ |
| Тиск | бар | bar | бар | 1 бар=$10^5$ Па |
| Маса дорогоцінних каменів | карат | kt | кар | 1 кар=0,2 г |

*Додаток 4*

**Співвідношення деяких позасистемних одиниць з одиницями SI**

| **Назва величини** | **Позасистемні одиниці** | **Співвідношення з одиницею SI** |
|---|---|---|
| Довжина | Морська миля міжнародна | 1852 м |
| | Миля | 1609,344 м |
| | Дюйм | 0,0254 м |
| | Дюйм трубний | 0,0338 м |
| | Ярд = 3 футам = 36 дюймам | 0,9144 м |
| | Фут = 12 дюймам | 0,30480 м |
| Об'єм місткість | Літр ($дм^3$) | $1 \cdot 10^{-3}$ $м^3$ |
| | 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 | Карат | 0,2 г |
| | Унція | 28,35 г |
| | Фунт торговий (Англія) | 453,59 г |
| | Трійська унція = аптекарській унції | 31,1035 г |
| | Центнер | 100 кг |
| Швидкість | Морська миля за годину (вузол) | 1,852 км/год |
| | Миля за годину | 1,6093 км/год |

*Додаток 5*

**Співвідношення деяких старослов'янських одиницьз одиницями SI**

| **Назва величини** | **Старослов'янська одиниця** | **Співвідношення з одиницею SI** |
|---|---|---|
| Довжина | верста | 1,06680 км |
| | сажень | 2,11360 км |
| | 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 $м^2$ |

*Додаток 6*

## НАЦІОНАЛЬНА ЕТАЛОННА БАЗА УКРАЇНИ

*Наказом №117 від 12. 03. 99 р. Держстандарт України затвердив перелік вихідних еталонів України. Разом з наказами про затвердження державних еталонів цей наказ завершує юридичне оформлення складу Національної еталонної бази України за станом на червень1999 р.*

### І. ПЕРЕЛІК ДЕРЖАВНИХ ЕТАЛОНІВ УКРАЇНИ

| **Назва та реєстраційний номер державного еталона (номер нормативного документа на державну повірочну схему)** | **Метрологічні характеристики** | | |
|---|---|---|---|
| | **діапазон значень або номінальне значення величини** | **похибки вимірювань (S,Θ)** | **місце зберігання** |
| *1* | *2* | *3* | *4* |
| **01 ВИМІРЮВАННЯ ГЕОМЕТРИЧНИХ ВЕЛИЧИН** | | | |
| 1. Державний спеціальний еталон одиниці довжини для параметрів евольвентних поверхонь та кута нахилу лінії зуба ДЕТУ 01-01-96 (ДСТУ 3385-96) | Радіус основного кола евольвенти від 37 до 150мм Кути нахилу лінії зуба на ширині від 10 до 160мкм Кути розгорнутості від 0 до $35^0$ | S = 0,25мкм Θ = 0,15мкм (для параметрів евольвентних поверхонь) Θ = 0,50мкм (для параметрів кута нахилу лінії зуба) | ДНВО "Метрологія" |
| 2. Державний спеціальний еталон одиниці довжини для відхилень від прямолінійності та площинності ДЕТУ 01-02-96 (ДСТУ 3386-96) | Від 0 до 10 мкм | S = 0,1L мкм Θ = 0,1L мкм (L –довжина поверхні, що повіряється,м) | ДНВО "Метрологія" |
| 3. Державний первинний еталон одиниці довжини ДЕТУ 01-03-98 (ДСТУ 3741-98) | 1 м | $S_B \le 2{,}5\cdot10^{-11}$ $\Theta_B \le 1{,}2\cdot10^{-11}$ | ДНВО "Метрологія" |
| **02 ВИМІРЮВАННЯ МЕХАНІЧНИХ ВЕЛИЧИН** | | | |
| 4. Державний первинний еталон одиниці маси ДЕТУ 02-01-96 (ДСТУ 3381-96) | 1 кг | $S \le 8\cdot10^{-3}$ | ДНВО "Метрологія" |
| 5. Державний спеціальний еталон одиниці прискорення сили ваги ДЕТУ 02-02-96 (ДСТУ 3382-96) | Від 977 до 985 Гал | S ≤ 5 мкГал Θ ≤ 8 мкГал | ДНВО "Метрологія" |

*Продовження додатка 6*

| *1* | *2* | *3* | *4* |
|---|---|---|---|
| 6. Державний первинний еталон одиниць твердості за шкалами Брінелля та Віккерса ДЕТУ 002-03-99 | Від 8 до 450 HB<br>Від 8 до 2000 HV | $S_B \le 1 \cdot 10^{-3}$<br>$\Theta \le 3 \cdot 10^{-3}$<br>$S_B \le 2 \cdot 10^{-3}$ (при навантаженнях від 9,8 до 19,6 Н)<br>$\Theta \le 6 \cdot 10^{-3}$ (при навантаженнях від 9,8 до 19,6 Н)<br>$S_B \le 1 \cdot 10^{-3}$ (при навантаженнях від 49,0 до 980,7 Н)<br>$\Theta \le 3 \cdot 10^{-3}$ (при навантаженнях від 49,0 до 980,7 Н) | ДНВО "Метрологія" |
| 7. Державний первинний еталон одиниць твердості за шкалами Роквелла та Супер-Роквелла ДЕТУ 02-04-99 (ДСТУ 3869-99) | Від 70 до 93 HRA<br>Від 25 до 100 HRA<br>Від 20 до 67 HRC<br><br>Від 70 до 94 HRN 15<br>Від 40 до 86 HRN 30<br>Від 20 до 78 HRN 45<br>Від 65 до 93 HRT 15<br>Від 15 до 82 HRT 30<br>Від 10 до 72 HRT 45 | S = 0,08 HR<br>$\Theta$ = 0,25 HR<br><br>S = 0,16 HR<br>$\Theta$ = 0,5 HR | ДНВО "Метрологія" |
| **03 ВИМІРЮВАННЯ ПАРАМЕТРІВ ПОТОКУ, ВИТРАТИ, РІВНЯ, ОБ'ЄМУ РЕЧОВИН** | | | |
| 8. Державний спеціальний еталон одиниці об'єму та об'ємної витрати газу ДЕТУ 03-01-96 (ДСТУ 3383-96) | 1 $м^3$<br><br>Від $1{,}1 \cdot 10^{-3}$ до $5{,}5 \cdot 10^{-2}$ $м^3/с$ | $S_B \le 9 \cdot 10^{-4}$<br>$\Theta_B \le 0{,}5 \cdot 10^{-3}$<br><br>$S_B \le 1 \cdot 10^{-3}$<br>$\Theta_B \le 0{,}6 \cdot 10^{-3}$ | Івано-Франківське ВАТ "ПромприладІвано-Фра-нківський ДЦСМС |
| 9. Державний спеціальний еталон одиниці довжини для рівня рідини ДЕТУ 03-02-97 (ДСТУ 3497-97) | Від 0 до 20 м | S ≤ 0,3 мм<br>$\Theta$ ≤ 0,3 мм | ДНВО "Метрологія" |
| 10. Державний спеціальний еталон одиниці об'єму рідини ДЕТУ 03-03-97 (ДСТУ 3537-97) | Від $1 \cdot 10^{-3}$ до 1 $м^3$ | $S_B \le 0{,}003$ %<br>$\Theta_B \le 0{,}006$ % | ДНВО "Метрологія" |
| **04 ВИМІРЮВАННЯ ТИСКУ, ВАКУУМНІ ВИМІРЮВАННЯ** | | | |
| 11. Державний спеціальний еталон одиниці абсолютного тиску в діапазоні від $10^{-3}$ до $10^3$ Па ДЕТУ 04-01-96 (ДСТУ 3388-96) | Від $1 \cdot 10^{-3}$ до $1 \cdot 10^3$ Па | $S_B \le 3 \cdot 10^{-3}$<br>$\Theta_B \le 3 \cdot 10^{-3}$ | ДНВО "Метрологія" |

*Продовження додатка 6*

| 1 | 2 | 3 | 4 |
|---|---|---|---|
| 12. Державний первинний еталон одиниці абсолютного тиску в діапазоні від $2{,}7\cdot10^{2}$ до $1{,}3\cdot10^{5}$ Па ДЕТУ 04-02-97 (ДСТУ 3496-97) | Від $2{,}7\cdot10^{2}$ до $1{,}3\cdot10^{5}$ Па | $S \le 0{,}3$ Па<br>$\Theta \le 2$ Па | ДНВО "Метрологія" |
| **05 ВИМІРЮВАННЯ ФІЗИКО-ХЕМІЧНОГО СКЛАДУ ТА ВЛАСТИВОСТЕЙ РЕЧОВИН** | | | |
| 13. Державний первинний еталон одиниці молярної долі компонентів у газових середовищах ДЕТУ 05-01-96 (ДСТУ 3214-96) | Від $5\cdot10^{-5}$ до 99,99% | $S_B$ від $0{,}1\cdot10^{-3}$ до 0,6 %<br>$\Theta_B$ від $0{,}3\cdot10^{-3}$ до 6,5 % | УкрЦСМ |
| **06 ТЕМПЕРАТУРНІ ТА ТЕПЛОФІЗИЧНІ ВИМІРЮВАННЯ** | | | |
| 14. Державний спеціальний еталон одиниці температури в діапазоні $1\cdot10^{3}$ - $1\cdot10^{5}$ К за випромінюванням у мікрохвильовій смузі спектра ДЕТУ 06-01-96 (ГОСТ 8.558 -93 | Від $1\cdot10^{3}$ до $1\cdot10^{5}$ К | $S_B \le 3\cdot10^{-2}$<br>$\Theta_B \le 2\cdot10^{-2}$ | ДНВО "Метрологія" |
| 15. Державний спеціальний еталон одиниці питомої теплоємності твердих тіл в діапазоні температур 1800 – 3000 К ДЕТУ 06-02-96 (ГОСТ 8.176-85) | Від 50 до 2500 Дж/(кг·К) | $S_B \le 4\cdot10^{-4}$<br>$\Theta_B \le 3\cdot10^{-3}$ | ДНВО "Метрологія" |
| 16. Державний спеціальний еталон одиниці температури за випромінюванням в діапазоні від 1357,7 до 2800 К ДЕТУ 06-03-96 (ДСТУ 3194-95) | Від 1357,7 до 2800 К | $S \le 1{,}5$ К<br>$\Theta \le 0{,}5$ К | ДНВО "Метрологія" |
| 17. Державний первинний еталон одиниці енергії згорання ДЕТУ 06-04-97 (ДСТУ 2614-94) | Від 25 до 35 кДж | $S_B \le 4\cdot10^{-5}$<br>$\Theta_B \le 8\cdot10^{-5}$ | ДНВО "Метрологія" |
| 18. Державний первинний еталон одиниці – Кельвіна в діапазоні від 273,16 до 1357,77 К ДЕТУ 06-05-98 (ДСТУ 3742-98) | Від 273,16 до 1357,77 К | $S$ від $1\cdot10^{-4}$ до $1\cdot10^{-2}$ К<br>$\Theta$ від $2\cdot10^{-4}$ до $1\cdot10^{-3}$К | ДНВО "Метрологія" |

*Продовження додатка 6*

| *1* | *2* | *3* | *4* |
|---|---|---|---|
| 19. Державний первинний еталон одиниці температури Кельвіна в діапазоні від 13,80 до 273,16 К ДЕТУ 06-06-98 (ДСТУ 3742-98) | Від 13,80 до 273,16 К | S від $5\cdot10^{-4}$ до $1\cdot10^{-3}$ К Θ від $1\cdot10^{-3}$ до $3\cdot10^{-3}$К | ДНВО "Метрологія" |
| **07 ВИМІРЮВАННЯ ЧАСУ ТА ЧАСТОТИ** | | | |
| 20. Державний первинний еталон одиниць часу та частоти ДЕТУ 07-01-97 (ДСТУ 3538-97) | Від $1\cdot10^{-10}$ до $1\cdot10^{8}$ с Від 1 до $7\cdot10^{10}$ Гц | $S_B \le 5\cdot10^{-14}$ $\Theta_B \le 1\cdot10^{-13}$ | ДНВО "Метрологія" |
| **08 ВИМІРЮВАННЯ ЕЛЕКТРИЧНИХ І МАГНІТНИХ ВЕЛИЧИН** | | | |
| 21. Державний спеціальний еталон одиниці магнітної індукції в діапазоні 0,05-2Тл ДЕТУ 08-01-96 (ДСТУ 3390-96) | Від 0,05 до 2 Тл | $S_B \le 1\cdot10^{-6}$ $\Theta_B \le 3\cdot10^{-6}$ | ДНВО "Метрологія" |
| 22. Державний первинний еталон одиниці електричного опору ДЕТУ 08-02-98 (ДСТУ 3712-98) | 1 Ом 100 Ом | $S_B \le 3\cdot10^{-8}$ $\Theta_B \le 3\cdot10^{-}$ | ДНВО "Метрологія" |
| 23. Державний первинний еталон одиниці електрорушійної сили та постійної напруги ДЕТУ 08-03-99 (3834-98) | Від 0,01 до 1 В | $S_B \le 5\cdot10^{-9}$ $\Theta_B \le 1\cdot10^{-8}$ | ДНВО "Метрологія" |
| 24. Державний первинний еталон одиниці електричної напруги постійного струму у діапазоні від 1 до 180 кВ ДЕТУ 08-04-99 | Від 1 до 180 кВ | $S_B \le 5\cdot10^{-5}$ $\Theta_B \le 3\cdot10^{-4}$ | УкрЦСМ |

*Продовження додатка 6*

| *1* | *2* | *3* | *4* |
|---|---|---|---|
| 25. Державний первинний еталон одиниці електричної напруги змінного струму в діапазоні від 1 до 1,2·330/√3 кВ та коефіцієнта масштабного перетворення електричної напруги ДЕТУ 08-05-99 | Від 1 до $1{,}2\,330/\sqrt{3}$ кВ на частоті 50 Гц<br>Від $\dfrac{1\cdot10^3}{\text{від}\,\frac{100}{3}\,\text{до}\,150}$<br>до $\dfrac{\frac{330}{\sqrt{3}}10^3}{\text{від}\,\frac{100}{3}\,\text{до}\,150}$<br>на частоті 50 Гц | $S_B$ від $0{,}5\cdot10^{-4}$ до $5\cdot10^{-4}$<br>$\Theta_B \le 0{,}5\cdot10^{-3}$<br>$S_B$ від $0{,}2\cdot10^{-4}$ до $1\cdot10^{-4}$<br>$\Theta_B$ від $0{,}5\cdot10^{-4}$ до $2\cdot10^{-4}$<br>$\Theta$ (кутова) від 0,5 до 1,5 | УкрЦСМ |
| **09 РАДІОТЕХНІЧНІ ТА РАДІОЕЛЕКТРОННІ ВИМІРЮВАННЯ** | | | |
| 26. Державний первинний еталон одиниці коефіцієнта гармонік ДЕТУ 09-01-96 (ДСТУ 3391-96) | Від 0,003 до 100 % | $S \le 0{,}03$ %<br>$\Theta_B = [(0{,}003\text{-}0{,}01)к_г + (0{,}0003 - 0{,}003)]$ % | ДНВО "Метрологія" |
| 27. Державний первинний еталон одиниці коефіцієнта амплітудної модуляції високочастотних коливань ДЕТУ 09-02-96 (ДСТУ 3393-96) | Від 0,1 до 100 % | $S \le 0{,}03$ %<br>$\Theta_B$ від 0,15 до 0,3 % | ДНВО "Метрологія" |
| 28. Державний первинний еталон одиниці девіації частоти частотномодульованих коливаньДЕТУ 09-03-96 (ДСТУ 3392-96) | $\Delta f$ від 10 Гц до 1 МГц | $S \le 5\cdot10^{-4}\ \Delta f$<br>$\Theta \le (0{,}5 - 2{,}0)\cdot10^{-3}\ \Delta f$ | ДНВО "Метрологія" |
| 29. Державний спеціальний еталон одиниці потужності електромагнітних коливань у хвилеводних трактах у діапазоні від 37,5 до 178,6 ГГц ДЕТУ 09-04-96 (ДСТУ 3384-96) | Від $1\cdot10^{-3}$ до $1\cdot10^{-2}$ Вт | $S_B \le 0{,}5\cdot10^{-3}$ (для діапазону від 37,5 до 78,3 ГГц)<br>$\Theta_B \le 5\cdot10^{-3}$ (для діапазону від 37,5 до 78,3 ГГц)<br>$S_B \le 1\cdot10^{-3}$ (для діа-пазону від 78,3 до 178,6 ГГц)<br>$\Theta_B \le 1\cdot10^{-2}$ (для діа-пазону від 78,3 до 178,6 ГГц) | ДНВО "Метрологія" |

*Продовження додатка 6*

| 1 | 2 | 3 | 4 |
|---|---|---|---|
| **11 ОПТИКО-ФІЗИЧНІ ВИМІРЮВАННЯ** | | | |
| 30. Державний спеціальний еталон одиниці енергетичної освітленості некогерентним випромінюванням ДЕТУ 11-01-96 (ДСТУ 3193-96) | Від $1 \cdot 10$ до $1 \cdot 10^5$ Вт/м$^2$ | $S_B \le 0{,}25 \cdot 10^{-2}$<br>$\Theta_B \le 0{,}28 \cdot 10^{-2}$ | ДНВО "Метрологія" |
| 31. Державний первинний еталон одиниці сили світла ДЕТУ 11-02-96 (ДСТУ 3394-96) | Від 1 до 100 кд | $S \le 0{,}1 \cdot 10^{-2}$<br>$\Theta \le 0{,}15 \cdot 10^{-2}$ | ДНВО "Метрологія" |
| 32. Державний спеціальний еталон одиниці потужності слабких імпульсних світлових потоків випромінювання від $1 \cdot 10^{-6}$ до $1 \cdot 10^{-2}$ *Вт* в діапазоні довжин хвиль від 0,4 до 1,6 *мкм* ДЕТУ 11-03-96 (ДСТУ 3387-96) | Від $1 \cdot 10^{-6}$ до $1 \cdot 10^{-2}$ Вт | $S_B \le 2 \cdot 10^{-2}$<br>$\Theta_B \le 5 \cdot 10^{-2}$<br>(в імпульсі)<br>$\Theta_B \le 2 \cdot 10^{-2}$<br>(безперервне випромінювання) | ДНВО "Метрологія" |
| 33. Державний спеціальний еталон одиниць середньої потужності та енергії лазерного випромінювання ДЕТУ 11-04-97 (ДСТУ 3539-97) | Від $1 \cdot 10^{-4}$ до 1 Вт<br>Від $1 \cdot 10^{-4}$ до 1 Дж | $S_B \le 0{,}1 \cdot 10^{-2}$<br>$\Theta_B \le 0{,}08 \cdot 10^{-2}$<br>(для 1 Вт)<br>$S_B \le 0{,}3 \cdot 10^{-2}$<br>$\Theta_B \le 0{,}4 \cdot 10^{-2}$<br>(для $1 \cdot 10^{-4}$ Вт)<br>$S_B \le 0{,}2 \cdot 10^{-2}$<br>$\Theta_B \le 0{,}1 \cdot 10^{-2}$<br>(для 1 Дж)<br>$S_B \le 0{,}3 \cdot 10^{-2}$<br>$\Theta_B \le 0{,}4 \cdot 10^{-2}$<br>(для $1 \cdot 10^{-4}$ Дж) | ДНВО "Метрологія" |
| **12 ВИМІРЮВАННЯ ІОНІЗУЮЧИХ ВИПРОМІНЕНЬ ТА ЯДЕРНИХ КОНСТАНТ** | | | |
| 34. Державний спеціальний еталон одиниці об'ємної активності радону-222 ДЕТУ 12-01-97 (ДСТУ 3536-97) | Від 1,0 до $5 \cdot 10^4$ Бк/м$^3$ | $S_B \le 3$ %<br>$\Theta_B \le 1{,}5$ % | ДНВО "Метрологія" |

*Закінчення додатка 6*

| *1* | *2* | *3* | *4* |
|---|---|---|---|
| 35. Державний первинний еталон одиниці активності радіонуклідів ДЕТУ 03-02-97 (ДСТУ 3497-97) | Від 5 до $5 \cdot 10^{12}$ *Бк* | $S_B$ від $0{,}02 \cdot 10^{-2}$ до $0{,}2 \cdot 10^{-2}$ $\Theta_B$ від $1 \cdot 10^{-2}$ до $4 \cdot 10^{-2}$ | ДНВО "Метрологія" |

## II. ПЕРЕЛІК ВИХІДНИХ ЕТАЛОНІВ УКРАЇНИ

| **Назва та шифр вихідного еталона** | **Метрологічні характеристики** | | **Місце зберігання** |
|---|---|---|---|
| | ***діапазон вимірювань*** | ***похибки вимірювань*** ($\theta$, $S$, $S_\Sigma$, $\Delta$, $\delta$, *клас точності*) | |
| *1* | *2* | *3* | *4* |
| **01 ВИМІРЮВАННЯ ГЕОМЕТРИЧНИХ ВЕЛИЧИН** | | | |
| 1. Вторинний еталон одиниці довжини ВЕТУ 01-03-02-98 | 24 – 1000 м | S = 0,1 мм<br>θ = 0,1 мм | ДНВО "Метрологія" |
| 2. Вторинний еталон одиниці довжини ВЕТУ 01-03-03-98 | 0 – 100 мм | $S_\Sigma = (0{,}02 + 0{,}1L)$ мкм | УкрЦСМ |
| 3. Вторинний еталон одиниці плоского кута ВЕТУ 01-22-01-98 | $0 - 360^0$ | S = 0,01″<br>θ = 0,04″ | УкрЦСМ |
| 4. Мікровисотомір інтерференційний МВИ-2 | 0 – 20 мкм<br>0 – 200 мкм | $\Delta_B = 0{,}05 - 0{,}1\%$<br>$\Delta_B = 0{,}01 - 0{,}03\%$ | УкрЦСМ |
| 5. Міра штрихова довжини 1-го розряду II-Б | 0 – 200 мм | $\delta = (0{,}1 + 0{,}2L)$ мкм | УкрЦСМ |
| **02 ВИМІРЮВАННЯ МЕХАНІЧНИХ ВЕЛИЧИН** | | | |
| 6. Робочий еталон одиниці сили 1-го розряду | 1 МН | $\Delta_0 = \pm 0{,}02$ % | Харківський ДЦСМС |
| 7. Робочий еталон одиниці сили 1-го розряду | 20 кН | $\Delta_0 = \pm 0{,}02$ % | Харківський ДЦСМС |
| 8. Робочий еталон одиниці сили 1-го розряду | 5 кН | $\Delta_0 = \pm 0{,}02$ % | Харківський ДЦСМС |
| 9. Установка для повірки засобів вимірювань віброприскорення на частоті 0,65 Гц для трикомпонентної акселерометрії | 0,05–300см/с$^2$ | $\Delta_B = \pm (0{,}3 + 10/A)\%$ | ДНВО "Метрологія |
| 10. Установка для повірки засобів вимірювань швидкості повітряного потоку | 0,1 – 20,0 м/с<br>0,1 – 5,0 м/с<br>5,0 – 20,0 м/с | $\Delta = \pm (0{,}05 + 0{,}02\ v)$<br>$\Delta = \pm (0{,}25 + 0{,}02\ v)$ | Донецький ДЦСМС |
| 11. Установка 1-го розряду для повірки засобів вимірювань прискорення при ударному русі | $10 - 5 \cdot 10^5$ м/с$^2$ | $\delta_B = \pm 10$ % | УкрЦСМ |

*Продовження додатка 6*

| *1* | *2* | *3* | *4* |
|---|---|---|---|
| 12. Вторинний еталон одиниць вібропереміщення, віброшвидкості і віброприскорення при коливальному русі твердого тіла ВЕТУ 02-58-01-98 | $2 \cdot 10^{-8}$ - $2 \cdot 10^{-3}$ м<br>$1 \cdot 10^{-4}$-$1 \cdot 10^{-1}$ м/с<br>$1 \cdot 10^{-3}$-$5 \cdot 10^{-3}$ м/с$^2$<br>$3 \cdot 10^{-1}$ -$2 \cdot 10^{4}$ Гц | $S_\Sigma = 5 \cdot 10^{-3} - 1{,}5 \cdot 10^{-2}$ | УкрЦСМ |
| 13. Пурка еталонна 1-го розряду ПО –1 | 1 л | $\Delta$ = мінус 1,8 г | УкрЦСМ |
| **04 ВИМІРЮВАННЯ ТИСКУ, ВАКУУМНІ ВИМІРЮВАННЯ** | | | |
| 14. Вторинний еталон одиниці тиску для різниці тисків ВЕТУ 04-95-02-98 | 100 – 4000 Па | $S_\Sigma$ = 0,1 Па | Донецький ДЦСМС |
| 15. Вторинний еталон одиниці тиску ВЕТУ 04-23-01-98 | 0,04 – 60 МПа | $S_\Sigma$ = 0,005 % | УкрЦСМ |
| **05 ВИМІРЮВАННЯ ФІЗИКО-ХІМІЧНОГО СКЛАДУ І ВЛАСТИВОСТЕЙ РЕЧОВИН** | | | |
| 16. Робочий еталон одиниці pH (тетраоксалат калію – хімреактив одноразового використання) | 2 – 9 од. pH | $\Delta$ = 0,0004 од. pH | УкрЦСМ |
| 17. Робочий еталон одиниці питомої електропровідності розчинів електролітів | $10^{-6}$ – 10 См/м | $S_B$ = 0,02 - 0,15 % | УкрЦСМ |
| 18. Генератор вологого газу типу “ Родник –2” | 5 – 100 % відн.вол. | $\Delta_B$ = 0,5% відн. вол. | УкрЦСМ |
| 19. Установка для повірки кулоно-метричних гігрометрів АРМПК і прецизійний вологомір “Лена” | 0 – 500 млн $^{-1}$ | $\delta_B$ = 2,5 – 1,5 % | УкрЦСМ |
| 20. Віскозіметри 1 розряду (набір) | $4 \cdot 10^{-7}$–$1 \cdot 10^{-1}$ м$^2$/с<br>$3 \cdot 10^{-4}$ – $1 \cdot 10^{2}$ Па·с | $\delta_B = 6 \cdot 10^{-3}$ | УкрЦСМ |
| 21. Робочий еталон одиниці густини рідин (еталонні поплавки) | 650 –2000 кг/м$^3$ | $S_B = 3 \cdot 10^{-3}$ - $8 \cdot 10^{-3}$ | УкрЦСМ |
| 22. Установка для відтворення та передачі одиниць вологості зерна та продуктів його переробки | 5 – 45 % | $\theta$ = 0,03 %<br>S = 0,015 % | Одеський ДЦСМС, НПЦ “Зерноприлад” (м. Одеса) |
| **06 ТЕМПЕРАТУРНІ ТА ТЕПЛОФІЗИЧНІ ВИМІРЮВАННЯ** | | | |
| 23. Вторинний еталон одиниці теплопровідності твердих тіл ВЕТУ 06-59-01-98 | 0,1 – 20 Вт/мК | $S_\Sigma = 0{,}7 \cdot 10^{-2} - 1{,}4 \cdot 10^{-2}$ | УкрЦСМ |
| **08 ВИМІРЮВАННЯ ЕЛЕКТРИЧНИХ І МАГНІТНИХ ВЕЛИЧИН** | | | |
| 24. Вторинний еталон одиниці напруги змінного струму ВЕТУ 08-89-01-98 | 0,001 – 1000 В<br>10 Гц – 30 МГц | $S_\Sigma$ = 0,0001 – 0,0003 | УкрЦСМ |

*Продовження додатка 6*

| *1* | *2* | *3* | *4* |
|---|---|---|---|
| 25. Установка для повірки засобів вимірювань параметрів магнітних полів змінного струму | $1 \cdot 10^{-12}$ - $1 \cdot 10^{-1}$Тл 40 – 20000 Гц | $\Delta_B$ = 0,2 % | Харківський ДЦСМС |
| 26. Група еталонних мір електричної ємності Р 5050, Р 597, КМЕ - II | 0,1 пФ – 1мкФ 1000 Гц | $\Delta_B$ = 0,05 – 1,0 % | УкрЦСМ |
| 27. Група мір індуктивності та взаємної індуктивності 0187, Р 5101 – Р 5115, Р 5009 | $1 \cdot 10^{-6}$ - 10 Гц 1000 Гц 10 мкГн – 10 мГн 1000 – 5000 Гц | $\delta_B$ = 0,03 % | УкрЦСМ |
| 28. Набори термоелектричних перетворювачів змінного струму ПТТЕ, ТПН, Т 300 | 3 – 100 мА 0,25 – 25 А | $\delta_B$ = 0,0005 – 0,005% | УкрЦСМ |
| 29. Міра тангенса кута діелектричних втрат 1-го розряду ВТУП – 1М | tg $\delta = 3 \cdot 10^{-5}$ - 1 | $\Delta$= 0,002 tg $\delta + 3 \cdot 10^{-5}$ (1 кГц) $\Delta$=(0,002 – 0,007) tg$\delta$ + (3 – 10)$\cdot 10^{-3}$ (10, 100 кГц) | УкрЦСМ |
| 30. Багатозначна міра постійного струму ЕКІ-6 | $1 \cdot 10^{-17}$ – $1 \cdot 10^{-2}$ А | $\Delta$ = 0,001 А | УкрЦСМ |
| 31. Комплект робочих еталонів одиниці кута зсуву фаз в діапазоні частот від 0,001 Гц до 150 МГц КОС - ФАІ | 0 – 360 $^0$ | $\Delta$ = 0,01 – 0,15 $^0$ | УкрЦСМ |
| 32. Комплект робочих еталонів одиниці потужності на промисловій і підвищеній частотах КОС – МКМ5 | 0 – 360 $^0$ $-1 \le \cos \varphi \le 1$ | $\Delta$ = 1 – 60 кут. хв | УкрЦСМ |
| **09 РАДІОТЕХНІЧНІ ТА РАДІОЕЛЕКТРОННІ ВИМІРЮВАННЯ** | | | |
| 33. Вторинний еталон напруги в діапазоні від 30 до 2000 МГц ВЕТУ 08-27-01-98 | 30 – 2000 МГц | $S_\Sigma$ = 0,07 – 1,2 % | УкрЦСМ |
| 34. Ватметр поглинаючої потужності НВЧ М3 - 54 | 0,03 – 17,85 ГГЦ | $\delta_B$ = 1,2 % | УкрЦСМ |
| 35. Міри потужності НВЧ пересувні хвилеводні МВ-7, МВ-11, МВ-16, МВ-23, МВ-35 | 5,64 – 37,5 ГГц | $\delta_B$ = 1 % | УкрЦСМ |
| 36. Комплект мір КСХН та повного опору ЭК-140, ЭК9-145, ЭК9-180 | 1 – 18 ГГц | $\delta_B$ = 1 - 2 % | УкрЦСМ |
| 37. Рефлектометри РОН-16, РОН-17, РОН-23, РОН-28, РОН-35, РОН-48 | 3,94 – 17,44 ГГц | $\delta_B$ = 0,7 – 1,5 % | УкрЦСМ |

*Продовження додатка 6*

| *1* | *2* | *3* | *4* |
|---|---|---|---|
| 38. Навантаження хвилеводні ЭО-7, ЭО-13, ЭО-14 | 2,59 – 37,5 ГГц | $\delta_B$ = 0,7 – 1,5 % | УкрЦСМ |
| 39. Міри добротності Q –0272-2 (3 од.) | 15 – 600 од. | $\delta_B$ = 1,5 – 7 % | УкрЦСМ |
| 40. Міри ємності Е1-3 | 100 – 1000 пФ | $\delta_B$ = 0,1 % | УкрЦСМ |
| 41. Міри опору Е1-5 | 1 Ом – 10 кОм | $\Delta$ = 0,006 – 30,3 Ом | УкрЦСМ |
| 42. Установка для повірки вимірювачів напруженості електромагнітного поля УВЭП-1, УМП-1, УНЭП-1, УОМП-1 | 0,01 – 1000 МГц | $\delta_B$ = 2,3 – 5 % | УкрЦСМ |
| 43. Установка для повірки вимірювачів щільності потоку НВЧ енергії П1-9 | 0,3 – 39,65 ГГц | $\delta_B$ = 8 % | УкрЦСМ |
| 44. Установка для повірки генераторів шуму НВЧ | 0,8 – 37,5 ГГц | $\delta_B$ = 3,5 – 5 % | УкрЦСМ |
| **10 ВИМІРЮВАННЯ АКУСТИЧНИХ ВЕЛИЧИН** | | | |
| 45. Комплект робочих еталонів одиниць акустичних величин у повітряному середовищі КОС-1 | 10 – 120 дБ 20 – 40000 Гц | $\delta$ = 0,2 – 0,5 дБ | УкрЦСМ |
| 46. Установка для повірки вимірювачів шуму на ІНЧ ШВ-003-М2 | 1 – 45 Гц | $\delta$ = 0,5 дБ | УкрЦСМ |
| 47. Комплект гігрофонів КОГ | 1 Гц – 200 к Гц | $S = 4 \cdot 10^{-2}$ | Севастопольський ДЦСМС |
| **11 ОПТИКО-ФІЗИЧНІ ВИМІРЮВАННЯ** | | | |
| 48. Вторинний еталон одиниць спектральних коефіцієнтів пропускання і відбиття видимого випромінювання ВЕТУ 11-81-01-98 | T = 0 – 100 % $\varphi$ = 1 – 100 % $\lambda$ = 400 – 750 нм | $S_\Sigma$ = 0,0003 – 0,001 | Дніпропетровський ДЦСМС |
| 49. Вторинний еталон одиниці кута обертання площини поляризації у видимій частині спектра ВЕТУ 11-50-01-98 | мінус 50 – 50° | $S_\Sigma$ = 0,0015° | УкрЦСМ |
| 50. Вторинний еталон одиниці редукованих коефіцієнтів направленого пропускання ВЕТУ 11-156-01-98 | 0,01 – 0,99 | $S_\Sigma$ = 0,0015 | УкрЦСМ |
| 51. Установка для вимірювань спектральної чутливості приймачів випромінення у видимій інфрачервоній частині спектра УСИП | 0,35 – 25 мкм | $\Delta_B$ = 2,5 % | ДНВО “Метрологія” |

*Закінчення додатка 6*

| *1* | *2* | *3* | *4* |
|---|---|---|---|
| 52. Компаратор – рефрактометр 1-го розряду для передачі одиниці показника заломлення рідких і твердих речовин у видимій частині спектру | (1,47 – 2,0) $n_D$ | $\Delta = 1{,}5 \cdot 10^{-5}\ n_D$ | УкрЦСМ |
| 53. Поляриметр універсальний фотоелектричний 1-го розряду для вимірювань різниці ходу при подвійному заломленні променя | 0 – 500 *нм* | $\Delta = 3$ *нм* | УкрЦСМ |
| 54. Комплекс робочих еталонів для вимірювань задньої вершинної рефракції та призматичної дії окулярних лінз та призм | мінус 30 – 25 дптр | $\Delta = 0{,}01 – 0{,}06$ дптр | УкрЦСМ |
| **12 ВИМІРЮВАННЯ ХАРАКТЕРИСТИК ІОНІЗУЮЧИХ ВИПРОМІНЕНЬ ТА ЯДЕРНИХ КОНСТАНТ** | | | |
| 55. Вторинний еталон одиниць експозиційної дози та потужності експозиційної дози рентгенівського і гамма-випромінення ВЕТУ 12-08-01-98 | $1 \cdot 10^{-11} - 2 \cdot 10^{-3}$ А/кг<br>$4 \cdot 10^{-10} - 2 \cdot 10^{-1}$ Кл/кг | $S_\Sigma = 1{,}2$ % | Білоцерківський ДЦСМС |
| 56. Вторинний еталон одиниць потоку та щільності потоку нейтронів ВЕТУ 12-10-01-98 | $4{,}4 \cdot 10^5 – 2{,}7 \cdot 10^7$ $с^{-1}$<br>$1 \cdot 10^4 - 1 \cdot 10^6$ $с \cdot см^{-2}$ | $S_\Sigma = 1$ % (F)<br>$S_\Sigma = 1{,}1$ % (φ) | Білоцерківський ДЦСМС |

**Примітка.** $S_L$ – середнє квадратичне відхилення результату вимірювань;

$S_\Sigma$ – середнє квадратичне відхилення результату вимірювань при звіренні еталона з державним еталоном;

θ – невилучена систематична похибка;

Δ – границя допустимої похибки (Δ – абсолютної, $\Delta_B$ – відносної);

δ – границя довірчої похибки (δ – абсолютної, $\delta_B$ – відносної);

V – швидкість повітряного потоку, м/с;

L – вимірювана довжина, мм;

A – віброприскорення, $см/с^2$;

$n_D$ – показник заломлення.

Клас точності – визначається границями його допустимих основної і додаткових похибок, а також іншими характеристиками, що впливають на його точність, значення яких регламентуються.

**Усі метрологічні характеристики нормуються згідно з чинними нормативними документами.**

## Список літератури


1. Полищук Е.С. Измерительные преобразователи. – К.: Вища школа, 1981. – 296 с.
2. Левшина Е.С., Новицкий П.В. Электрические измерения физических величин. Измерительные преобразователи. – Л.: Энергоатомиздат, 1983. – 320 с.
3. Спектор С.А. Электрические измерения физических величин. Методы измерений. – Л.: Энергоатомиздат, 1987. – 320 с.
4. Электрические измерения электрических и неэлектрических величин / Под ред. Е.С. Полищука.–К.: Вища школа, 1984. – 360 с.
5. Поліщук Є.С. Методи та засоби вимірювань неелектричних величин. – Львів: Видавництво НУ "Львівська політехніка", 2000. – 360 с.
6. Авдеев Б.Я., Антонюк Е.М. и др. Основы метрологии и электрические измерения. – Л.: Госэнергоиздат, 1987. – 480 с.
7. Обозовський С.С. Теоретичні основи інформаційно-вимірювальної техніки. – К.: НМК ВО, 1991. – 222 с.
8. Мейзда Ф. Электронные измерительные приборы и методы измерений /Пер. с англ. – М.: Мир, 1990. – 535 с.
9. Орнатский П.П. Автоматические цифровые измерительные приборы. – К.: Вища школа, 1985. – 560 с.
10. Орнатский П.П. Автоматические измерения и приборы (аналоговые и цифровые). – К.: Вища школа, 1980. – 558 с.
11. Измерения в промышленности: Справочник / Пер. с нем; Под ред. П. Профоса. – М.: Металлургия, 1990. – Кн. 1,2,3.
12. Камман К. Работа с ионоселективными электродами / Пер. с нем. – М.: Мир, 1980. – 283 с.
13. Морф В. Принципы работы ионоселективных электродов/ Пер. с англ. – М.: Мир, 1985. – 280 с.
14. Никольский Б.П., Матерова Е.А. Ионоселективные электроды. – Л.: Химия, 1980. – 239 с.
15. Достал И. Операционные усилители: Пер. с англ. – М.: Мир, 1982. – 512 с.
16. Титце У., Шенк К. Полупроводниковая схемотехника: Справочное руководство. Пер. с нем. – М.: Мир, 1982. – 512 с.
17. Орнатский П.П. Теоретические основы информационно-измерительной техники. – К.: Вища школа, 1983. – 455 с.
18. Карцев Е.А., Коротков В.П. Унифицированные струнные измерительные преобразователи. – М.: Машиностроение, 1982. – 144 с.

19. Евтихиев Н.Н., Купершмидт Я.А. и др. Измерения электрических и неэлектрических величин. – М.: Энергоиздат, 1990. – 352 с.
20. Иванова Г.М., Кузнецов Н.Д., Чистяков В.С. Теплотехнические измерения и приборы. – М.: Энергоиздат, 1984. – 232 с.
21. Готра З.Ю., Ильницкий Л.Я., Полищук Е.С. и др. Датчики: Справочник / Под ред. З.Ю. Готры и О.И. Чайковского. – Львов: Каменяр, 1995. – 312 с.
22. Виглеб Г. Датчики: устройство и применение / Пер. с нем. – М: Мир, 1989. – 196 с.
23. Кремлевский П.П. Расходомеры и счетчики количества: Справочник. – Л.: Машиностроение, 1989. – 701 с.
24. Холл Э.Дж. Радиация и жизнь / Пер. с англ. – М.: Медицина, 1989. – 256 с.
25. Радиационная защита населения / Пер. с англ. – М.: Энергоатомиздат, 1987. – 80 с./ Рекомендации МКРЗ.
26. Осанов Д.П. Дозиметрия и радиационная биофизика кожи. – М.: Энергоиздат, 1990. – 252 с.
27. Нормы радиационной безопасности и основные санитарные правила работы с радиоактивными веществами. – М.: Энергоатомиздат, 1988. – 160 с.
28. Таранов С.Г., Февралева М.Е. Методы и средства измерения параметров магнитных полей. – К., 1985. – 392 с.
29. Микийчук М.М., Огірко Р.М. Шляхи побудови багатозначних мір опору для перевірки теплотехнічних засобів вимірювань // Вісн. ДУЛП. – 1997. – №356. – С. 117–124.
30. Микийчук М.М., Огірко Р.М. Особливості побудови калібраторів для перевірки засобів вимірювання і контролю параметрів технологічних процесів // Вісн. ДУЛП 1998. – №348. – С. 30–36.
31. Маслов В.В. Пьезорезонансние датчики. – М.: Энергоатомиздат, 1989. – 271 с.
32. Трофимов А.И. Пьезоэлектрические преобразование в атомной технике. – М.: Энергоатомиздат, 1983. – 65 с.
33. Луцик Я., Буняк Л., Стадник Б. Застосування ультразвукових сенсорів. – Львів: СП Бак 1998. – 232 с.
34. Гордов А.Н., Жагулло О.М., Иванова А.С. Основы температурных измерений. – М.: Энергоатомиздат, 1992. – 304 с.
35. Стенцель Й.І., Тіщук В.В. Метрологія та технологічні вимірювання в хімічній промисловості. Ч.1. – Луганськ: Вид. Східноукраїнського державного ун-ту, 2000.
36. Байцар Р.І., Варшава С.С. Напівпровідникові мікросенсори. – Львів: Вид. ЛвЦНТЕІ, 2001. – 288 с.
37. Володарський Є.Т., Кухарук В.В., Поджаренко В.О., Сердюк Г.Б. Метрологічне забезпечення вимірювань і контролю. – Вінниця: ВДТУ, 2001.

38. Бичківський Р., Зорій В., Столярчук П. Основи метрологічного забезпечення. – Львів: Вид. ДУ "Львівська політехніка", 1999. – 179 с.
39. ДСТУ 2681-94. Метрологія. Терміни та визначення. – К.: Держстандарт України, 1994.
40. ДСТУ 2682-94. Метрологія. Метрологічне забезпечення. Основні положення. – К: Держстандарт України, 1994.
41. Український метрологічний журнал. Випуски 1999… 2002 рр. Харків. Державне науково-виробниче об'єднання "Метрологія".
42. Методи та прилади контролю якості. Науково-технічний журнал. Випуски 1997… 2002 рр. Івано-Франківський державний технічний університет нафти і газу.
43. Вимірювальна техніка та метрологія. Випуски 1995… 2002 рр. – Львів: НУ "Львівська політехніка".
44. Яцук В. Принципи побудови кодо-керованих мір опору // Вимірювальна техніка та метрологія. – 1999. – №55. – С. 35 – 43.
45. Яцук В. Диференційний метод вимірювання електричного опору // Вимірювальна техніка та метрологія. – 2001. – №58. – С. 32 – 37.

# ЗМІСТ

**ПЕРЕДМОВА** ..... 3

**Частина І. ТЕОРЕТИЧНІ ОСНОВИ** ..... 5

**Розділ 1. МЕТРОЛОГІЯ – НАУКА ПРО ВИМІРЮВАННЯ (Є.С. Поліщук)** ..... 5

1.1. Загальні відомості про метрологію ..... 5
1.2. Метрологія, її розділи та функції ..... 7

**Розділ 2. ФІЗИЧНІ ВЕЛИЧИНИ ТА ВИМІРЮВАННЯ (Є.С. Поліщук)** ..... 10

2.1. Вихідні поняття та означення ..... 10
2.2. Одиниці фізичних величин ..... 14
2.3. Види та методи вимірювань ..... 17
2.4. Планування та організація вимірювань ..... 21

**Розділ 3. ЗАСОБИ ВИМІРЮВАЛЬНОЇ ТЕХНІКИ (Є.С. Поліщук)** ..... 24

3.1. Класифікація засобів вимірювальної техніки ..... 24
3.2. Структура засобів вимірювань ..... 25
3.3. Параметри засобів вимірювань ..... 29
3.4. Державна система промислових приладів та засобів автоматизації ..... 30
3.5. Основні статичні характеристики засобів вимірювальної техніки ..... 34
3.6. Динамічні характеристики засобів вимірювальної техніки ..... 37

**Розділ 4. ЗАБЕЗПЕЧЕННЯ ЄДНОСТІ ТА ПОТРІБНОЇ ТОЧНОСТІ ВИМІРЮВАНЬ (Є.С. Поліщук)** ..... 45

4.1. Єдність вимірювань та метрологічне забезпечення ..... 45
4.2. Нормування метрологічних характеристик. ..... 49
4.3. Еталони одиниць фізичних величин ..... 53
4.4. Державний метрологічний нагляд ..... 60

**Розділ 5. ОЦІНЮВАННЯ ПОХИБОК ВИМІРЮВАНЬ (М.М. Дорожовець)** ..... 62

5.1. Характеристики якості вимірювань. ..... 62
5.2. Складові похибок вимірювань ..... 64
5.3. Систематичні та випадкові похибки. ..... 75
5.4. Основні характеристики сукупності випадкових похибок. ..... 84
5.5. Динамічні похибки. ..... 88
5.6. Основні етапи опрацювання результатів вимірювань ..... 91
5.7. Опрацювання результатів прямих вимірювань. ..... 102
5.8. Сумісне підсумовування систематичних та випадкових похибок. ..... 107
5.9. Опрацювання результатів опосередкованих вимірювань. ..... 108
5.10. Опрацювання результатів сумісних вимірювань. Вимірювання параметрів залежностей між фізичними величинами. ..... 113
5.11. Опрацювання результатів сукупних вимірювань. ..... 117

**Частина ІІ. ЗАСОБИ ЕЛЕКТРОВИМІРЮВАЛЬНОЇ ТЕХНІКИ** ..... 120

**Розділ 6. МІРИ ЕЛЕКТРИЧНИХ ВЕЛИЧИН (Є.С. Поліщук, В.О. Яцук)** ..... 120

6.1. Міри електрорушійної сили та напруги ..... 120
6.2. Міри електричного опору ..... 128
6.3. Міри індуктивності та взаємної індуктивності ..... 137
6.4. Міри ємності ..... 141

**Розділ 7. ЕЛЕКТРИЧНІ ВИМІРЮВАЛЬНІ ПРИСТРОЇ (Є.С. Поліщук, В.М. Ванько, В.О. Яцук)** ..... 144

7.1. Вимірювальні трансформатори та індуктивні подільники ..... 144
7.2. Вимірювальні підсилювачі ..... 149
7.3. Функціональні та операційні перетворювачі ..... 155
7.4. Компаратори електричних величин ..... 164

**Розділ 8. АНАЛОГОВІ ВИМІРЮВАЛЬНІ ПРИЛАДИ (Є.С. Поліщук, Т.Г. Бойко)** ..... 170

8.1. Загальні відомості ..... 170
8.2. Основні різновиди показувальних електромеханічних приладів ..... 172
8.3. Реєструвальні прилади ..... 184
8.4. Електронно-променеві осцилографи ..... 186

**Розділ 9. ЦИФРОВІ ЗАСОБИ ВИМІРЮВАЛЬНОЇ ТЕХНІКИ (М.М. Дорожовець, В.О. Яцук, Є.С. Поліщук, В.М. Ванько) ..... 193**
9.1. Загальні відомості ..... 193
9.2. Аналого-цифрове перетворення ..... 196
9.3. Основні метрологічні характеристики АЦП та цифрових приладів ..... 204
9.4. Класифікація аналого-цифрових перетворень ..... 208
9.5. Цифро-аналогові перетворювачі ..... 220
9.6. Основні структурні схеми цифрових засобів вимірювальної техніки ..... 222
9.7. Сучасний рівень метрологічних характеристик цифрових засобів вимірювання ..... 231
**Розділ 10. ВИМІРЮВАЛЬНІ МОСТИ ТА ВИМІРЮВАЛЬНІ КОМПЕНСАТОРИ (Є.С. Поліщук) ..... 234**
10.1. Вимірювальні мости постійного струму. ..... 234
10.2. Мости змінного струму ..... 239
10.3. Компенсатори напруги постійного струму ..... 242
10.4. Компенсатори напруги змінного струму ..... 246
**Частина III. ВИМІРЮВАННЯ ЕЛЕКТРИЧНИХ ВЕЛИЧИН ..... 248**
**Розділ 11. ВИМІРЮВАННЯ СТРУМУ, НАПРУГИ ТА ЗАРЯДУ (Є.С. Поліщук, Т.Г. Бойко) ..... 248**
11.1. Загальні відомості ..... 248
11.2. Вимірювання постійних струму та напруги ..... 249
11.3. Вимірювання змінних струму та напруги ..... 252
11.4. Вимірювання електричних зарядів ..... 256
**Розділ 12. ВИМІРЮВАННЯ ПОТУЖНОСТІ, ЕНЕРГІЇ ТА ПОКАЗНИКІВ ЯКОСТІ ЕЛЕКТРОЕНЕРГІЇ (Є.С. Поліщук, В.М. Ванько) ..... 258**
12.1. Загальні відомості ..... 258
12.2. Вимірювання потужності постійного та однофазного змінного струму ..... 259
12.3. Вимірювання активної та реактивної потужності в мережах трифазного змінного струму ..... 266
12.4. Вимірювання енергії ..... 268
12.5. Вимірювання показників якості електроенергії ..... 269
12.6. Вимірювання частоти ..... 277
**Розділ 13. ВИМІРЮВАННЯ ЕЛЕКТРИЧНОГО ОПОРУ (Є.С. Поліщук, В.О. Яцук) ..... 280**
13.1. Загальні відомості ..... 280
13.2. Прямі та опосередковані вимірювання опорів ..... 281
13.3. Мостовий метод вимірювань опору ..... 283
13.4. Особливості вимірювань опору ізоляції та опору заземлення ..... 287
13.5. Вимірювання опору цифровими приладами ..... 291
**Розділ 14. ВИМІРЮВАННЯ ПАРАМЕТРІВ ЕЛЕКТРИЧНИХ КІЛ ЗМІННОГО СТРУМУ (Є.С. Поліщук) ..... 297**
14.1. Особливості вимірювань складових комплексного електричного опору ..... 297
14.2. Вимірювання складових комплексного опору приладами прямого перетворення ..... 299
14.3. Перетворення параметрів комплексного опору в напругу ..... 302
14.4. Мостові методи вимірювань параметрів R, L, C ..... 304
**Частина IV. ВИМІРЮВАННЯ МАГНІТНИХ ВЕЛИЧИН (Є.С. Поліщук) ..... 310**
**Розділ 15. МЕТРОЛОГІЧНІ АСПЕКТИ ВИМІРЮВАНЬ МАГНІТНИХ ВЕЛИЧИН ..... 310**
15.1. Фізичні основи магнітометрії ..... 310
15.2. Метрологічне забезпечення магнітних вимірювань ..... 318
**Розділ 16. ВИМІРЮВАННЯ ПАРАМЕТРІВ МАГНІТНОГО ПОЛЯ ..... 321**
16.1. Індукційний метод вимірювань параметрів магнітного поля ..... 321
16.2. Квантові магніторезонансні методи вимірювань параметрів магнітного поля ..... 325
16.3. Вимірювання параметрів магнітних полів методом компарування (опосередкованого порівняння) ..... 327
**Розділ 17. ВИМІРЮВАННЯ МАГНІТНИХ ПАРАМЕТРІВ ТА ХАРАКТЕРИСТИК МАТЕРІАЛІВ ..... 329**
17.1. Магнітні параметри матеріалів ..... 329
17.2. Магнітні кола та досліджувані зразки ..... 333
17.3. Вимірювання параметрів магнітних матеріалів ..... 335

**Частина V. ВИМІРЮВАННЯ НЕЕЛЕКТРИЧНИХ ВЕЛИЧИН ..... 342**

**Розділ 18. ЗАГАЛЬНІ ВІДОМОСТІ ПРО ВИМІРЮВАННЯ НЕЕЛЕКТРИЧНИХ ВЕЛИЧИН (Є.С. Поліщук) ..... 342**

18.1. Особливості електричних вимірювань неелектричних величин ..... 342
18.2. Основні різновиди перетворювачів неелектричних величин ..... 345
18.3. Спряження первинних перетворювачів з електричними засобами вимірювань ..... 349
18.4. Перетворювачі неелектричних величин з уніфікованим вихідним сигналом ..... 357

**Розділ 19. ПЕРВИННІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ НЕЕЛЕКТРИЧНИХ ВЕЛИЧИН (Є.С. Поліщук) ..... 362**

19.1. Механічні пружні перетворювачі ..... 362
19.2. Резистивні перетворювачі механічних величин ..... 371
19.3. П'єзоелектричні перетворювачі ..... 382
19.4. Ємнісні перетворювачі ..... 391
19.5. Електромагнітні перетворювачі ..... 398
19.6. Теплові перетворювачі ..... 405
19.7. Електрохемічні перетворювачі ..... 410

**Розділ 20. ВИМІРЮВАННЯ ГЕОМЕТРИЧНИХ РОЗМІРІВ (Є.С. Поліщук) ..... 419**

20.1. Вимірювання лінійних та кутових розмірів ..... 419
20.2. Вимірювання товщини шару покриття ..... 424
20.3. Вимірювання рівнів ..... 426
20.4. Вимірювання відстаней між об'єктами ..... 432

**Розділ 21. ВИМІРЮВАННЯ МЕХАНІЧНИХ ЗУСИЛЬ (Є.С. Поліщук) ..... 435**

21.1. Загальні відомості ..... 435
21.2. Вимірювання механічних напружень ..... 436
21.3. Вимірювання механічних сил та тиску ..... 440
21.4. Вимірювання крутних моментів ..... 443

**Розділ 22. ВИМІРЮВАННЯ ПАРАМЕТРІВ РУХУ ТВЕРДИХ ТІЛ (Є.С. Поліщук, Т.Г. Бойко) ..... 446**

22.1. Загальні відомості ..... 446
22.2. Вимірювання параметрів лінійного руху ..... 447
22.3. Вимірювання параметрів вібрацій ..... 450
22.4. Вимірювання параметрів обертового руху ..... 456
22.5. Прилади з гіроскопічними перетворювачами ..... 459

**Розділ 23. ВИМІРЮВАННЯ ВИТРАТ (Є.С. Поліщук) ..... 463**

23.1. Загальні відомості ..... 463
23.2. Вимірювання витрат за перепадом тиску ..... 463
23.3. Витратоміри сталого перепаду тиску ..... 466
23.4. Об'ємні методи вимірювання витрат ..... 468
23.5. Турбінні витратоміри ..... 470

**Розділ 24. ВИМІРЮВАННЯ ТЕМПЕРАТУРИ (Є.С. Поліщук, В.О. Яцук) ..... 472**

24.1. Термометрія за допомогою терморезистивних перетворювачів ..... 472
24.2. Термометрія за допомогою термоелектричних перетворювачів ..... 476
24.3. Термошумовий та термочастотний методи вимірювань температури ..... 480
24.4. Цифрові вимірювачі температури ..... 481
24.5. Термометрія за випромінюванням тіла ..... 484

**Розділ 25. ВИМІРЮВАННЯ ХЕМІЧНОГО СКЛАДУ ТА ВЛАСТИВОСТЕЙ РЕЧОВИН (Є.С. Поліщук) ..... 492**

25.1. Загальні відомості ..... 492
25.2. Вимірювання хемічного складу і концентрації рідини ..... 493
25.3. Вимірювання концентрації водневих іонів, *pH*-метрія ..... 496
25.4. Іонометрія, сучасний стан та перспективи ..... 500
25.5. Аналіз складу газів ..... 502
25.6. Вимірювання вологості ..... 509

**Розділ 26. ВИМІРЮВАННЯ ПАРАМЕТРІВ РАДІАЦІЇ (Є.С. Поліщук) ..... 513**

26.1. Загальні відомості ..... 513
26.2. Детектори радіації та їх застосування ..... 515

**ДОДАТКИ (Є.С. Поліщук, Т.Г. Бойко) ..... 521**

**Список літератури ..... 538**

Навчальне видання

Поліщук Євген Степанович
Дорожовець Михайло Миронович
Яцук Василь Олександрович
Ванько Володимир Михайлович
Бойко Тарас Георгійович

# МЕТРОЛОГІЯ ТА ВИМІРЮВАЛЬНА ТЕХНІКА

***За редакцією проф. Є.С. Поліщука***

Редактор *Мовчан Ю.Д.*
Технічний редактор *Гавдьо О.Р.*
Комп'ютерна верстка *Печенюк І.О*
Художник *Наволовський А.С.*

Здано у видавництво 22.05.2002. Підписано до друку 23.05.2003.
Формат 70x100 1/16. Папір офсетний. Гарнітура Times New Roman.
Друк офсетний. Умовн. друк.арк. 43,86. Обл.-вид. арк. 42,60.
Наклад 5000.

**Видавництво «Бескид Біт»**
*м. Львів, вул. Городоцька, 85/21*
*тел.: (0322) 72-88-29, факс: (0322) 72-16-94*

Віддруковано з готових діапозитивів
видавничою фірмою «Афіша»
тел.: (0322) 97-14-27, 76-22-02.