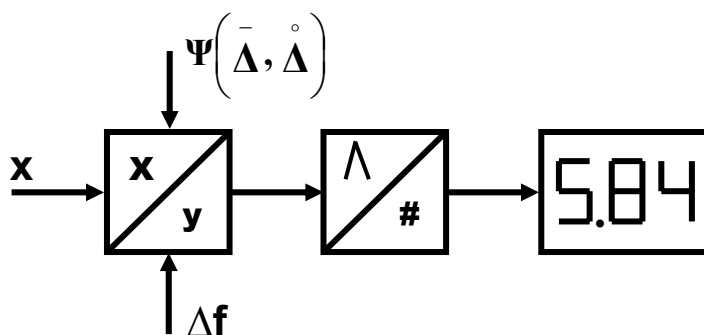


МЕТРОЛОГІЯ та вимірювальна техніка

Для студентів
електротехнічних
спеціальностей



**Міністерство освіти і науки України
Вінницький національний технічний університет**

**Кухарчук В.В., Кучерук В.Ю.,
Долгополов В.П., Грумінська Л.В.**

**МЕТРОЛОГІЯ
ТА
ВИМІРЮВАЛЬНА ТЕХНІКА**

Рекомендовано Міністерством освіти і науки
України як навчальний посібник для студентів
вищих навчальних закладів

УНІВЕРСУМ – Вінниця 2004

УДК 389.001
К 95

Рецензенти:

Є.Т.Володарський, доктор технічних наук, професор (НТУУ «КПІ»)
Ю.О. Скрипник, доктор технічних наук, професор (КНУТД)
П.Д. Лежнюк, доктор технічних наук, професор (ВНТУ)

Рекомендовано до видання Міністерством освіти і науки України.
Лист № 14/18.2 – 827 від 14.05.03р.

Кухарчук В.В., Кучерук В.Ю., Долгополов В.П., Грумінська Л.В.
К 95 **Метрологія та вимірювальна техніка.** Навчальний посібник. –
Вінниця: УНІВЕРСУМ-Вінниця, 2004. –252с.

ISBN

У навчальному посібнику наведено основні поняття метрології та експериментальної інформатики, сучасні підходи до оцінки точності результатів та метрологічної атестації засобів вимірювань, подано принципи побудови електромеханічних, електронних, цифрових і мікропроцесорних засобів вимірювань, розглянуто засоби і способи вимірювання електричних, магнітних та неелектричних величин. Навчальний посібник відповідає вимогам державних стандартів України та навчальним програмам дисциплін «Основи метрології та електровимірювальна техніка», «Основи метрології та електричних вимірювань», «Основи метрології, стандартизації та вимірювальної техніки», «Інформаційно-вимірювальні системи в електромеханіці», і призначений для студентів спеціальностей 7.0906-01, 7.0906-02, 7.0906-03, 7.0922203.

УДК 389.001

ISBN

© В.Кухарчук, В.Кучерук, В.Долгополов, Л.Грумінська, 2004

ВСТУП

Навчальний посібник написано у відповідності до навчальних програм дисциплін «Основи метрології та електровимірювальна техніка», «Основи метрології та електричних вимірювань», «Основи метрології, стандартизації та вимірювальної техніки», «Інформаційно-вимірювальні системи в електромеханіці», що їх вивчають студенти електротехнічних та електроенергетичних спеціальностей.

В посібнику розглядаються основи метрології, основи теорії електричних вимірювань, принципи побудови електромеханічних, електронних, цифрових, мікропроцесорних засобів і сучасних методів вимірювання електричних, магнітних та неелектричних величин. Прийнята структура і викладення матеріалу посібника відповідає меті і задачам цих дисциплін. Рівень викладеного матеріалу вимагає попередніх знань студентами вищої математики, фізики та основ електротехніки в обсязі навчальних програм даних дисциплін.

Прискорений темп розвитку науки про вимірювання та вимірювальну техніку в останні десятиріччя зумовив появу нових термінів та понять, а також нових підходів до принципів побудови засобів вимірювання та контролю. Викладене нижче дозволяє зрозуміти подальший розвиток метрології - науки про вимірювання - та сприяє оволодінню сучасними засобами вимірювальної техніки.

Розділи I, IV, VI написані д.т.н., професором В.В.Кухарчуком, в них розглядаються основні поняття метрології, принципи побудови цифрових вимірювальних приладів, генераторні і параметричні вимірювальні перетворювачі неелектричних величин.

Розділи II, V написані к.т.н., доцентом В.П.Долгополовим, в них дається теорія побудови електромеханічних вимірювальних перетворювачів та засобів вимірювання електричних і магнітних величин.

Розділ III написаний старшим викладачем Л.В.Грумінською, в якому висвітлено принципи побудови електронних аналогових приладів для вимірювання струму, напруги, частоти, різниці фаз, параметрів електричного кола, електричної енергії.

Розділ VII подано за матеріалами к.т.н., доцента Кучерука В.Ю., в ньому даються основи побудови мікропроцесорних вимірювальних систем, вимірювальних каналів електричних та неелектричних величин з мікропроцесорним керуванням.

Викладання матеріалу побудовано за принципом послідовного розгляду загальних методів вимірювань для окремих груп фізичних величин. Такий підхід дозволяє орієнтуватися в існуючих методах вимірювань, вибрати необхідний метод і відповідні технічні засоби для вирішення конкретного завдання.

Розділ I ОСНОВИ МЕТРОЛОГІЇ

Метрологією (від грецьких *метрон* - міра і *логос* - учення) називають науку про вимірювання, методи й засоби забезпечення їх єдності та способи досягнення необхідної точності.

Метрологія відрізняється від інших природничих наук тим, що її фундаментальні положення приймаються за угодами, а не диктуються об'єктивними закономірностями. Це підкреслює наявність так званої законодавчої метрології - частини метрології, що містить положення, правила, вимоги та норми, які регламентуються і контролюються державою для забезпечення єдності вимірювань.

Метрологія є теоретичною основою вимірювальної техніки, одного з основних факторів технічного прогресу в усіх галузях діяльності людини. Розвиток метрології полягає, в першу чергу, в удосконаленні теоретичних основ вимірювань, узагальненні практичного досвіду в галузі вимірювань і формуванні подальшого розвитку вимірювальної техніки.

Нормативною основою метрології є державні стандарти та інші документи державної системи забезпечення єдності вимірювань (ДСВ), відповідні нормативні документи Держстандарту України, методичні вказівки та рекомендації.

Організаційною основою метрології є метрологічна служба України.

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

Предметом метрології є отримання кількісної і якісної інформації про властивості об'єктів і процесів, встановлення й застосування наукових і організаційних основ, технічних засобів, правил і норм, необхідних для досягнення єдності і необхідної точності.

Методи метрології - це сукупність фізичних і математичних методів, що використовуються для отримання вимірювальної інформації. До них належать: методи вимірювання, відтворення величин заданого розміру, порівняння величин, вимірювальне перетворення, обробка результатів спостережень, планування вимірювального експерименту.

Засоби метрології - різноманітні засоби вимірювань і контролю, які вдосконалюються й розвиваються на основі об'єктивних законів.

Таким чином, засоби метрології включають: сукупність засобів вимірювання й контролю; систему державних еталонів одиниць фізичних величин; систему

передачі розмірів одиниць фізичних величин від еталонів усім засобам вимірювання за допомогою зразкових засобів перевірки; систему обов'язкової державної і відомчої повірки, або метрологічної атестації засобів вимірювання; систему стандартних зразків складу і властивостей речовин, матеріалів.

Напрямки метрології. Розвиваючись швидкими темпами, метрологія ділиться на ряд самостійних розділів: теорія вимірювань; теорія похибок; інформаційна теорія вимірювань; теорія інформаційно-вимірювальних систем; статистичні вимірювання; вимірювання електричних величин; вимірювання магнітних величин; вимірювання неелектричних величин.

Вимірювальна техніка є одним із головних факторів технічного прогресу, і її рівень значною мірою визначає загальний рівень розвитку науки і техніки. Особлива роль належить електровимірювальній техніці, яка дозволяє використовувати новітні досягнення електротехніки, електроніки, обчислювальної техніки і автоматики для вирішення складних науково-технічних завдань.

Методи вимірювання електричних величин застосовуються також для вимірювання неелектричних і магнітних величин. Засоби вимірювання електричних величин застосовуються не тільки для отримання вимірювальної інформації, але і для здійснення контролю за станом параметрів різноманітних матеріальних об'єктів.

Однією з найважливіших характеристик вимірювань є точність, яка характеризує міру відповідності наукового знання про досліджувані об'єкти теорії, сформульованого з використанням кількісних відношень, що отримані в процесі вимірювального експерименту. Тому точність на кожному етапі розвитку науки і техніки є кінцевою.

Єдність вимірювань - це стан вимірювань, за яким їх результати представляються в узаконених одиницях, а похибки вимірювань відомі із заданою ймовірністю.

Прагнучи до пізнання світу та підвищення продуктивності праці, людина в процесі накопичення знань та досвіду розробляє методи пізнання - найбільш ефективні засоби одержання нових знань.

Вимірювальна інформація - одна із складових частин пізнання людиною матеріального світу за допомогою експериментальних методів пізнання. Експериментальна інформація безперервно вдосконалюється у процесі покращення вимірювального експерименту. При цьому відбуваються постійне уточнення вимірювальної інформації, вивільнення її від супутніх похибок і наближення до абсолютної істини. В результаті аналізу отриманої вимірювальної інформації людина пізнає навколишнє середовище.

Методи експериментальної інформатики

До методів експериментальної інформатики відносять: сприйняття, порівняння, відтворення, спостереження, лічбу, контроль, вимірювання, розпізнавання образів, діагностику, ідентифікацію, випробування, експериментальні дослідження.

Сприйняття є відображення найпростіших характеристик довколишнього середовища органами почуттів людини або спеціальними технічними засобами (сенсорами, індикаторами) - сигналами, зручними для подальшого використання.

Порівняння - відображення подібності чи відмінності об'єктів логічним висновком.

Загальновідомою є теза «Все пізнається в порівнянні». І справді, методом установлюється насамперед те, що є спільним для ряду об'єктів та явищ і що надалі доцільно зробити предметом більш детального вивчення.

Відомо, що більшість матеріальних об'єктів виявляють себе одночасно у двох відношеннях, а саме еквівалентності і порядку. Відповідно, і порівняння об'єктів здійснюється за еквівалентністю та за інтенсивністю, тобто за розміром.

Відтворення у метрології є створення матеріальних об'єктів, що характеризуються фізичною величиною наперед заданого значення за допомогою спеціального технічного засобу, який називають мірою.

Відтворення матеріальних об'єктів із заданими довжиною, площею, об'ємом з'явилося задовго до вимірювань. Давньогрецька математика й геометрія ґрунтувались, як відомо, на цілих числах і звичайних дробах, а також сумірних відрізках, площах та об'ємах. Сумірним відрізком був відрізок, кратний меншому відрізкові - мірі. Операції «вимірювання», «відважування», тобто відтворення матеріальних об'єктів, що характеризуються фізичними величинами заданих розмірів, ще у глибокій давнині були найважливішими технологічними операціями у будівництві, торгівлі, землевпорядкуванні. У давній приказці «сім раз відмір та один раз відріж» йдеться про вимірювання, тобто відтворення фізичного об'єкта із заданим розміром конкретної властивості.

Спостереження - відображення властивості, залежності, стану або ситуації словесним чи графічним описом.

Спостереження є таким методом пізнання, який здійснюється за допомогою як органів почуття людини, так і спеціальних технічних засобів. Спостереження - складова частина всіх експериментальних методів пізнання. Як метод пізнання спостереження має задовольняти такі основні вимоги: планованість, цілеспрямованість й систематичність.

Лічба - відображення кількісної властивості певної сукупності матеріальних якісно однорідних предметів числом.

Для здійснення лічби необхідно розрізнити кожен об'єкт із сукупності об'єктів. Лічба ґрунтується на понятті одиниці. У V ст. до Р.Х. Евдокс писав: «Одиниця - це те, згідно з чим кожна окрема річ зветься однією. Число - це множина, складена з одиниць».

Вимірювання - відображення вимірюваних величин їхніми значеннями шляхом експерименту та обчислень за допомогою спеціальних технічних засобів.

Вимірювання є комплексною інформаційною процедурою, що ґрунтується на використанні щонайменше двох методів пізнання: відтворення і порівняння.

Контроль - відображення відповідності між станом об'єкта і заданою нормою відповідним висновком (придатний, непридатний).

Підлягає контролю головним чином стан предметів виробництва та навколишнього середовища. В техніці переважає контроль фізичних величин та параметрів процесів. Контроль параметрів - відображення співвідношення між

контрольованим параметром та нормою.

Ідентифікація - відображення залежності між величинами, що характеризують матеріальний об'єкт, математичною або логічною моделлю.

Ідентифікацію розпочинають із визначення типу моделі об'єкта, що відображає залежність між його параметрами, після чого визначають основні параметри моделі, ступінь, точність і вірогідність оцінки.

Діагностика - відображення загального стану об'єкта та причин цього стану діагнозом із зазначенням особливостей стану і локалізацією відхилень від норм.

Розпізнавання об'єктів - відображення даного об'єкта за сукупністю його властивостей одним із класів множини цих об'єктів.

Розпізнавання об'єктів проводиться шляхом сприйняття їхніх характеристик, порівняння й аналізу на основі попередньої класифікації даної множини об'єктів.

Випробування - відображення стану досліджуваного об'єкта під час дії на нього сукупності регламентованих факторів сертифікатом.

Експериментальні дослідження - відображення складного матеріального об'єкта або ситуації, що характеризується сукупністю взаємопов'язаних величин, системою відповідних моделей.

Важливе місце серед експериментальних методів пізнання займають вимірювання, за допомогою яких отримують необхідну кількісну та якісну інформацію. Наявність вимірювальної інформації про об'єкт дослідження дає можливість більш ефективно використовувати усі інші експериментальні методи пізнання - від спостереження до експериментального дослідження.

1.1 Фізична величина - основне поняття метрології

Вихідним поняттям метрології є поняття про фізичну величину.

Фізична величина (ФВ) - це властивість, загальна в якісному відношенні у багатьох матеріальних об'єктів та індивідуальна в кількісному відношенні у кожного з них.

ФВ - властивість явища чи тіла, яка може бути розрізнена якісно і визначена кількісно.

Формалізованим відображенням якісних відмінностей вимірюваних величин є їх *розмірність*, а кількісною характеристикою - їхній *розмір*. Отримання достовірної кількісної експериментальної інформації про розмір ФВ - це основний зміст вимірювання.

Значення (фізичної) величини - відображення фізичної величини у вигляді числового значення величини з позначенням її одиниці $A = \{A\}[A]$,

де $\{A\}$ - числове значення ФВ, тобто число, що дорівнює відношенню розміру вимірюваної величини до розміру одиниці цієї ФВ, чи кратної одиниці; $[A]$ - позначення номера одиниці.

Наприклад: значення електричної напруги $U=220$ В, значення сили електричного струму $I=10$ А.

Існують **системи ФВ**, тобто сукупності взаємопов'язаних ФВ, в яких декілька величин приймають за незалежні, а інші визначають як залежні від них. ФВ, що входить у систему величин і прийнята за незалежну від інших величин

цієї системи, є **основною ФВ**, а ФВ, що входить у систему величин та визначається через основні величини цієї системи, є **похідною ФВ**.

Розмірністю ФВ є вираз, що відображає її зв'язок з основними величинами системи величин:

основної ФВ - умовний символ ФВ у даній системі величин; *похідної ФВ* - добуток розмірностей основних величин, піднесених до відповідних степенів.

Наприклад: розмірність швидкості V у системі величин L (довжина), M (маса), T (час) - $\dim V = LT^{-1}$.

Одиницею ФВ є величина певного розміру, прийнята за угодою для кількісного відображення однорідних із нею величин.

Основна одиниця – одиниця основної ФВ в певній системі величин.

Похідна одиниця – одиниця похідної ФВ в певній системі одиниць

Позасистемна одиниця ФВ - одиниця величини, що не належить до даної системи одиниць.

Наприклад: **електронвольт (eV)** - позасистемна одиниця енергії щодо системи SI; **доба, година, хвилина** - позасистемні одиниці часу щодо системи SI.

У країнах світу загальноприйнята Міжнародна система одиниць ФВ (Systeme Internationale d'unités, SI), яка була прийнята XI Генеральною конференцією з мір та ваги (Conference Generale des Poids et Mesures, CGPM, ГКМВ) у жовтні 1960 року і уточнювалася на XII-XX ГКМВ.

Система складається з 7 основних і 2 додаткових одиниць, а також 113 похідних одиниць, в тому числі одиниць електричних і магнітних величин - 40.

Основні одиниці системи SI: **довжина** - метр (m); **маса** - кілограм (kg); **час** - секунда (s); **сила електричного струму** - ампер (A); **термодинамічна температура** - кельвін (K); **сила світла** - кандела (cd); **кількість речовини** - моль (mol), а додаткові одиниці: **плоский кут** - радіан (rad); **тілесний кут** - стерадіан (sr).

Основна одиниця електрики і магнетизму – **ампер**, що дорівнює силі незмінного струму, який при проходженні по двох паралельних прямолінійних провідниках безмежної довжини і мізерно малого кругового перерізу, розташованих на відстані 1 м один від іншого у вакуумі, викликав би на кожній ділянці провідника довжиною 1 м силу взаємодії, що дорівнює $2 \cdot 10^{-7}$ Н.

18 похідних одиниць SI ГКМВ мають спеціальні назви і 16 одиниць, які мають назви за прізвищами учених, в тому числі: **ват** ($Вт, W$), **вебер** ($Вб, Wb$), **вольт** ($В, V$), **генрі** ($Гн, H$), **герц** ($Гц, Hz$), **кулон** ($Кл, C$), **ом** ($Ом, \Omega$), **сименс** ($См, S$), **тесла** ($Тл, T$), **фарад** (Φ, F).

На практиці широко застосовуються кратні та частинні одиниці ФВ. **Кратна одиниця ФВ** - це одиниця величини, яка в ціле число разів більша за одиницю, від якої вона утворюється; **частинна одиниця** - одиниця, яка в ціле число разів менша за одиницю, від якої вона утворюється.

1.1.1 Систематизація фізичних величин

Розгляд фізичних величин в їх різних аспектах обмежимо лише тими ознаками, які викликають найбільший інтерес з точки зору отримання виміральної інформації (рис.1.1).

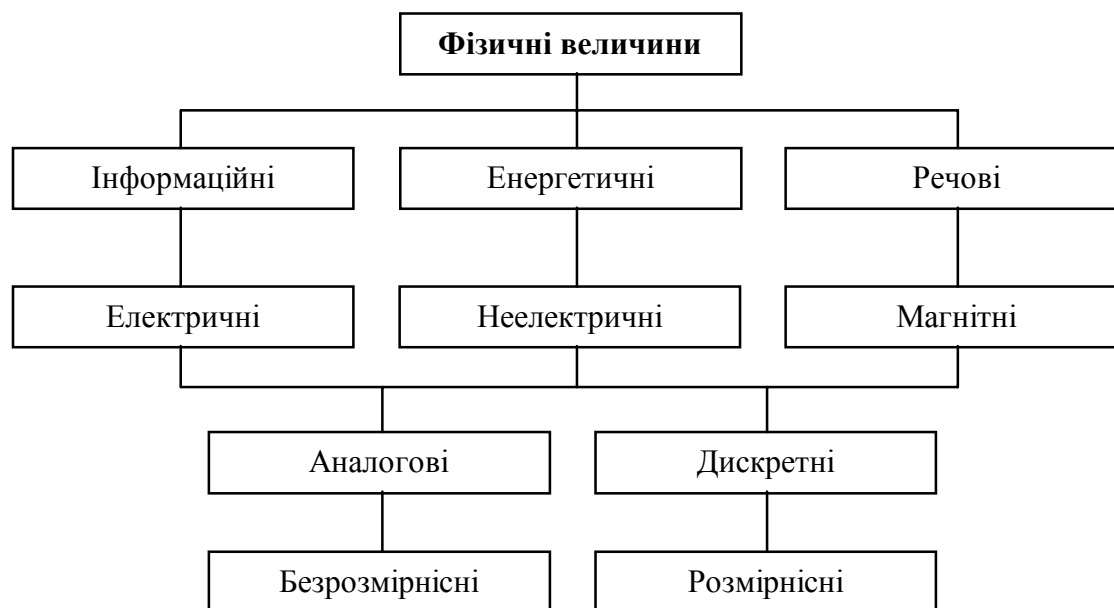


Рисунок 1.1

Основною ознакою систематизації є належність величин до однієї з трьох основних сторін явища - *речової, енергетичної та інформаційної*.

Вимірювання величин **речової** групи необхідне для вивчення фізичних і фізико-хімічних властивостей матеріалів, речовин і їх складу для управління технологічними процесами.

Вимірювання величин **енергетичної** групи необхідне для вивчення і управління процесами перетворення, передавання і використання енергії.

Величини **інформаційної** групи відображають динамічні та статичні характеристики процесів. Вимірювання даних величин необхідне для якісного і ефективного управління.

За родом величини всі фізичні величини поділяють на **електричні, неелектричні, магнітні**.

Відзначимо, що число електричних і магнітних ФВ, що підлягають вимірюванню, нині стабілізувалось і не перевищує 100. У той самий час число неелектричних ФВ, які вимірюються і які необхідно вимірювати, з кожним роком зростає і на початок ХХІ ст. перевищило 4000. Це свідчить про пріоритетний розвиток аналітичного приладобудування, засобів технологічного контролю, засобів вимірювань і контролю навколишнього середовища, а також засобів контролю речовин, матеріалів і виробів.

За числом значень, які може набути вимірювана величина на скінченному проміжку часу чи простору, ФВ поділяються на **неперервні** (аналогові) й **дискретні**.

Аналоговою називають фізичну величину, яка на кінцевому часовому інтервалі в заданому діапазоні приймає нескінченну кількість значень.

Квантованою називають фізичну величину, що поділена на рівні за розміром частини - кванти.

Розрізняють неперервну за значенням і в часі ФВ, квантовану за значенням і неперервну в часі ФВ, неперервну за значенням і дискретизовану у часі ФВ, квантовану за значенням і дискретизовану у часі ФВ.

За наявністю розмірності розрізняють **розмірнісні (абсолютні) ФВ, безрозмірнісні (відносні) ФВ.**

Розмірнісна величина, в розмірності якої розмірність хоча б однієї з основних величин піднесена до степеня, що не дорівнює нулю.

Безрозмірнісна величина, в розмірності якої всі степені розмірностей основних величин дорівнюють нулю.

1.1.2 Основне рівняння вимірювання

Відмінність ФВ, визначена різними властивостями явищ, відображає лише одну їх сторону - якісну. А поняття ФВ містить й іншу сторону - кількісну, що є індивідуальною для кожного об'єкта і оцінюваною числовим значенням величини. Останнє дає можливість порівнювати фізичні величини і виконувати над ними математичні операції.

Вимірювання фізичних величин є одним з найважливіших експериментальних методів пізнання, що ґрунтується на принципі відображення, в якому чітко розрізняється предмет відображення, в даному випадку ФВ певного розміру, і результат відображення, тобто значення ФВ.

Основною операцією, що дозволяє отримати результат вимірювання, є операція порівняння вимірюваної величини X , та величини, прийнятої за зразок $[x]$. Відома аксіома Евдокса-Архімеда: «Якщо на прямій дані два відрізки $A < B$, то можна A повторити додатними стільки разів, щоб сума була більшою B »: $A + A + \dots + A = A \cdot (N + 1) > B$.

Якщо $A \cdot N < B, B \gg A$, то з цієї аксіоми отримуємо рівняння, що ґрунтується на припущенні рівності всіх відрізків A , які підсумовуються всередині відрізка B :

$$N = \frac{B}{A}.$$

Прийнявши $X = B$, а $A = [x]$, отримаємо

$$N = \frac{X}{[x]}.$$

Останнє співвідношення, подане у вигляді

$$X = N \cdot [x],$$

називають **основним рівнянням вимірювання.**

Таким чином, для реалізації вимірювання у найтривіальнішому випадку

необхідно виконати дві операції: операцію відтворення зразкової величини $[x]$; операцію порівняння X і $[x]$.

Кількісна оцінка вимірюваної величини має відповідати двом вимогам: внаслідок вимірювання потрібно отримати не просто число, а число іменоване, тобто в певних одиницях, загальноприйнятих для даної величини (наприклад, $I=5$ [A]); результат виміру має містити оцінку точності отриманого значення вимірюваної величини ($I=5$ [A] $\pm\Delta$).

Характерною рисою вимірювання є також те, що цей процес обов'язково передбачає той чи інший, простий чи складний фізичний експеримент. Кількісну інформацію про величину не можна отримати тільки теоретичними розрахунками. Якщо значення величини отримують розрахунком, то використані в цих випадках розрахункові формули обов'язково повинні містити значення інших величин, що визначаються експериментально.

1.2 Класифікація вимірювань

Найбільш поширеними характеристиками матеріальних об'єктів та процесів є величини і залежності між ними. Якраз про них створюється інформація за допомогою засобів вимірювання. Вимірювання є дуже різноманітними і кількість їх різновидів зростає. Свідченням цього є динамічні вимірювання та сумісні вимірювання величин.

Для класифікації вимірювань необхідно встановити їх найбільш суттєві ознаки. До найбільш суттєвих ознак різних вимірювань відносять (рис.1.2):

- відсутність чи наявність в процедурі вимірювання перетворення роду вимірюваної величини та обчислення її значення за відомими залежностями;
- вид рівняння вимірювання;
- призначеність вимірювання для незмінних чи змінних в часі вимірюваних величин;
- особливості визначення похибок вимірювань;
- наявність чи відсутність розмірності у вимірюваної величини;
- співвідношення між кількістю вимірюваних величин та кількістю вимірювань.

За відсутністю чи наявністю в процедурі вимірювань перетворення роду вимірюваної ФВ та обчислення її значення за відомими залежностями вимірювання класифікують на прямі та непрямі.

Пряме вимірювання. Вимірювання однієї величини, значення якої знаходять безпосередньо без перетворення її роду та використання відомих залежностей.

Для реалізації прямих вимірювань фізичної величини X необхідно мати пристрій порівняння а також багатозначну міру з відповідним діапазоном зміни значень, чи однозначну міру та масштабний вимірювальний перетворювач. При всіх інших однакових умовах прямим вимірюванням притаманні мінімальні похибки.

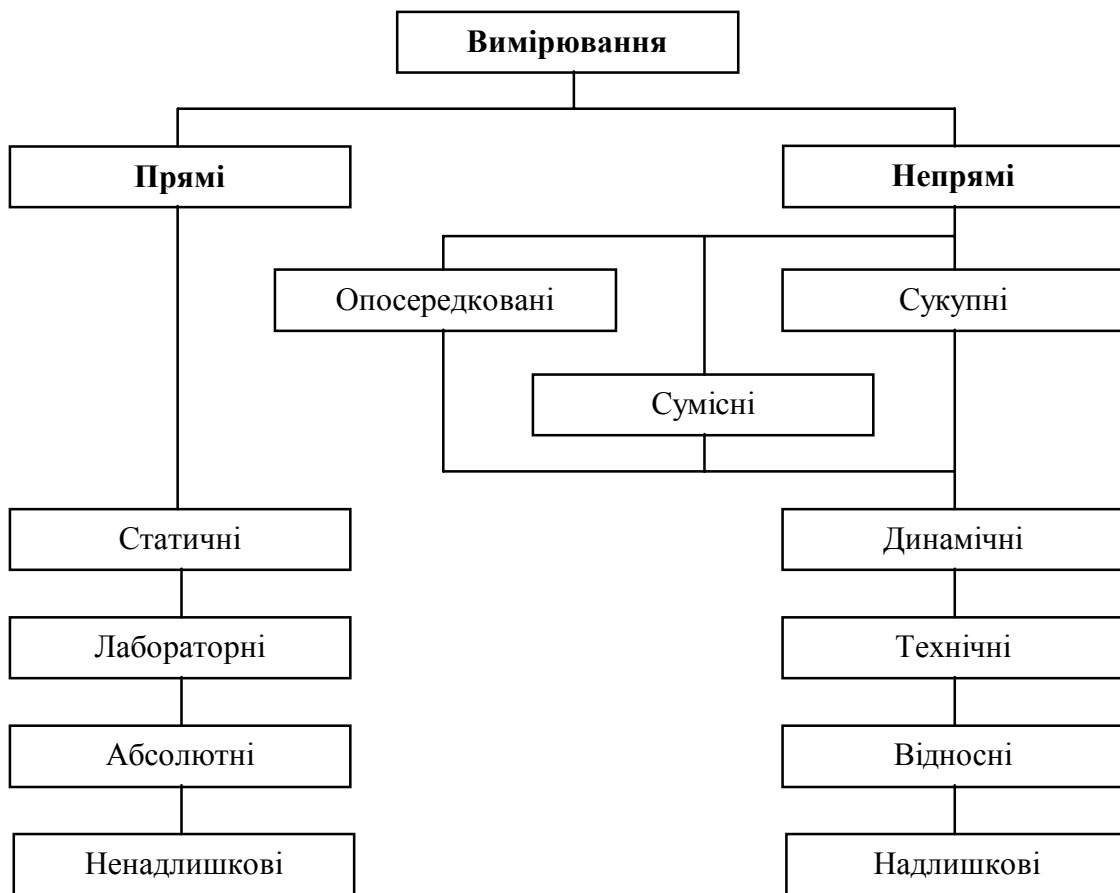


Рисунок 1.2

Непряме вимірювання. Вимірювання, у якому значення однієї чи декількох вимірюваних величин знаходять після перетворення роду величини чи обчислення за відомими залежностями їх від декількох величин аргументів, що вимірюються прямо.

Непрямі вимірювання поділяються на опосередковані, сумісні та сукупні.
Опосередковане вимірювання. Непряме вимірювання однієї величини з перетворенням її роду чи обчисленнями за результатами вимірювань інших величин, з якими вимірювана величина пов'язана явною функціональною залежністю.

Характерним для опосередкованих вимірювань є функціональне вимірювальне перетворення, яке здійснюється або шляхом фізичного вимірювального перетворення, або шляхом числового вимірювального перетворення. Наприклад, при опосередкованих вимірюваннях потужності постійного струму її визначають чи на основі прямих вимірювань струму та напруги за формулою $P = U \cdot I$, чи на основі фізичного вимірювального перетворення добутку $U \cdot I$ в іншу фізичну величину. При автоматичних опосередкованих вимірюваннях прямі вимірювання вхідних величин аргументів та числові вимірювальні перетворення результатів їхніх вимірювань із метою знаходження значення опосередковано вимірюваної величини здійснюються автоматично всередині засобу вимірювання.

Сукупне вимірювання. Непряме вимірювання, в якому значення декількох одночасно вимірюваних однорідних величин отримують розв'язанням рівнянь, що пов'язують різні сполучення цих величин, які вимірюються прямо чи опосередковано.

Метою сукупних вимірювань є знаходження шляхом числових вимірвальних перетворень значень декількох ФВ за неможливістю їхнього окремого прямого вимірювання. При цьому завдяки усередненню інколи досягається ще й зменшення випадкової похибки вимірювання.

Прикладом сукупних вимірювань може бути вимірювання опору кожного з двох резисторів R_1, R_2 , з'єднаних послідовно та паралельно. В результаті прямого вимірювання омметром послідовно з'єднаних опорів маємо $R_{\text{пос}} = R_1 + R_2$, а сумарна провідність паралельно з'єднаних резисторів становить $\frac{1}{R_{\text{пар}}} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}$. Із системи з двох рівнянь із двома невідомими обчислимо шукані значення сукупно вимірюваних опорів R_1, R_2 .

Сумісне вимірювання. Непряме вимірювання, в якому значення декількох одночасно вимірюваних різнорідних величин отримують розв'язанням рівнянь, які пов'язують їх з іншими величинами, що вимірюються прямо чи опосередковано.

Сумісні вимірювання є різновидом вимірювання залежностей.

За призначенням вимірювань для незмінних чи змінних у часі вимірюваних величин їх класифікують на статичні та динамічні вимірювання.

Статичне вимірювання. Вимірювання величини, яку можна вважати не змінною за час вимірювання (коли похибкою, що виникає від її зміни, можна знехтувати).

Динамічне вимірювання. Вимірювання величини, що змінюється за час вимірювання.

Вимірювання за ознакою особливостей визначення їх похибок класифікують на лабораторні та технічні.

Лабораторні вимірювання. Вимірювання, за яких похибки кожного результату вимірювання оцінюють за даними, що одержані при цьому вимірюванні.

Лабораторні вимірювання виконуються висококваліфікованими спеціалістами найчастіше універсальними зразковими засобами вимірювання в наукових дослідках, в метрологічних дослідженнях еталонів одиниць та при розробці і атестації методик виконання технічних вимірювань.

Технічні вимірювання. Вимірювання, які виконуються в заданих умовах згідно з розробленою та рекомендованою раніше методикою, при цьому похибки кожного результату не оцінюють, але вони повинні бути нижче встановлених методикою значень.

Технічні вимірювання - це вимірювання, які виконуються за атестованими методиками виконання вимірювань за допомогою серійних засобів вимірювань, що повинно забезпечувати заданий рівень похибок. Технічні вимірювання виконуються фахівцями, в обов'язки яких не входить аналіз похибок результатів вимірювання. Для забезпечення необхідного рівня точності технічних вимірювань при їхньому виконанні користуються атестованими методиками виконання вимірювань, які розробляють висококваліфіковані спеціалісти - ме-

трологи.

Вимірювання ФВ за наявністю або відсутністю розмірності у вимірюваних величин поділяють на вимірювання розмірних величин (**абсолютні**) та вимірювання безрозмірних величин (**відносні**).

Відносне вимірювання. Вимірювання відношення величини до іншої однорідної величини.

Вимірювання ФВ за співвідношенням між кількістю виміряних величин та кількістю вимірювань поділяють на **ненадлишкові** одноразові та **надлишкові**, які виконуються або одноканально багаторазово, або багатоканально одноразово, зокрема, із метою зниження рівня випадкових похибок шляхом усереднення.

1.3 Засоби вимірювальної техніки

Засіб вимірювальної техніки. Технічний засіб, який застосовується під час вимірювань і має нормовані метрологічні характеристики.

До засобів вимірювальної техніки відносять **засоби вимірювань** і **вимірювальні пристрої** (рис.1.3).

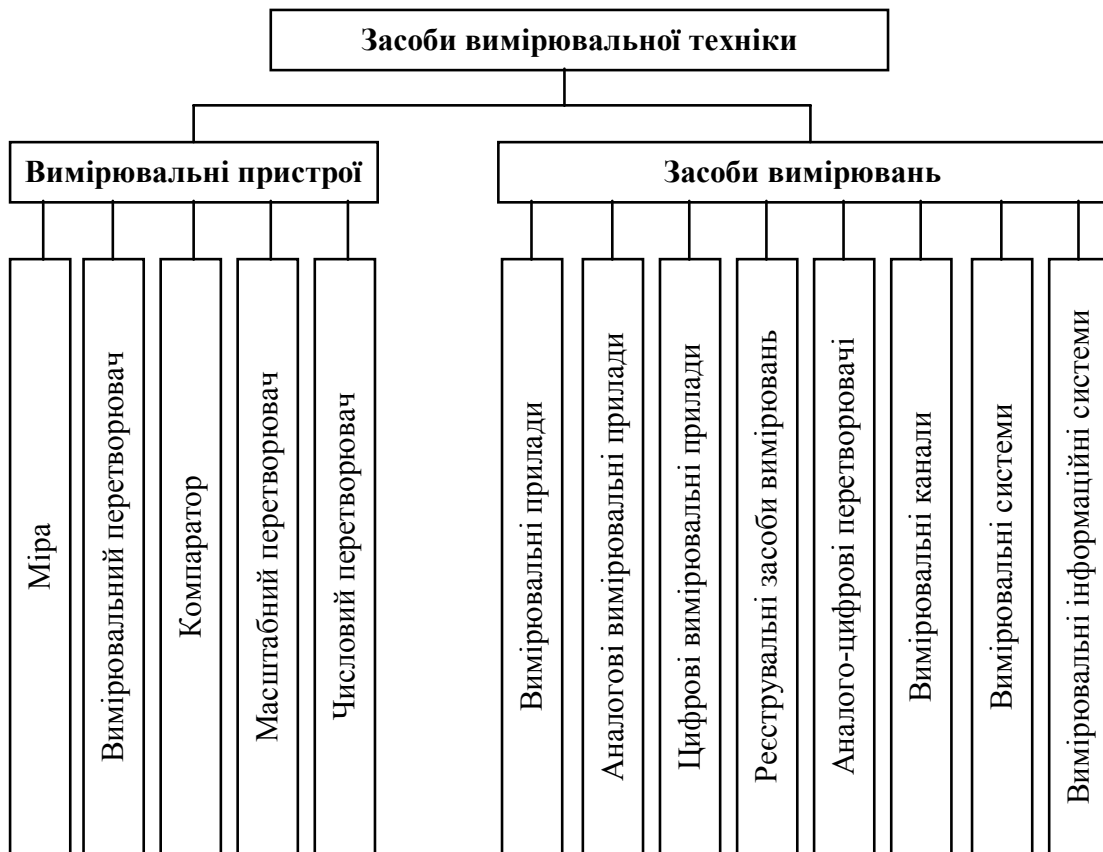


Рисунок 1.3

Засіб вимірювання. Засіб вимірювальної техніки, який реалізує процедуру вимірювань.

До засобів вимірювань відносять: вимірювальні прилади; аналогові вимірювальні прилади; цифрові вимірювальні прилади; реєструвальні засоби вимі-

рювань; аналого-цифрові перетворювачі; вимірювальні канали; вимірювальні системи; вимірювальні інформаційні системи.

Вимірювальний пристрій. Засіб вимірювальної техніки, в якому виконується лише одна зі складових частин процедури вимірювань (вимірювальна операція).

Виділяють такі вимірювальні пристрої: міра; вимірювальний перетворювач; масштабний перетворювач; компаратор; числовий вимірювальний перетворювач (обчислювальний компонент).

1.3.1 Вимірювальні пристрої

Диференціація вимірювань на окремі вимірювальні операції і детальний розгляд особливостей засобів вимірювальних операцій відкриває можливість аналізу і синтезу методів вимірювання в тісному зв'язку зі структурами засобів вимірювань.

Відтворення фізичних величин. Міра.

Відтворення фізичної величини - вимірювальна операція, що полягає у створенні та (чи) зберіганні фізичної величини заданого значення.

Відтворення (рис.1.4) є найважливішою операцією вимірювання, тому що в основному визначає ступінь його досконалості, тобто точність. Засіб відтворення фізичної величини в метрології називають мірою.

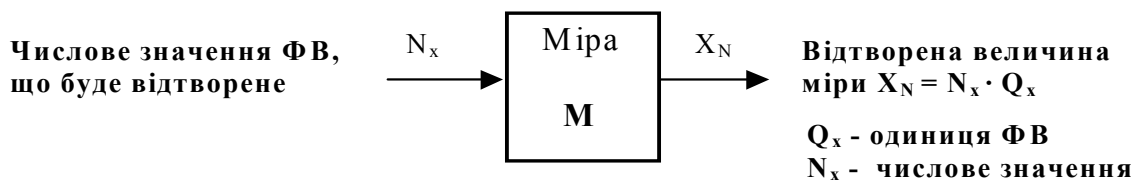


Рисунок 1.4

Міра - вимірювальний пристрій, що реалізує відтворення та (або) зберігання фізичної величини заданого розміру.

За кількістю вихідних каналів міри поділяються на одно- та багатоканальні, а за регульованістю вихідної величини на: регульовані та нерегульовані.

Тому будемо розрізняти:

1) *Одноканальну нерегульовану однозначну міру*, що відтворює величину одного сталого заданого значення. Наприклад, елемент Вестона, конденсатор постійної ємності, котушка індуктивності та ін. Її рівняння перетворення

$$X_N = N_x \cdot Q_x = \text{const} \quad \left| \begin{array}{l} N_x = \text{const} \\ Q_x = \text{const} \end{array} \right. \quad (1.1)$$

де X_N - вихідна величина міри; N_x - числове значення ФВ, що буде відтворена; Q_x - одиниця фізичної величини.

2) *Одноканальну регульовану багатозначну міру*, що відтворює у даний момент часу величину одного значення. У цій мірі здійснюється часове розпо-

ділення вихідних величин міри, зміна якої може бути як детермінованою, так і випадковою з відомим розподілом. Її рівняння перетворення

$$X_N = N_x \cdot Q_x = \text{var} \begin{cases} N_x(t) = \text{var} \\ Q_x = \text{const} \end{cases} \quad (1.2)$$

Досить поширеним прикладом кодокерованих одноканальних регульованих мір є цифроаналоговий перетворювач код-напруга (ЦАП).

3) *Багатоканальну нерегульовану багатозначну міру*, що відтворює одночасно декілька однорідних величин із заданими, сталими значеннями.

Наприклад, подільник напруги з багатьма нерухомими відводами, який живиться від джерела постійного струму. В цій мірі здійснюється «просторове розподілення» вихідних величин, а її рівняння перетворення має вигляд

$$X_{N_i} = N_{x_i} \cdot Q_x = \text{var} \begin{cases} N_{x_i} = \text{var} \\ Q_x = \text{const} \end{cases} \quad (1.3)$$

4) *Багатоканальну кодокеровану регульовану багатозначну міру*, що відтворює одночасно декілька однорідних величин, розміри яких можуть змінюватися. В цій мірі здійснюється і «просторовий», і «часовий» розподіл. Її рівняння перетворення

$$X_{N_i}(t) = N_i \cdot K(t) \cdot Q_x \begin{cases} N_{x_i} = \text{var} \\ K_i(t) = \text{var} \\ Q_x = \text{const} \end{cases} \quad (1.4)$$

Досконалість міри визначається сталістю розміру кожного ступеня міри і її багатозначністю, тобто номінальним числом значень відтворюваної вихідної величини. В реальних мірах нестабільність Q_x спричиняє похибки. З найвищою точністю відтворюються основні фізичні величини - довжина, маса, час, частота, напруга, струм.

Вимірювальне перетворення фізичної величини.

Вимірювальний перетворювач.

Одним із основних положень сучасної теорії вимірювальних пристроїв є положення про вимірювальне перетворення.

Вимірювальне перетворення фізичної величини - вимірювальна операція, під час якої вхідна фізична величина перетворюється у вихідну, функціонально з нею пов'язану.

Головна задача вимірювальних перетворень полягає в одержанні вихідних ФВ та залежностей між ними, зручних для порівняння і відтворення. До вимірювального перетворення фізичних величин у загальному випадку належать: лінійне (масштабне) та нелінійне перетворення ФВ без зміни її роду; лінійне та нелінійне перетворення ФВ зі зміною її роду.

До вимірювального перетворення залежності між величинами належать: модуляція та демодуляція; масштабно-числове перетворення сигналу; детектування; кореляційне перетворення; дискретизація; спектральне перетворення; осцилографічне перетворення; інтегрування; диференціювання і ін.

Завдяки вимірювальному перетворенню досягається узгодження роду,

границь зміни і частотного діапазону сигналів. Вимірювальне перетворення багатьох величин є складним завданням, а вимірювальний перетворювач - часто основною за складністю ланкою всього засобу вимірювання.

Вимірювальний перетворювач - вимірювальний пристрій, що реалізує вимірювальне перетворення.

Вимірювальні перетворювачі (ВП) класифікують за такими ознаками: - за структурою побудови - на ВП прямого перетворення (з розімкненою структурою) та ВП зрівноважувального перетворення (з замкненою структурою);

- за зміною роду вихідної величини - на ВП без зміни роду та ВП зі зміною роду вихідної величини, які необхідні у тих випадках, коли для вимірюваної вхідної величини немає міри або компаратора;

- за характером реалізованої залежності - на лінійні та нелінійні;

- за кількістю каналів - на одно- та багатоканальні;

- за видом вихідного сигналу - на параметричні та генераторні;

- за родом використовуваних явищ - на термоелектричні, оптоелектричні, п'єзоелектричні, електромагнітні, магнітоелектричні та ін. (рис.1.5).

Генераторними називаються перетворювачі, вихідні сигнали яких мають енергетичні властивості (напруга, струм, магніторушійна сила тощо).

Параметричними є перетворювачі, в яких зміна вхідного сигналу приводить до зміни їх параметрів - опору, індуктивності, ємності тощо.



Рисунок 1.5

Порівняння фізичних величин. Компаратор.

Порівняння - вимірювальна операція, що полягає у відображенні співвідношення між розмірами двох однорідних фізичних величин відповідним висновком: більша, менша чи однакова за розміром.

Порівняння величин широко використовується в різноманітних процедурах: вимірюванні, контролі, розпізнаванні образів, керуванні та ін.

У більшості випадків для порівняння використовують придатність сигналів до віднімання. Тоді співвідношення між розмірами інформативних параметрів X_1 і X_2 визначають знаком їхньої різниці згідно з рівнянням

$$\Delta X = [0.5 + 0.5 \text{sign}(X_1 - X_2)] = \begin{cases} 1 & \Rightarrow X_1 > X_2 \\ 0 & \Rightarrow X_1 < X_2 \end{cases} \quad (1.5)$$

Компаратор (пристрій порівняння). Вимірювальний пристрій, що реалізує порівняння однорідних фізичних величин.

Компаратори (рис.1.6) класифікують за такими ознаками: за характером дії над сигналами при порівнянні - на компаратори з відніманням сигналів і компаратори з комутацією сигналів; за кількістю каналів - на одно- і багатоканальні.

До складу компаратора входять: ланка віднімання, що створює різницю вхідних сигналів X_1 і X_2 , і різницева ланка, що реагує на знак різниці (рис.1.7).

1) *Компаратор на основі операції віднімання* реалізується двоканальною структурою. Результат порівняння у цьому випадку - однобітовий сигнал у вигляді «0» та «1», який і є інформацією про співвідношення між розмірами порівнюваних величин.

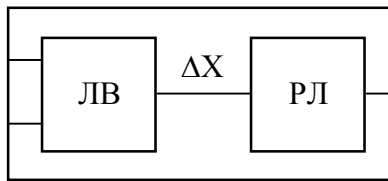
2) *Компаратор на основі комутації сигналів* реалізується одноканальною структурою. Внаслідок комутації створюється періодичний сигнал з частотою перемикавання, знак результату детектування якого залежить від співвідношення між порівнюваними величинами.



Рисунок 1.6

Досконалість компаратора визначається мінімальним значенням порога чутливості, при якому ймовірність правильного визначення співвідношення між X_1 і X_2 перевищує 0.5. В реальному компараторі наявність зони нечутливості спричиняє виникнення похибки, яка алгебраїчно додається до результату.

З відніманням



ЛВ – ланка віднімання
РЛ – ланка визначення знака різниці
 ΔX – різниця ФВ

З комутацією

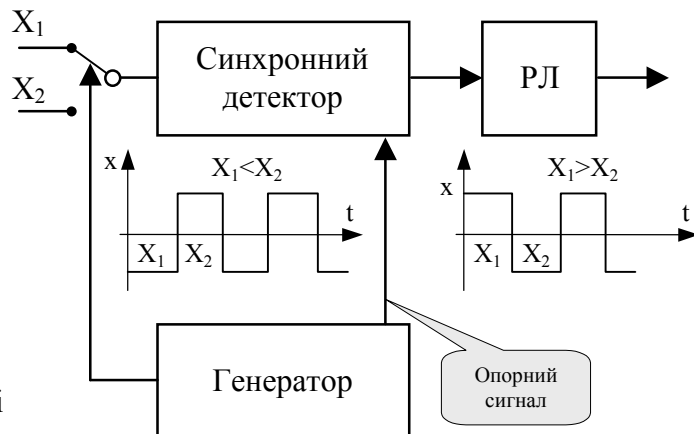


Рисунок 1.7

Масштабне вимірювальне перетворення.

Масштабний перетворювач.

Масштабне вимірювальне перетворення, або коротко - масштабне перетворення, є різновидом вимірювального перетворення, однак через широке застосування та наявність великої кількості ланок, які реалізують лише цю операцію, варто розглянути її окремо.

Масштабне перетворення - лінійне вимірювальне перетворення вхідної величини без зміни роду.

В результаті масштабного перетворення вхідна величина перетворюється в однорідну вихідну, розмір якої пропорційний в K разів розмірові вхідної:

$$X_1 = K_{\text{МП}} \cdot X. \quad (1.6)$$

Коефіцієнт масштабування $K_{\text{МП}}$ є основною характеристикою масштабного перетворення. Його числове значення може бути:

- $K_{\text{МП}} < 1$ - послаблення;
- $K_{\text{МП}} > 1$ - підсилення;
- $K_{\text{МП}} = 1$ - повторення.

Масштабний перетворювач - вимірювальний перетворювач, який реалізує масштабне вимірювальне перетворення.

Масштабні перетворювачі (МП) створюються переважно для величин, що характеризують явища спрямованої дії (напруга, струм та ін.).

МП можуть бути одно- або багатоканальні, з регульованим або нерегульованим коефіцієнтом масштабування. Тому надалі будемо розрізняти такі типи масштабних перетворювачів:

1) *одноканальний нерегульований*, характерною ознакою якого є сталість коефіцієнта масштабування. Наприклад, вимірювальний підсилювач, трансформатори напруги чи струму. Рівняння такого МП має вигляд

$$X_1 = K_{\text{МП}} \cdot X; \quad | \quad K_{\text{МП}} = \text{const}. \quad (1.7)$$

2) *одноканальний кодирований регульований* МП, який є масштабним перетворювачем з часовим розділенням. Його рівняння

$$X_1 = K_{МП}(t) \cdot X; | K_{МП}(t) = \text{var}. \quad (1.8)$$

Такий МП напруги можна створити з цифроаналогового перетворювача напруги. Їх ще називають також перемножувальними цифроаналоговими перетворювачами напруги.

3) *багатоканальний нерегульований* МП з просторовим розділенням, характерною рисою якого є наявність кількох вихідних каналів зі сталим коефіцієнтом масштабування. Наприклад, багатоканальні подільники напруги.

4) *багатоканальний регульований* МП, тобто масштабний перетворювач як з часовим, так і з просторовим розділенням, який також відрізняється наявністю кількох вихідних каналів. Наприклад, подільник напруги з кількома рухомими контактами.

Числовий вимірювальний перетворювач.

Числове вимірювальне перетворення (ЧВП) - це операція обчислення проміжних результатів вимірювань з метою отримання остаточного результату.

Числовий вимірювальний перетворювач - вимірювальний пристрій, що є сукупністю засобів обчислювальної техніки та програмного забезпечення і виконує обчислювальні операції під час вимірювань.

1.3.2 Засоби вимірювання

Вимірювальний прилад - засіб вимірювань, в якому створюється візуальний сигнал вимірювальної інформації.

Аналоговий вимірювальний прилад. Вимірювальний прилад, в якому візуальний сигнал вимірювальної інформації подається за допомогою шкали та вказівника.

Цифровий вимірювальний прилад. Вимірювальний прилад, в якому візуальний сигнал вимірювальної інформації подається у вигляді цифр чи символів на показувальному пристрої.

Аналого-цифровий перетворювач. Засіб вимірювань, в якому створюється кодовий сигнал вимірювальної інформації.

Реєструвальний засіб вимірювання. Засіб вимірювання, в якому реєструється сигнал вимірювальної інформації.

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

Вимірювальна система. Сукупність вимірювальних каналів, вимірювальних пристроїв та інших технічних засобів, об'єднаних для створення сигналів вимірювальної інформації про декілька фізичних величин.

Вимірювальна інформаційна система. Сукупність засобів вимірювальної техніки, засобів контролю, діагностування та інших технічних засобів, об'єднаних для створення сигналів вимірювальної та інших видів інформації.

1.4 Методи вимірювань

«Знання основних методів та принципів з лихвою перебиває незнання багатьох фактів» - Гельвецій.

Аналіз методів вимірювання - один з основних розділів метрології, тому для одержання досить повної картини методів вимірювання їх необхідно чітко визначити, класифікувати за суттєвими класифікаційними ознаками, подати структури для їх реалізації (рис.1.8).

Метод вимірювання - сукупність способів використання засобів вимірювальної техніки та принципу вимірювань для створення вимірювальної інформації.

Серед різних видів вимірювань ФВ найточнішим за інших рівних умов є пряме вимірювання, тому насамперед детально розглянемо класифікацію методів прямих вимірювань.

Метод зіставлення. Метод прямого вимірювання з одноразовим порівнянням вимірюваної величини з усіма вихідними величинами багатозначної нерегульованої міри.

Прикладами даного методу є вимірювання довжини лінійкою з поділками, вимірювання інтервалу часу годинником.



Рисунок 1.8

Цей метод, зокрема, забезпечує максимальну швидкість вимірювання електричної напруги та механічних переміщень. Його покладено в основу побудови цифрових хронометрів, частотомірів, надшвидкодійних цифрових вольтметрів, цифрових вимірювачів індуктивності.

Метод одного збігу (метод ноніуса). 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.

Приклади. Вимірювання довжини за допомогою двох лінійок з поділками, ціни яких знаходяться в певному відношенні. Вимірювання часу за допомогою двох послідовностей періодичних імпульсів, періоди яких знаходяться в певному відношенні.

При вимірюванні нульові відмітки мір зсувають на вимірювану величину X , а потім визначають її числове значення за номером найближчої відмітки, що збігається. Таким чином, завдяки надлишковості методу ноніуса (замість однієї багатозначної нерегульованої міри використовуються дві), ступінь квантування «зменшується» в n разів. Це можна трактувати також як «збільшення» розміру величини X в n разів. Метод ноніуса використовується тоді, коли неможливо створити міру з надто малими ступенями (наприклад, лінійку з поділками 0.1 мм).

Метод подвійного збігу (метод коінциденції). Метод прямого вимірювання з одноразовим порівнянням двох квантованих фізичних величин: вимірюваної та відтворюваної багатозначною нерегульованою мірою.

Приклад. Вимірювання зістикованих інтервалів часу або зістикованих відрізків довжини за допомогою, відповідно, послідовності періодичних імпульсів з відомим значенням їх періоду або лінійки з відомим значенням поділок.

Метод зрівноваження. Метод прямого вимірювання з багаторазовим порівнянням вимірюваної величини та величини, що відтворюється регульованою мірою, до їх повного зрівноваження.

Приклад. Вимірювання електричної напруги компенсатором.

Диференційний метод (різницевий метод). Метод вимірювання, за яким невелика різниця між вимірюваною величиною та вихідною величиною одноканальної міри вимірюється відповідним засобом вимірювання.

В загальному випадку (рис.1.9) значення вимірюваної величини X може відрізнятися від величини X_N , що відтворює міра M .

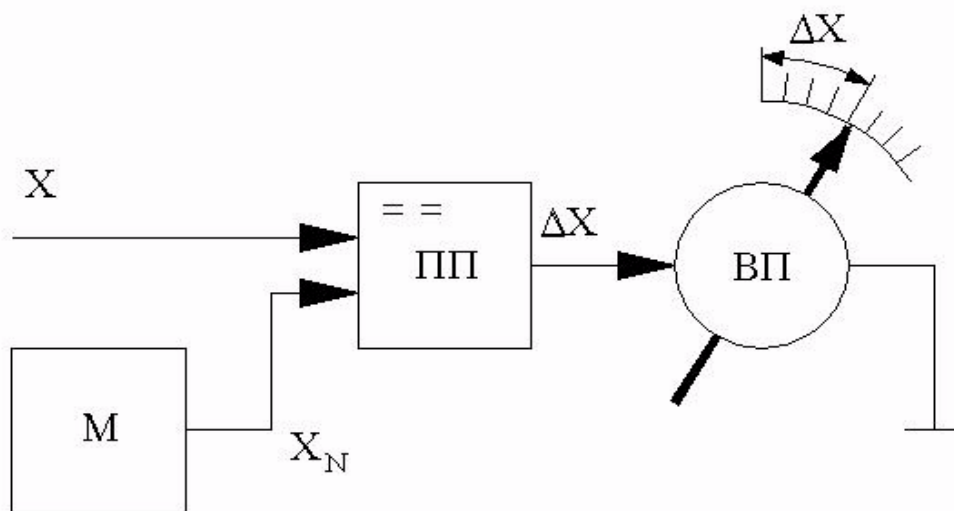


Рисунок 1.9

Тоді різницю $\Delta X = X - X_N$ (вихід компаратора ПП) вимірюють за допомогою засобу вимірювання ВП, а значення невідомої величини визначається

$$X = X_N + \Delta X \begin{cases} X_N = \text{cons} \\ \Delta X = \text{var} \end{cases}$$

В цьому випадку зрівноваження вимірюваної величини X зразковою X_N виконується не повністю. Диференційний метод забезпечує високу точність вимірювання, якщо зразкова величина X_N відтворюється мірою з високою точністю, а різниця ΔX мала.

Окремим випадком диференційного методу є нульовий. В нульовому методі відтворювану мірою величину X_N роблять регульованою, а різницю $\Delta X = X - X_N = 0$ доводять до нуля. Високочутливий засіб вимірювання (нуль-індикатор) в цьому методі фіксує момент рівності $X = X_N$ (рис.1.10).

Прикладами застосування нульового методу є вимірювання параметрів електричного кола мостовими схемами, вимірювання напруги, Е.Р.С., струму компенсатором та ін.

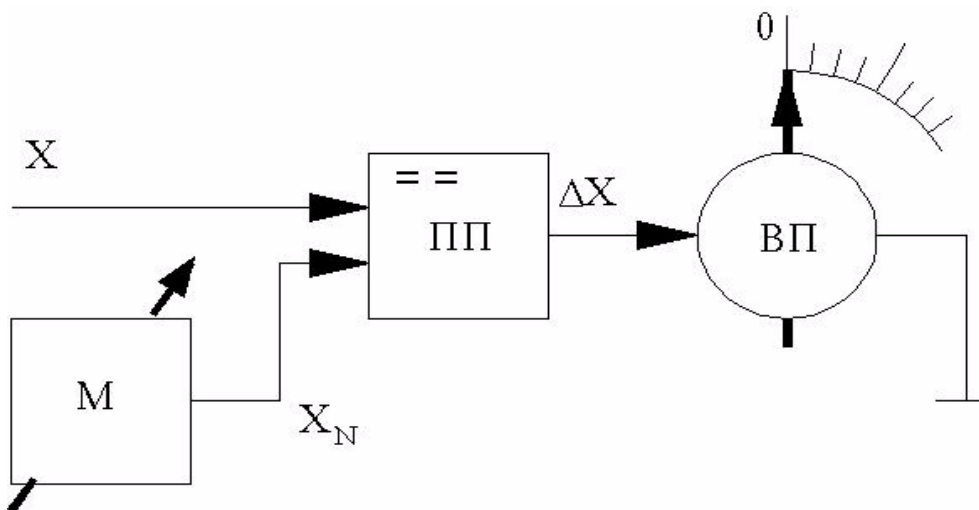


Рисунок 1.10

Застосування непрямих вимірювань, як більш складних, останнім часом значно поширилось. Розглянемо коротко особливості цих методів.

Перший метод непрямого опосередкованого вимірювання полягає у використанні перетворення вимірюваної величини X в іншу фізичну величину, для якої створені засоби вимірювання. Даний метод, наприклад, реалізовано в магнітоелектричному вольтметрі, ртутному термометрі та в багатьох інших засобах вимірювань.

Другий метод непрямого опосередкованого вимірювання, в якому також використано вимірювальний перетворювач роду вимірюваної величини, є метод заміщення.

Метод заміщення. Метод непрямого вимірювання з багаторазовим порівнянням до повного зрівноваження вихідних величин вимірювального перетворювача з почерговим перетворенням ним вимірюваної величини та вихідної величини регульованої міри.

Даний метод доцільно застосовувати у тому випадку, коли для величини

X не створені компаратори, але створені регульовані одноканальні міри. Метод реалізується за два етапи (рис.1.11).

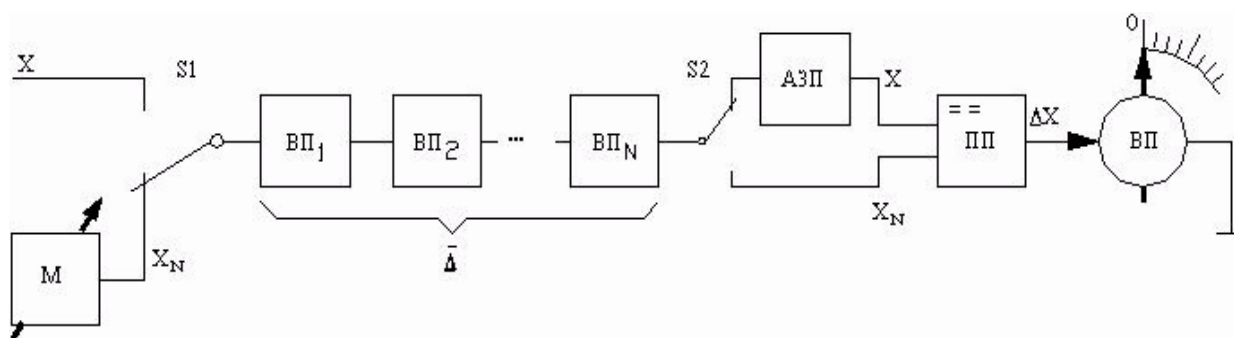


Рисунок 1.11

На першому етапі вимірювана величина X проходить через вимірювальні перетворювачі $ВП_1, ВП_2, \dots, ВП_N$, запам'ятовується аналоговим запам'ятовувальним пристроєм АЗП і подається на перший вхід компаратора ПП. На другому етапі зразкова величина X_N з виходу одноканальної регульованої міри M , пройшовши через ті самі вимірювальні перетворювачі, надходить на другий вхід компаратора ПП.

Як і в нульовому методі, різницю ΔX доводять до нуля за допомогою одноканальної регульованої міри, а значення вимірюваної величини визначають за значенням міри M в момент рівності $X = X_N$. Даний метод доцільно застосовувати у тому випадку, коли між входом засобу вимірювання і входом компаратора знаходяться вимірювальні перетворювачі $ВП$, які вносять в результати вимірювання систематичну складову похибки $\bar{\Delta}$. Завдяки поетапному здійсненню вимірювальної процедури в цьому методі дана складову похибки автоматично вилучається із результату вимірювання.

1.5 Похибки вимірювань

Класична метрологія виходить із позиції, що результат вимірювання завжди відрізняється від істинного значення вимірюваної величини. Тому під час вимірювань ФВ виникає похибка, яка дорівнює різниці між значенням X фізичної величини та її істинним X_i значенням

$$\Delta X = X - X_i. \quad (1.9)$$

Істинне значення. Значення фізичної величини, яке ідеально відображало б певну властивість об'єкта.

Визначити істинне значення величини вимірюванням неможливо через обмежені можливості засобів вимірювань. Однак існують величини, істинне значення яких відоме, наприклад, один повний оберт дорівнює 2π радіанів, або 360° .

Раніш відмічена неможливість визначення істинного значення є наслідком принципової недосконалості відображення при вимірюванні та причиною

неминучості похибки вимірювання. Оскільки істинне значення ФВ нам невідоме, то похибку вимірювання з останнього рівняння визначити неможливо. Для визначення похибки істинне значення ФВ замінюють дійсним - X_d .

Абсолютна похибка вимірювання. Різниця між результатом вимірювання і дійсним значенням вимірюваної величини

$$\Delta X = X - X_d. \quad (1.10)$$

Абсолютною дану похибку назвали тому, що вона виражена в абсолютних одиницях вимірюваної величини.

Дійсне значення. Значення фізичної величини, знайдене експериментальним шляхом і настільки наближене до істинного значення, що його можна використати замість істинного для даної мети.

На практиці дійсне значення ФВ може бути знайдено: за допомогою багаторазових вимірювань із наступним усередненням результатів спостережень і представленням цього середнього в якості дійсного; за допомогою зразкового засобу вимірювання.

Якщо абсолютну похибку взяти з протилежним знаком і алгебрично додати $\Delta q = -\Delta X$ до результату вимірювання, то можна вилучити систематичну похибку з результатів вимірювання, або ввести поправку в результати вимірювання.

Поправка - значення величини, що алгебрично додається до результату вимірювання з метою вилучення систематичної похибки.

У багатьох випадках числове значення абсолютної похибки не дає правильного уявлення про точність вимірювання, ступінь достовірності одержаного результату. Тому введено більш універсальну характеристику точності у вигляді **відносної похибки**.

Відносна похибка вимірювання. Відношення абсолютної похибки вимірювання до дійсного значення вимірюваної величини

$$\delta = \frac{\Delta X}{X_d} = \frac{X - X_d}{X_d}. \quad (1.11)$$

Відносна похибка може виражатися не тільки у відносних величинах, але й у відсотках

$$\delta = \frac{\Delta X}{X_d} \cdot 100\% = \frac{X - X_d}{X_d} \cdot 100\%. \quad (1.12)$$

Аналіз останніх двох рівнянь дозволяє дійти висновку, що чим менша похибка вимірювання, тим вища його точність, отже, тим менша різниця між істинним значенням ФВ і результатом її вимірювань. Із збільшенням похибки зменшується точність.

Точність вимірювання. Головна характеристика якості вимірювання, що відображає близькість результату вимірювання до істинного значення вимірюваної величини.

Кількісно точність Θ вимірювання визначається як величина, обернена до відносної похибки

$$\Theta = \frac{1}{\delta} = \frac{X_d}{X - X_d}. \quad (1.13)$$

Розрізняють надмірну похибку й промах.

Надмірна похибка. Похибка вимірювання, що суттєво перебільшує очікувану (у даних умовах) похибку.

Промех. Результат вимірювання, що має надмірну похибку.

В методиках оцінки результатів вимірювань промахи вилучають із ряду багаторазових спостережень, як аномальні результати вимірювання.

Класифікація похибок вимірювання. Похибки вимірювань систематизуються за тими ознаками (рис.1.12), що визначають їх основні особливості.

За способом вираження похибки поділяються на абсолютні й відносні; за характером зміни - на систематичні і випадкові.

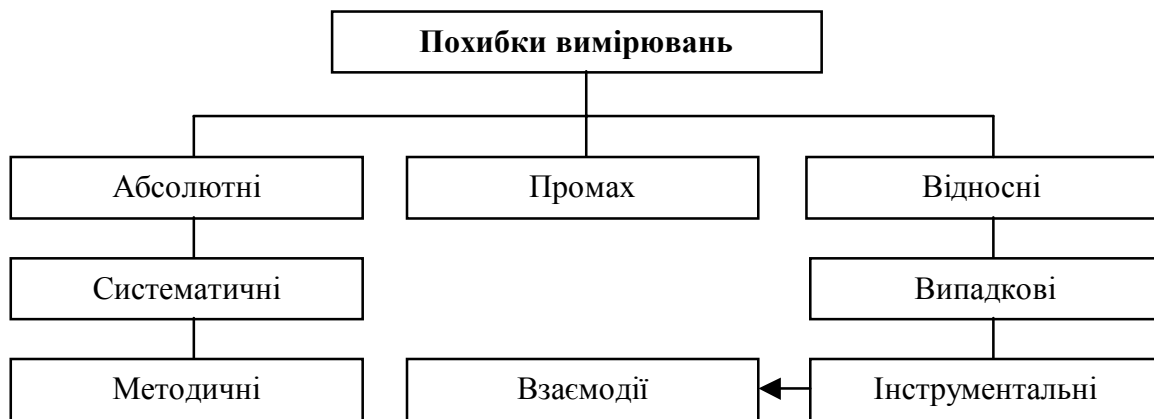


Рисунок1.12

Систематична похибка. Складова похибки $\bar{\Delta}$, що залишається сталою або прогнозовано змінюється у ряді вимірювань тієї ж величини.

Випадкова похибка. Складова похибки $\overset{\circ}{\Delta}$, що непрогнозовано змінюється у ряді вимірювань тієї ж величини.

У загальному випадку похибка результату вимірювання містить систематичну й випадкову складові, навіть якщо було введено поправки на систематичні похибки, викликані відомими факторами впливу. Пояснюється це, поперше, тим, що значення факторів не залишаються у процесі вимірювання постійними, а, по-друге, тим, що на результат вимірювання впливають фактори, дія яких у даному експерименті не передбачалася, або ж фактори, дію яких неможливо врахувати.

Оскільки у похибку вимірювання входить випадкова складова, то її слід вважати величиною випадковою. Значення повної похибки вимірювання для будь-якого моменту часу визначається

$$\Delta = \bar{\Delta} + \overset{\circ}{\Delta}. \quad (1.14)$$

Використовуючи апарат підсумовування частинних (часткових) похибок

випадкового характеру і частинних (часткових) похибок систематичного характеру, можна оцінити повну похибку вимірювання.

Крім точності вимірювань на практиці застосовують також такі характеристики якості вимірювань: правильність, збіжність та відтворюваність вимірювань.

Правильність вимірювань. Характеристика якості вимірювання, що відображає близькість до нуля систематичної похибки вимірювання.

Збіжність результатів вимірювання. Характеристика якості вимірювань, що відображає близькість повторних результатів вимірювань однієї й тієї ж величини в однакових умовах.

Збіжність результатів вимірювань відображає близькість до нуля випадкової похибки. Збіжність може бути оцінена кількісно дисперсією результатів вимірювань.

Відтворюваність вимірювань. Характеристика якості вимірювань, що відображає близькість результатів вимірювань однієї й тієї ж величини, виконаних в різний час, в різних умовах, різними методами і засобами.

Відтворюваність може бути оцінена кількісно дисперсією результатів вимірювання.

За місцем виникнення похибки вимірювання розподіляються на інструментальні й методичні.

Інструментальна похибка. Складова похибка вимірювання, зумовлена властивостями засобів вимірювальної техніки.

Інструментальна похибка складається з похибки засобів вимірювальної техніки та похибки від їхньої взаємодії з об'єктом вимірювання.

Похибка від взаємодії. Складова інструментальної похибки, що виникає внаслідок впливу засобів вимірювальної техніки на стан об'єкта вимірювання.

Методична похибка. Складова похибки вимірювання, що зумовлена неадекватністю об'єкта вимірювання та його моделі, прийнятою при вимірюванні.

1.5.1 Систематичні похибки і методи їх вилучення

Врахування і вилучення систематичних похибок досить важливе завдання кожного точного вимірювання. Повністю вилучити систематичні похибки неможливо, завжди залишаються якісь невраховані залишки. Ці залишки необхідно врахувати, щоб оцінити межі невилученої систематичної похибки результату.

Для виявлення, оцінки і вилучення систематичних похибок необхідно, по-перше, знати місце і причини їх виникнення, а по-друге - способи виявлення і вилучення цих похибок.

Залежно від причин виникнення систематичні похибки можна розподілити на чотири групи: інструментальні; методичні; суб'єктивні; похибки встановлення.

Похибки встановлення. До них належать такі, прояви яких зумовлені неправильним застосуванням міри: встановлення приладу з нахилом або відхи-

лення зовнішніх умов від нормальних (наявність зовнішніх полів, відхилення температури від нормальної тощо).

Суб'єктивні похибки. Вони проявляються в результаті особливостей самого спостерігача. Наприклад, при підрахунку поділок шкали різні люди по-різному оцінюють одне і те саме положення стрілки. Один схильний завжди занижувати покази, інший - завищувати їх.

Методичні похибки виникають через недоліки самого методу вимірювання або через неточність застосованих спрощених формул. Скажімо, при непряму вимірюванні площі перерізу круглого стержня прямим вимірюванням діаметра з наступним обчисленням площі $S = \pi d^2/4$ результат буде із систематичною методичною похибкою через обмежене число знаків і значення числа π .

Інструментальні похибки зумовлені недосконалістю технології виготовлення засобів вимірювань.

За характером зміни в часі систематичні похибки поділяють на: постійні, прогресивні, періодичні.

Постійні похибки. До них належать такі, які тривалий час залишаються незмінними і протягом вимірювального експерименту є постійними. Часто вони носять технологічний характер і виникають, напри-

клад, при недостатньо точному намотуванні котушок індуктивності, під час градування шкали і т.ін.

Прогресивні похибки. Це такі похибки, які у процесі даної серії вимірювань неперервно зростають або зменшуються, тобто є функцією часу.

Вони можуть бути спричинені повільним зменшенням (збільшенням) напруги живлення, прогріванням приладу і іншими причинами.

Періодичні похибки. До їх числа належать систематичні похибки, значення яких є періодичною функцією або часу, або самої вимірюваної величини.

Способи вилучення систематичних похибок. Можна уникнути систематичних похибок, вилучивши їх джерело. Однак це не завжди можна здійснити. На практиці широко застосовуються такі способи вилучення систематичних похибок: дворазове спостереження; рандомізація; введення поправок.

Суть способу дворазових спостережень полягає в тому, що дану величину вимірюють не один раз, а два, але під час другого вимірювання умови вимірювання змінюють так, щоб систематична похибка засобу вимірювання входила в рівняння вимірювання з протилежними знаками

$$X_1 = X + \bar{\Delta}, \quad X_2 = X - \bar{\Delta}. \quad (1.15)$$

Середнє з результатів двох таких вимірювань

$$X_D = \frac{X_1 + X_2}{2}, \quad (1.16)$$

буде вільне від систематичної похибки тому що систематична складова похибки входить в останнє рівняння з різними знаками.

Систематичні похибки з відомими значеннями і знаками можуть бути

вилучені і після проведення вимірювань при обробці їхніх результатів. З цією метою у непоправлені результати спостережень вводяться поправки Δq , або ці результати помножують на коригувальний коефіцієнт η

$$X_{\text{Д}} = X \pm \Delta q, \text{ або } X_{\text{Д}} = X \cdot \eta. \quad (1.17)$$

Коригувальний коефіцієнт. Числовий коефіцієнт η , на який помножують результат вимірювання з метою вилучення систематичної похибки.

Результати вимірювання, отримані після введення поправки та (або) із врахуванням коригувального коефіцієнта, називають поправленими.

Ефективним способом зменшення систематичних похибок є їх рандомізація, тобто переведення у випадкові. Нехай, наприклад, буде n однотипних засобів вимірювання із систематичною похибкою однакового походження; якщо для даного засобу ця похибка постійна, то від пристрою до пристрою вона змінюється випадково. Тому вимірювання однієї і тієї самої величини всіма засобами і усереднення результатів одержаних спостережень дозволять значно зменшити цю похибку.

1.5.2 Випадкові похибки

Похибки вимірювань зазвичай носять випадковий характер. Випадковість зумовлюється: нестаціонарністю і випадковим характером вимірюваної фізичної величини; несталістю метрологічних характеристик засобів вимірювань, яка визначається випадковим характером формування коефіцієнтів перетворення вимірювальних пристроїв; випадковим характером впливу зовнішніх факторів на засіб вимірювання у процесі вимірювального експерименту.

Кількісно випадковий процес описують випадковою функцією часу $X(t)$, яка в будь-який момент часу t може набувати різних значень із деяким розподілом імовірностей. Для будь-якого t_i значення $X_i = X(t_i)$ є випадковою величиною. Випадковий процес визначається сукупністю проявів процесу в часі і законами цієї сукупності. Функціональна залежність проявів процесу називається *реалізацією випадкової функції*.

Для характеристики частоти появи випадкових похибок теорія ймовірностей пропонує використовувати закони розподілу. При цьому виділяється два види опису законів розподілу: інтегральний і диференціальний.

Інтегральним законом розподілу або *функцією розподілу ймовірностей* $F(X)$ випадкової величини X називають функцію, значення якої для кожного x є ймовірністю події, яка полягає в тому, що випадкова величина X приймає значення менші x , тобто функцію

$$F(x) = P\{X < x\}.$$

Дана функція є неспадною функцією x і змінюється в межах від $F(-\infty) = 0$ до $F(+\infty) = 1$. Вона існує для всіх випадкових величин як дискретних, так і неперервних. Для випадкової величини з неперервною і диференційованою функцією розподілу $F(x)$ можна знайти *диференціальний закон роз-*

поділу ймовірностей як похідну від $F(x)$, тобто як $p(x) = F'(x)$. Ця залежність називається *густиною розподілу ймовірностей*. Вона завжди позитивна і відповідає умові нормування

$$\int_{-\infty}^{+\infty} p(x) dx = 1,$$

яка безпосередньо витікає із властивостей інтегральної функції розподілу $F(x)$.

Розподіл Гаусса. Серед законів розподілу нормальний закон займає провідне місце, особливо для оцінки похибок вимірювань. Річ у тому, що похибка вимірювання визначається великим числом частинних складових, що носять випадковий характер, а з центральної граничної теореми ймовірностей випливає, що розподіл похибок вимірювання буде близьким до нормального, якщо результати спостережень формуються під впливом великої кількості незалежно діючих частинних похибок випадкового характеру, кожна з яких є незначною за значенням порівняно із загальною випадковою похибкою вимірювання. Щільність ймовірностей нормального закону описується виразом

$$f(\Delta) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \cdot \exp\left[-\frac{1}{2}\left(\frac{\Delta}{\sigma}\right)^2\right], \quad (1.18)$$

де σ - середнє квадратичне відхилення; $\Delta = (\Delta - \bar{\Delta})$ - випадкова складова похибки.

Щільність розподілу для нормального закону має вигляд дзвона. Якщо $\bar{\Delta} \neq 0$ (рис.1.13,а), то крива буде зміщена праворуч або ліворуч від початку осі ординат на значення $\bar{\Delta}$ в залежності від знака систематичної складової похибки. Крива симетрична відносно осі ординат, коли відсутня систематична складова похибки $\bar{\Delta} = 0$.

Значення σ впливає на гостровершинність кривої. Збільшення значення σ (рис.1.13,б) приводить до зменшення гостровершинності, і тому ймовірніша поява великих похибок. І, навпаки, при зменшенні σ зростає ймовірність появи малих похибок і знижується ймовірність появи великих похибок.

Основними числовими характеристиками нормального закону розподілу є математичне очікування і дисперсія.

Математичне очікування похибки вимірювань є невідповідною величиною, відносно якої розсіюються інші значення похибки при повторних вимірюваннях. Математичне очікування характеризує систематичну складову похибки.

Дисперсія похибки характеризує ступінь розсіювання окремих значень похибки відносно математичного очікування. Чим менша дисперсія, тим точніше виконано вимірювання. Отже, дисперсія може служити характеристикою точності вимірювань. В зв'язку з тим, що дисперсія виражається в одиницях

похибки в квадраті, то як числову характеристику точності вимірювань використовують середнє квадратичне відхилення (квадратний корінь від дисперсії) з позитивним знаком і в одиницях вимірюваної величини.

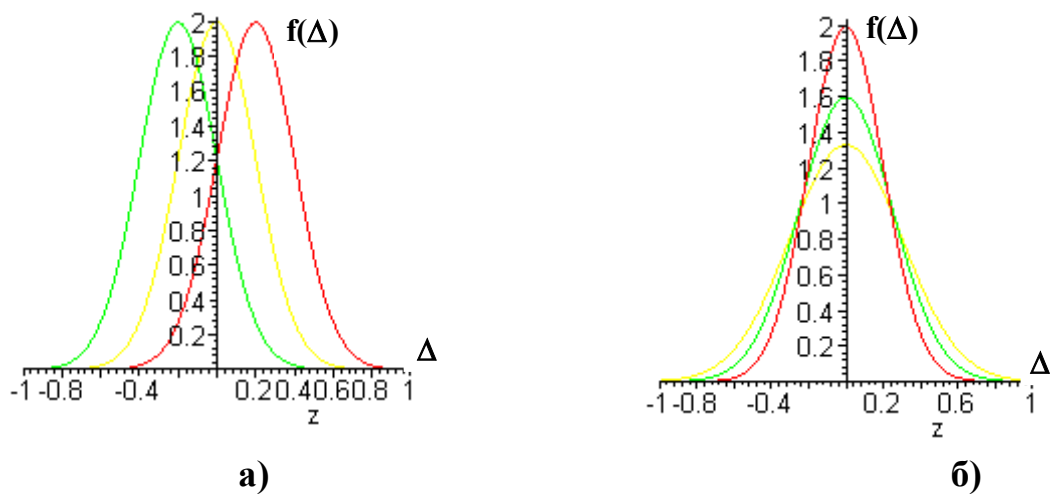


Рисунок 1.13

При проведенні вимірювань необхідно отримати результат з похибкою, що не перевищує допустимого значення. Знання тільки середнього квадратичного відхилення не дозволяє знайти максимальну похибку, що підкреслює обмежені можливості такої числової характеристики похибки, як σ . Максимальне значення похибки залежить не тільки від σ , але й від виду закону розподілу. Коли розподіл похибки теоретично не обмежений, наприклад, для нормального закону розподілу, похибка може бути будь-якою за значенням. В цьому випадку можна говорити тільки про інтервал, за границі якого похибка не виходить з деякою ймовірністю. Цей інтервал називають *довірчим*, а ймовірність, що характеризує його, - *довірчою ймовірністю*.

В практиці вимірювань задають різні значення довірчої ймовірності, наприклад: 0.90; 0.95; 0.98; 0.99; 0.9973; 0.999. Довірчий інтервал і довірчу ймовірність вибирають в залежності від конкретних умов вимірювання. Наприклад, для нормального закону розподілу випадкових похибок з середнім квадратичним відхилення σ часто використовують довірчий інтервал від $+3\sigma$ до -3σ , для якого довірна ймовірність $P=0.9973$. Така ймовірність означає, що із 370 випадкових похибок тільки одна похибка за абсолютним значенням буде більшою за 3σ . Оскільки в практиці число вимірювань рідко перевищує декілька сотень, поява однієї випадкової похибки, більшої ніж 3σ , мало ймовірна. Наявність двох подібних похибок практично неможлива. Тому всі можливі похибки, розподілені за нормальним законом, практично не перевищують за абсолютним значенням 3σ (правило «трьох сигм»).

1.5.3 Оцінка випадкових похибок прямих вимірювань

Випадкові похибки проявляються при багаторазових вимірюваннях однієї фізичної величини в однакових умовах одним оператором і за допомогою одного і того самого засобу вимірювання. Такі вимірювання прийнято називати рівноточними.

При статистичній обробці результатів багаторазових вимірювань необхідно виконати таку послідовність дій:

1.Провести багаторазові вимірювання і отримати масив X_1, X_2, \dots, X_n вимірювальної інформації.

2.Ввести поправку в результати вимірювань, вилучивши відомі систематичні похибки.

3.Знайти математичне очікування поправлених результатів спостережень і прийняти його за дійсне значення.

Для нормального закону розподілу, а якщо поступитися ефективністю оцінки, то й для всіх симетричних розподілів, за оцінку математичного очікування ряду рівноточних спостережень приймають середнє арифметичне

$$\bar{x} = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n X_i . \quad (1.20)$$

4.Визначити випадкове відхилення.

Різниця

$$\vartheta_i = X_i - \bar{x} \quad (1.21)$$

є випадковим відхиленням (випадковою абсолютною похибкою) при i -му спостереженні. Вона може бути позитивною і негативною.

Середнє арифметичне незалежно від закону розподілу має такі властивості

$$\sum_{i=1}^n \vartheta_i \rightarrow 0 \quad \text{і} \quad \sum_{i=1}^n \vartheta_i^2 \rightarrow \min , \quad (1.22)$$

які використовуються для перевірки правильності обчислення \bar{x} .

5.Обчислити експериментальне середнє квадратичне відхилення (СКВ) результатів вимірювання за формулою Бесселя

$$S = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^n \vartheta_i^2}{n-1}} = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^n (X_i - \bar{x})^2}{n-1}} , \quad (1.23)$$

де X_i - результат i -го вимірювання; \bar{x} - середнє арифметичне n результатів.

Підкреслимо, що для серії n вимірювань однієї й тієї ж величини параметр S характеризує розсіювання результатів багаторазових n вимірювань од-

нієї і тієї ж величини. Оскільки ми обчислюємо середнє арифметичне, необхідне для одержання оцінки σ , то природно взяти його за результат вимірювання. В даному випадку середнє арифметичне залежить від числа вимірювань і є випадковою величиною, яка має деякі дисперсії відносно істинного значення.

6.Визначити середнє квадратичне відхилення середнього арифметичного за формулою

$$\overline{\sigma[\bar{x}]} = \frac{S}{\sqrt{n}}. \quad (1.24)$$

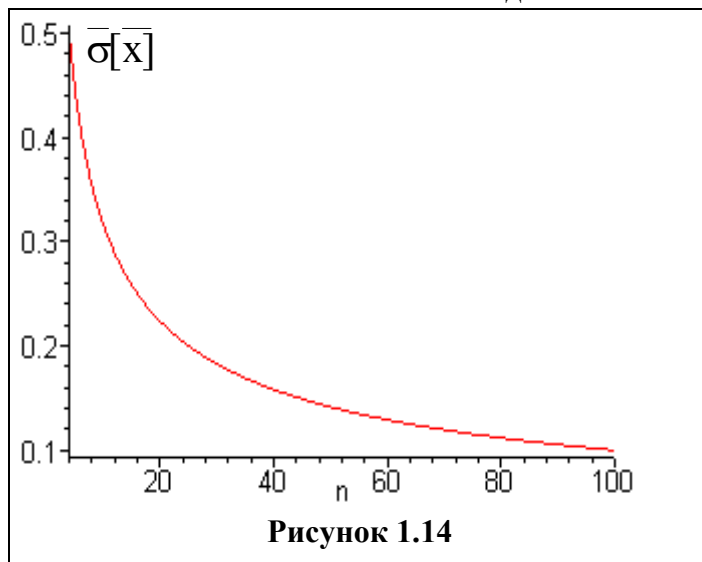
Отже, якщо в якості результату багаторазових вимірювань взяти середнє арифметичне \bar{x} , то випадкова похибка (S) зменшується в \sqrt{n} раз порівняно з випадком (рис.1.14), коли за результат багаторазових вимірювань приймалось будь-яке одне з n спостережень.

Тому багаторазові вимірювання з наступним усередненням результатів і прийняттям цього середнього за результат вимірювання є досить ефективним методом зменшення випадкової похибки.

7.Визначити довірчі границі похибки вимірювання, що являють собою верхню й нижню межі, які накривають із заданою ймовірністю похибку вимірювання.

Якщо число вимірювань $n \leq 20 \dots 30$, то довірчий інтервал випадкової похибки при заданих імовірності P і середньому квадратичному відхиленні $\overline{\sigma[\bar{x}]}$ визначається за формулою Стьюдента

$$\Delta_d = \pm k_t \cdot \overline{\sigma[\bar{x}]},$$



де k_t - коефіцієнт розподілу Стьюдента, який залежить від заданої ймовірності P і числа вимірювань n .

Розглянемо тепер, яку саме довірчу ймовірність необхідно задавати. Як правило, приймають $P = 0.95$. Якщо вимірювання повторити неможливо, то $P=0.99$, а в особливо відповідальних випадках, коли вимірювання, що виконуються, пов'язані із створенням нових

еталонів або їхні результати можуть суттєво вплинути на здоров'я людини, $P = 0.997$.

8.Представити результат вимірювання $\bar{x} \pm \Delta_d ; P$.

Приклад. Обробка результатів прямих вимірювань.

Проведено ряд вимірювань за допомогою вольтметра магнітоелектричної системи. При цьому одержано такі результати: 122; 118; 120; 121; 119; 120 [В]. Визначити середнє значення виміряної напруги, його СКВ. Представити ре-

зультат, вказавши границі довірчого інтервалу, в який потрапляє похибка вимірювання із заданою ймовірністю $P=0.95$ (коефіцієнт Стюдента дорівнює 2.571).

1. Знайдемо математичне очікування для ряду вимірювань

$$\bar{u} = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n U_i = \frac{122 + 118 + 120 + 121 + 119 + 120}{6} = 120 [\text{В}].$$

2. Визначимо випадкові відхилення

$$\vartheta_1 = U_1 - \bar{u} = 122 - 120 = +2 [\text{В}]$$

$$\vartheta_2 = U_2 - \bar{u} = 118 - 120 = -2 [\text{В}]$$

$$\vartheta_3 = U_3 - \bar{u} = 120 - 120 = 0 [\text{В}]$$

$$\vartheta_4 = U_4 - \bar{u} = 121 - 120 = +1 [\text{В}]$$

$$\vartheta_5 = U_5 - \bar{u} = 119 - 120 = -1 [\text{В}]$$

$$\vartheta_6 = U_6 - \bar{u} = 120 - 120 = 0 [\text{В}]$$

3. Перевіримо, чи сума випадкових відхилень дорівнює нулю

$$\sum_{i=1}^6 \vartheta_i = 0.$$

4. Знайдемо оцінку експериментального середнього квадратичного відхилення

$$S = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^n \vartheta_i^2}{n-1}} = \sqrt{\frac{(2)^2 + (-2)^2 + 0 + (1)^2 + (-1)^2 + 0}{6}} = 1.41 [\text{В}].$$

5. Визначимо середнє квадратичне відхилення середнього арифметичного

$$\bar{\sigma}[\bar{u}] = \frac{S}{\sqrt{n}} = \frac{1.41}{\sqrt{6}} = 0.575 [\text{В}].$$

6. Знайдемо довірчі границі похибки вимірювання

$$\Delta_{\text{д}} = \pm k_t \cdot \bar{\sigma}[\bar{u}] = 0.575 \cdot 2.571 = 1.48 [\text{В}].$$

7. Представимо результат у відповідності до стандартної форми $\bar{u} \pm \Delta_{\text{д}}, P$

$$U = 120.00 \pm 1.48 \text{ В}, P = 0.95.$$

1.5.4 Оцінка випадкових похибок опосередкованих вимірювань

Оцінку випадкових похибок опосередкованих вимірювань необхідно здійснювати за такою методикою:

1. Визначити для результатів прямих вимірювань \bar{x} і $\bar{\sigma}[\bar{x}]$;

2. Визначити значення невідомої величини $\bar{q} = f(\bar{x}_1, \bar{x}_2, \dots, \bar{x}_n)$;

3. Визначити «вагу» кожної часткової похибки опосередкованих вимірювань

$$\left. \frac{\partial f}{\partial x_i} \right|_{x_i = \bar{x}_i} ; \quad (1.25)$$

4. Обчислити часткові випадкові похибки опосередкованих вимірювань

$$\bar{e}_{x_i} = \frac{\partial f}{\partial x_i} \cdot \bar{\sigma}[x_i]; \quad (1.26)$$

5. Знайти оцінку СКВ результату опосередкованих вимірювань

$$\bar{\sigma}_q = \sqrt{\sum_{i=1}^n \left(\frac{\partial f}{\partial x_i} \right)^2 \cdot \bar{\sigma}_{x_i}^2} ; \quad (1.27)$$

6. Знайти (табл.1.1) коефіцієнт k_t Стюдента за заданою довірчою ймовірністю P і кількістю вимірювань n .

Таблиця 1.1 - Значення коефіцієнта Стюдента

n-1	P=0.95	P=0.99	n-1	P=0.95	P=0.99
3	3.182	5.841	16	2.120	2.921
4	2.776	4.604	18	2.101	2.878
5	2.571	4.032	20	2.086	2.845
6	2.447	3.707	22	2.074	2.819
7	2.367	3.500	24	2.064	2.797
8	2.306	3.355	26	2.056	2.779
9	2.262	3.250	28	2.048	2.763
10	2.228	3.169	30	2.043	2.750
12	2.179	3.055			
14	2.145	2.977	∞	1.960	2.576

7. Знайти граничні значення випадкової складової похибки, яку приймають за похибку опосередкованого вимірювання

$$\Delta = \pm k_t \cdot \bar{\sigma}_q ;$$

8. Записати результат опосередкованого вимірювання:

$$q \pm \Delta, P.$$

Для визначення похибки результату опосередкованого вимірювання необхідно застосувати такі правила:

1. Якщо результат вимірювання є сумою або різницею двох і більше вимірюваних величин: $q = x + \dots + z - (u + \dots + w)$ і похибки $\Delta x, \dots, \Delta w$ незалежні і випадкові, то абсолютна похибка результату може бути визначена за формулою

$$\Delta q = \sqrt{(\Delta x)^2 + \dots + (\Delta z)^2 + (\Delta u)^2 + \dots + (\Delta w)^2}.$$

Коли похибки аргументів корельовані, значення Δq може перевищувати отримане за попередньою формулою, але завжди буде задовольняти умову $\Delta q \leq \Delta x + \dots + \Delta z + \Delta u + \dots + \Delta w$.

2. Якщо кінцевий результат вимірювання є добутком або часткою двох і більше вимірних значень:

$$q = \frac{x \cdot \dots \cdot z}{u \cdot \dots \cdot w}$$

і похибки $\delta x, \dots, \delta w$ незалежні і випадкові, то відносна похибка результату опосередкованого вимірювання визначається

$$\delta q = \sqrt{(\delta x)^2 + \dots + (\delta z)^2 + (\delta u)^2 + \dots + (\delta w)^2}.$$

3. Якщо результат опосередкованого вимірювання є функцією однієї величини:

$$q = f(x),$$

то похибка результату визначається $\delta q = \left| \frac{dq}{dx} \right| \delta x$.

4. В загальному випадку похибка функції декількох величин

$$q = f(x, y, \dots, w),$$

похибки яких незалежні і випадкові, знаходиться

$$\delta q = \sqrt{\left(\frac{\partial q}{\partial x} \delta x \right)^2 + \left(\frac{\partial q}{\partial y} \delta y \right)^2 + \dots + \left(\frac{\partial q}{\partial w} \delta w \right)^2},$$

але сумарна похибка ніколи не перевищить значення

$$\delta q \leq \left| \frac{\partial q}{\partial x} \right| \delta x + \left| \frac{\partial q}{\partial y} \right| \delta y + \dots + \left| \frac{\partial q}{\partial w} \right| \delta w.$$

Приклад. Обробка результатів опосередкованих вимірювань.

Визначити результат та СКВ випадкової складової похибки опосередкованого вимірювання потужності $P_o = \frac{U^2}{R}$ за даними прямих вимірювань напруги та опору з незалежними випадковими похибками, що розподілені за нормальним законом:

$$U = (1.00 \pm 0.01)\text{В}; P = 0.99$$

$$R = (10.0 \pm 0.10)\text{Ом}; P = 0.997$$

Записати результат згідно зі стандартною формою, вказавши довірчий інтервал, в який потрапить похибка результату опосередкованого вимірювання із встановленою ймовірністю $P=0.99$.

1. Знайти значення математичного очікування потужності

$$P_o = \frac{U^2}{R} = \frac{1.00}{10.0} = 0.1(\text{Вт})$$

2. Визначити СКВ результату опосередкованого вимірювання потужності

$$\sigma_P = \sqrt{\left(\frac{\partial P_o}{\partial U} \right)^2 \sigma_U^2 + \left(\frac{\partial P_o}{\partial R} \right)^2 \sigma_R^2} = \sqrt{\left(\frac{2U}{R} \right)^2 \sigma_U^2 + \left(-\frac{U^2}{R^2} \right)^2 \sigma_R^2}.$$

За значеннями нормованої функції Лапласа $\Phi(z) = P/2$ (табл.1.2) знайти значення z та визначити СКВ результатів прямих вимірювань напруги $\bar{\sigma}_U$ і опору $\bar{\sigma}_R$.

Таблиця 1.2 - Значення нормованої функції Лапласа

Z	$\Phi(z)$	z	$\Phi(z)$	Z	$\Phi(z)$	Z	$\Phi(z)$
0.0	0.00000	1.0	0.34134	2.0	0.47725	3.0	0.49865
0.1	0.03983	1.1	0.36433	2.1	0.48214	3.1	0.49903
0.2	0.07926	1.2	0.38493	2.2	0.48610	3.2	0.49931
0.3	0.11791	1.3	0.40320	2.3	0.48928	3.3	0.49952
0.4	0.15542	1.4	0.41924	2.4	0.49180	3.4	0.49966
0.5	0.19146	1.5	0.43319	2.5	0.49379	3.5	0.49977
0.6	0.22257	1.6	0.44520	2.6	0.49534	3.6	0.49984
0.7	0.25804	1.7	0.45543	2.7	0.49653	3.7	0.49989
0.8	0.28814	1.8	0.46407	2.8	0.49744	3.8	0.49993
0.9	0.31594	1.9	0.47128	2.9	0.49813	3.9	0.49995

Для

$$\Phi(z_U) = \frac{P}{2} = \frac{0.99}{2} = 0.485 \Rightarrow z_U = 2.2; \quad \bar{\sigma}_U = \frac{\Delta U}{z_U} = \frac{0.01}{2.2} = 0.0045(\text{В})$$

$$\Phi(z_R) = \frac{P}{2} = \frac{0.997}{2} = 0.499 \Rightarrow z_R = 3.1; \quad \bar{\sigma}_R = \frac{\Delta R}{z_R} = \frac{0.1}{3.1} = 0.03(\text{Ом}).$$

Значення СКВ опосередкованого вимірювання потужності складає

$$\begin{aligned} \bar{\sigma}_P &= \sqrt{\left(\frac{2U}{R}\right)^2 \bar{\sigma}_U^2 + \left(-\frac{U^2}{R^2}\right)^2 \bar{\sigma}_R^2} = \\ &= \sqrt{\left(\frac{2}{10}\right)^2 \cdot (0.0045)^2 + \left(-\frac{1}{10^2}\right)^2 \cdot (0.03)^2} \approx 3 \cdot 10^{-3} (\text{Вт}) \end{aligned}$$

3. Визначити границі довірчого інтервалу для заданої ймовірності $P=0.99$.
Для значення нормованої функції

$$\Phi(z_p) = \frac{P}{2} = \frac{0.99}{2} = 0.485,$$

з табл.1.2 значення $z_p = 2.2$.

Тоді границі довірчого інтервалу становлять

$$\Delta_p = \pm z_p \cdot \bar{\sigma}_p = \pm 2.2 \cdot 3 \cdot 10^{-3} = 0.0066 \text{ (Вт)}.$$

4.Результат опосередкованого вимірювання потужності

$$P_o = (0.1000 \pm 0.0066) \text{ Вт}; P = 0.99.$$

1.6 Властивості засобів вимірювань

Вимірювальна техніка має великий арсенал різноманітних засобів. Тому важливою і актуальною є проблема правильного вибору необхідного засобу вимірювань. Для вирішення цієї проблеми є критерії оцінки ефективності застосування засобів вимірювань. Такими критеріями є метрологічні характеристики (МХ) засобів вимірювань, які визначаються режимом їхньої роботи, - статичним або динамічним.

Метрологічними називають характеристики засобів вимірювальної техніки, які нормуються для визначення результату вимірювання та його похибок.

Під статичним слід розуміти режим роботи засобу вимірювань, при якому його вихідний сигнал може вважатись незмінним протягом часу, достатнього для зчитування показів, а під динамічним - режим, при якому вихідний сигнал змінюється з часом істотним чином.

Виходячи з режимів роботи засобів вимірювань, розрізняють їх статичні і динамічні метрологічні характеристики.

Згідно з ДСТУ 2681-94 виділяють такі основні динамічні метрологічні характеристики: диференціальне рівняння і передаточна функція, перехідна характеристика, імпульсна характеристика, амплітудно - і фазочастотна характеристики.

До статичних властивостей засобів вимірювань відносять: функцію перетворення, статичну характеристику, чутливість, поріг чутливості, роздільну здатність, адитивні і мультиплікативні похибки, похибку нелінійності, діапазон вимірювання, швидкодію, вхідний і вихідний опір, варіацію показу.

Розглянемо більш детально виділені статичні метрологічні характеристики.

1.6.1 Статичні метрологічні характеристики

Функцією перетворення називають залежність між вихідною (у) та вхідною (х) величинами засобу вимірювальної техніки.

Функція перетворення може бути подана у вигляді таблиці, графіка, формули.

Аналітична залежність вимірювального перетворення, що входить до

складу засобу вимірювань і описує зв'язок вихідного та вхідного сигналів, називається рівнянням перетворення - $y = f(x)$.

Графічне подання функції перетворення називають статичною характеристикою.

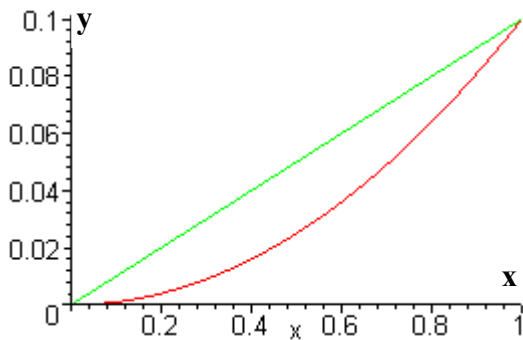


Рисунок 1.15

Статична характеристика засобу вимірювань може бути як лінійною, так і нелінійною (рис.1.15). Остання може бути з достатнім ступенем точності лінеаризована.

Градувальна характеристика – залежність між значеннями вимірюваної величини на виході та вході засобу вимірювань, що отримані під час градування (калібрування) та подані у вигляді таблиці, графіка або

формули.

Чутливість - відношення зміни вихідної величини засобу вимірювань до зміни вхідної величини, що її викликає,

$$S = \frac{\Delta y}{\Delta x} \quad (1.28)$$

Тобто чутливість характеризує здатність засобу вимірювання реагувати на зміну вхідного сигналу.

При лінійному рівнянні перетворення $S = \text{const}$. В даному випадку шкала засобу вимірювань рівномірна, що є досить суттєвою перевагою порівняно із засобами вимірювань із нерівномірною шкалою ($S \rightarrow \text{var}$).

Величину, обернену до чутливості, називають ціною поділки ($C = 1/S$).

Крім чутливості засоби вимірювань характеризуються порогом чутливості і зоною нечутливості.

Поріг чутливості - найменше значення вимірюваної величини, яке може бути виявлене засобом вимірювань.

Зона нечутливості - діапазон значень вимірюваної величини, в межах якого її зміни не викликають зміни показу засобу вимірювань.

Досить важливою метрологічною характеристикою є діапазон вимірювань. У ДСТУ 2681-94 розрізняють діапазон показів і діапазон вимірювань.

Діапазон показів - інтервал значень вимірюваної величини, який обмежений початковим та кінцевим її значеннями.

Початковим значенням вимірюваної величини називають найменше в діапазоні показів її значення, а кінцевим - її найбільше значення.

Діапазон вимірювань - інтервал значень вимірюваної величини, в межах якого проновані похибки засобу вимірювань.

Нормованими є верхня x_{max} і нижня x_{min} межі вимірювання.

У вимірювальній практиці широко використовується також термін "повний діапазон", під яким розуміють відношення верхньої межі вимірювання x_{max} до порогу чутливості

$$D = \frac{X_{\max}}{X_{\Pi}},$$

де X_{Π} - поріг чутливості.

Вхідний і вихідний опір. При вимірюванні об'єкт і засіб вимірювання взаємодіють. Однак при такій взаємодії вимірювальна інформація, що отримується від об'єкта вимірювання, не повинна спотворюватись. У цьому плані засоби вимірювання характеризуються вхідним і вихідним опором (імпедансами).

Вхідний опір може бути як великим, так і малим, в залежності від властивостей об'єкта, умов вимірювання, значення вимірюваної величини і методу вимірювання.

Для електричних величин ці вимоги можна сформулювати так, як представлено на рис.1.16.

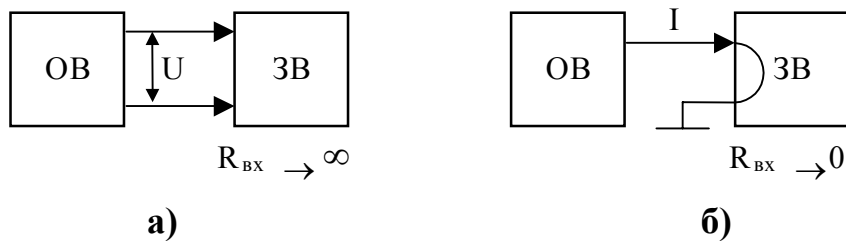


Рисунок 1.16

Великий вхідний опір необхідний тоді, коли вихідний сигнал від попереднього перетворювача (рис.1.16,а) або об'єкта вимірювання ОВ формується у вигляді напруги. Прикладом може служити вимірювання напруги вольтметром. Чим більшим буде опір вольтметра ($R_{\text{ВХ}} \rightarrow \infty$), тим меншою буде похибка взаємодії.

Малий вхідний опір необхідний тоді, коли вихідний сигнал від попереднього перетворювача (рис.1.16,б) або об'єкта вимірювання ОВ формується у вигляді струму. При вимірюванні сили струму амперметром похибка взаємодії буде тим меншою, чим менший його вхідний опір ($R_{\text{ВХ}} \rightarrow 0$).

При побудові засобів вимірювань для ефективної передачі енергії в колі вимірювального перетворення необхідне узгодження вхідного опору даного перетворювача з вихідним опором попереднього перетворювача.

Швидкодія - час, витрачений на вимірювання, під яким розуміють проміжок часу з моменту зміни вимірюваної величини до моменту встановлення показу приладу.

Показ - значення вимірюваної величини, створене за допомогою засобу вимірювань та подане сигналом вимірювальної інформації.

Час встановлення - інтервал часу від моменту початку дії вхідного сигналу до моменту, коли показ досягає і залишається в середині повних меж навколо усталеного значення.

Варіація показу засобу вимірювань - різниця між двома показами засобу вимірювання, коли одне й те ж значення вимірюваної величини досягається внаслідок її збільшення чи зменшення.

1.6.2 Похибки засобів вимірювань

Похибки засобів вимірювань дозволяють кількісно оцінити інструментальну похибку вимірювань, тобто похибку, яка виникає через недосконалість конструкції засобу вимірювання, а також через кінцеві можливості технології його виготовлення.

Похибки (рис.1.17) засобів вимірювальної техніки поділяються на: абсолютні, відносні та зведені; систематичні та випадкові; адитивні, мультиплікативні, нелінійні; основні і додаткові; статичні і динамічні.

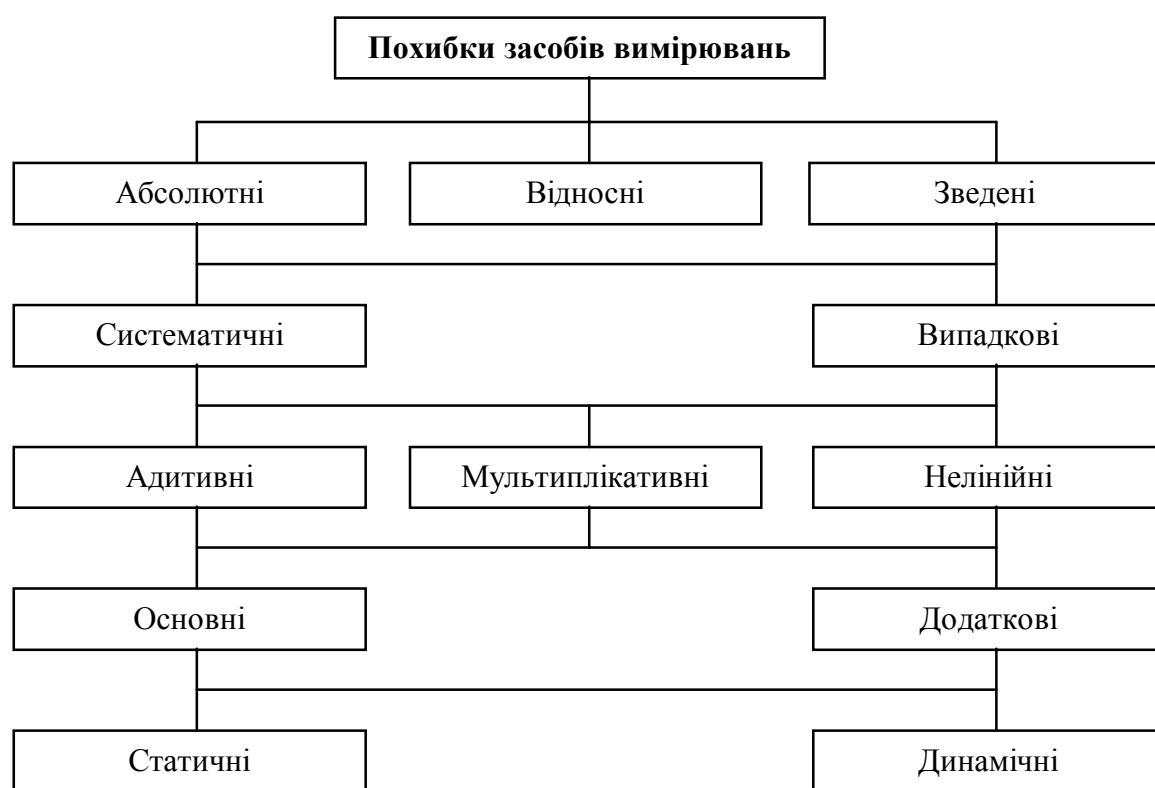


Рисунок 1.17

За способом вираження похибки засобів вимірювальної техніки поділяють на абсолютні, відносні та зведені.

Абсолютною похибкою засобу вимірювань називають різницю між показом засобу вимірювань та істинним значенням вимірюваної величини за відсутності методичних похибок і похибок від взаємодії засобу вимірювань з об'єктом вимірювання

$$\Delta_{зв} = X_{зв} - X_i.$$

Умови відсутності методичних похибок вимірювання і похибок від взаємодії засобу вимірювань з об'єктом вимірювання створюються під час повірки, коли значення вхідної величини знаходять за допомогою зразкового засобу ви-

мірювання.

В метрологічній практиці визначають приблизне значення похибки засобу вимірювань, тобто її оцінку.

Оцінка похибки засобу вимірювань це різниця між показом засобу вимірювань і умовно істинним значенням вимірюваної величини. На практиці слово «оцінка» може опускатися.

Відносною похибкою засобу вимірювань називають відношення абсолютної похибки засобу вимірювань до істинного значення вимірюваної величини

$$\delta_{зв} [\%] = \frac{\Delta_{зв}}{X_i} \cdot 100\% .$$

Зведеною похибкою засобу вимірювань називають відношення абсолютної похибки засобу вимірювань до нормованого значення

$$\gamma [\%] = \frac{\Delta_{зв}}{X_H} \cdot 100\% , \quad (1.29)$$

де X_H - нормоване значення.

В залежності від типу шкали засобу вимірювань виділяють декілька методів визначення нормованого значення.

1. Якщо засіб вимірювань має рівномірну шкалу, то в якості нормованого значення X_H необхідно вибрати верхню межу вимірювань при знаходженні нульової відмітки на початку шкали.

2. Нормоване значення X_H дорівнює сумі модулів меж вимірювань, якщо нульова відмітка шкали знаходиться в середині діапазону вимірювань.

3. Для багатомежевих засобів вимірювань значення X_H дорівнює різниці меж вимірювань.

4. Якщо засіб вимірювань має істотно нерівномірну шкалу, то за нормоване значення X_H приймають довжину шкали або її частини, яка відповідає діапазону вимірювань.

Похибки засобів вимірювань містять ряд систематичних і випадкових складових, статичні та динамічні похибки, які визначаються аналогічно визначенням похибок вимірювань.

Залежно від того, в яких умовах експлуатується засіб вимірювань, розрізняють основну (для нормальних умов) і додаткову (якщо одна або більше впливних величин виходять за межі нормальних умов) похибки.

Основна похибка - похибка засобу вимірювальної техніки за нормальних умов його використання.

Умови застосування засобів вимірювальної техніки, за яких впливні величини мають нормальні значення чи знаходяться у границях нормального інтервалу значень, називають нормальними умовами застосування.

Нормальне - це значення впливної величини, для якого (у межах якого) нормується основна похибка засобів вимірювальної техніки.

Умовами застосування засобів вимірювальної техніки називають такі, за яких значення впливних величин знаходяться у границях робочої зони.

Робоча зона значень впливних величин - це зона, що встановлюється для

засобів вимірювань, в межах якої за необхідністю нормуються додаткові похибки цих засобів.

Додаткова похибка – похибка засобу вимірювальної техніки, яка додатково виникає під час використання засобу вимірювань в умовах відхилення хоча б однієї з впливних величин від нормального значення або її виходу за границі нормальної зони значень.

Щоб наперед оцінити похибку, яку внесе дане устаткування в кінцевий результат, користуються нормованими значеннями похибки.

Під нормованим значенням розуміють похибки, які є граничними для даного типу засобів вимірювань.

Стандартами регламентуються способи нормування і форми вираження допустимих границь похибок.

Границею допустимої похибки засобу вимірювань називають найбільше значення без урахування знаку похибки засобу вимірювань, за яким цей засіб ще може бути визнаний придатним до застосування.

Границі допустимих абсолютної, відносної і зведеної похибок засобів вимірювань можуть виражатись одним числом

$$\Delta_H = \pm a; \quad \delta_H = \pm q; \quad \gamma_H = \pm p,$$

де a - додатне число, незалежне від x ; q , p - абстрактні додатні числа, вибрані з ряду **[1,0; 1,5; 2,0; 2,5; 3,0; 4,0; 5,0;6,0] • 10ⁿ**,

де n може набувати значень 1; 0; -1; -2;

Границі допустимих абсолютної і відносної похибок можуть також виражатися у вигляді лінійної функції

$$\Delta_{ЗВ} = \pm(a + b \cdot x),$$

де a , b - додатні числа, незалежні від x .

Перший доданок представленої функції позначається Δ_a (рис.1.18,*а*) і характеризує адитивну похибку (похибку нуля, незалежну від x), а другий доданок позначається Δ_m (рис.1.18,*б*) і характеризує мультиплікативну похибку, залежну від x . Дану складову похибки називають ще похибкою чутливості.

Адитивна похибка - складова абсолютної похибки засобу вимірювальної техніки, яка не залежить від вимірюваної величини.

Мультиплікативна похибка - складова похибки засобу вимірювальної техніки, яка пропорційна вимірюваній величині.

Похибка нелінійності - складова похибки засобу вимірювальної техніки, яка змінюється нелінійно в діапазоні зміни вимірюваної величини.

Для нормування похибок засобів вимірювальної техніки з адитивною і мультиплікативною похибками найбільш поширеною є формула виду

$$\delta_H = \pm [c + d \cdot (|X_H/X| - 1)], \quad (1.30)$$

де X_H - нормоване значення; c , d - постійні числа.

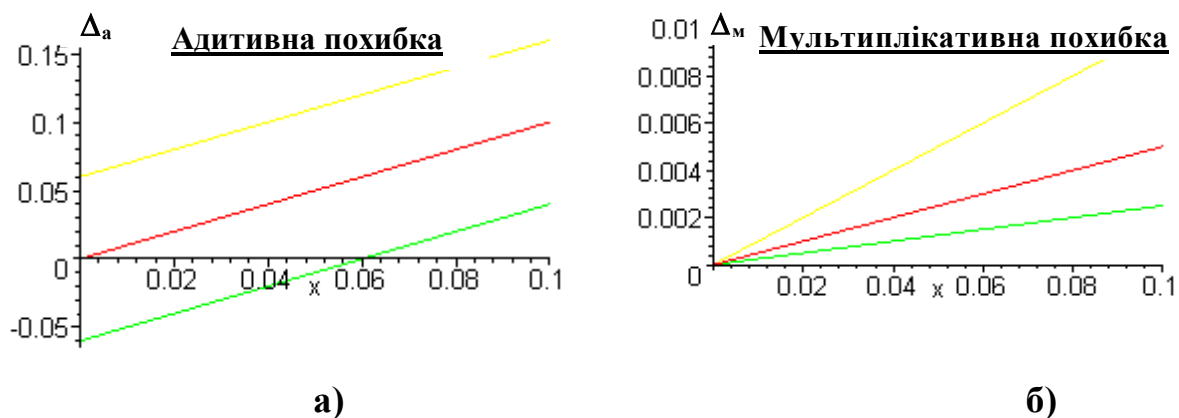


Рисунок 1.18

Для з'ясування фізичної суті коефіцієнта c уявимо, що прилад, границя допустимої похибки якого нормована, показав значення, рівне верхній межі вимірювання: $X = X_H$. Тоді

$$\delta_H = \pm c.$$

Отже коефіцієнт c є границя допустимої відносної похибки при максимальному показі приладу.

Для розуміння суті коефіцієнта d перетворимо наведену формулу так, щоб отримати залежність для границі допустимої абсолютної похибки

$$\Delta_H = \pm \frac{1}{100} \cdot [d \cdot X_H + (c - d) \cdot X]. \quad (1.31)$$

Припустимо, що покази приладу рівні нулю. Тоді другий доданок у квадратних дужках дорівнює нулю і d є межа допустимої похибки при нульовому показі приладу, яка виражена у відсотках до верхньої межі вимірювання.

Різниця коефіцієнтів $(c - d)$ характеризує зростання абсолютної похибки при зростанні показів приладу, а $(X_H/X - 1)$ - зростання відносної похибки при зменшенні показів приладу.

Клас точності.

Узагальненою характеристикою засобу вимірювальної техніки є клас точності, що визначається границями його допустимих основної і додаткових похибок, а також іншими характеристиками, що впливають на його точність, значення яких регламентується.

Клас точності характеризує точність засобу вимірювань, але не є безпосередньою характеристикою точності вимірювання, виконаного за допомогою даного засобу вимірювань.

В основу присвоєння класу точності береться основна похибка засобу вимірювань і спосіб її вираження. Якщо основна похибка виражається в одиницях вимірюваної величини або в поділках шкали, то класи точності позначають порядковими номерами. Номери визначаються відповідними стандартами.

Для засобів вимірювання, відлікові пристрої яких градууються у логарифмічних одиницях, позначення класів точності збігається з граничними зна-

ченнями допустимих похибок. Наприклад, якщо границя допустимої похибки становить ± 1 дБ, то клас точності позначають: Кл. 1,0 дБ.

Якщо границі допустимої основної похибки задаються відносною або зведеною похибкою, то позначення класів точності вибирають із наведеного раніше ряду.

Якщо границі допустимої основної похибки залежать від значення вимірюваної величини, наприклад,

$$\delta = \pm [c + d \cdot (|X_k / X| - 1)],$$

то при значеннях $c=0.02$ і $d=0.01$ клас точності позначають дробом: 0.02/0.01.

Для характеристик точності засобу вимірювань можна застосувати коефіцієнт точності, який визначається відношенням абсолютної похибки до його поля допуску

$$K_T = \Delta / \Delta_{\text{пд}} .$$

Щоб оцінити точнісні характеристики сукупності засобів вимірювань, можна застосувати коефіцієнт відносної точності, що являє собою відношення середнього квадратичного відхилення вимірюваної величини до його поля допуску

$$K_B = \sigma / \Delta_{\text{пд}} .$$

Як показники точності засобів вимірювань можна також застосовувати:

- а) інтервал, у якому похибку вимірювання знаходять із заданою ймовірністю;
- б) інтервал, у якому систематичну складову похибки вимірювання знаходять із заданою ймовірністю;
- в) числові характеристики систематичної складової похибки;
- г) числові характеристики випадкової складової похибки;
- д) функцію розподілу складової похибки.

1.7 **Повірка засобів вимірювальної техніки**

Засоби вимірювальної техніки (ЗВТ) є технічними засобами, які характеризуються нормованими метрологічними характеристиками. Надійність ЗВТ визначається їхньою здатністю витримувати метрологічні параметри в регламентованих межах. Вихід за ці межі класифікується як метрологічна відмова. Відповідність метрологічних характеристик їх нормованим значенням встановлюють у процесі повірки засобів вимірювальної техніки.

Повірка полягає у визначенні похибок засобів вимірювальної техніки і встановленні їхньої придатності до застосування.

Повірку здійснюють органи державної і відомчої служби. Державна повірка здійснюється органами державної метрологічної служби засобів вимірювальної техніки, які використовуються у сферах, що підлягають метрологічному нагляду. Відомча повірка здійснюється метрологічними відомчими службами ЗВТ, що не підлягають державній повірці.

Виділяють такі види повірки:

- первинна;
- періодична;
- позачергова;
- інспекційна;
- вибіркова.

Первинна повірка виконується вперше після виготовлення ЗВТ або після ремонту, також при імпорті партіями.

Періодична повірка виконується протягом експлуатації ЗВТ через встановлений проміжок часу (міжповірочний інтервал).

Позачергова повірка ЗВТ здійснюється до терміну чергової періодичної повірки.

Інспекційна повірка ЗВТ виконують, здійснюючи державний нагляд.

Вибіркова повірка групи ЗВТ, що вибрані з партії встановленим чином, виконується за результатами, які визначають придатність усієї партії.

Повірку розпочинають із зовнішнього огляду засобу вимірювальної техніки, при якому виявляють основні технічні характеристики, що позначені на шкалі і корпусі приладу у вигляді умовних позначень або знаків. Метою зовнішнього огляду також є виявлення механічних дефектів, які можуть привести в подальшому до недопустимої похибки або до порушення його працездатності. Під час зовнішнього огляду також контролюють комплектність засобу, наявність та стан кабелів і ін.

Повірку ЗВТ здійснюють двома методами:

- поелементно;
- комплектно.

Поелементна повірка, під час якої метрологічні характеристики засобів вимірювальної техніки визначають за метрологічними характеристиками їх окремих частин.

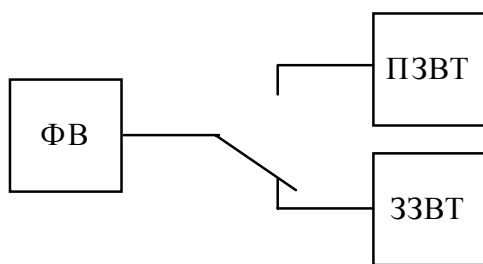
При поелементній повірці визначають метрологічні характеристики кожного вимірювального перетворювача. Потім на основі відомих функціональних залежностей між вимірювальними перетворювачами визначають сумарні метрологічні характеристики повірюваного засобу. Поелементна повірка досить складна і трудомістка.

Комплектна повірка, під час якої метрологічні характеристики засобів вимірювальної техніки визначають як для єдиного цілого без визначення метрологічних характеристик окремих її частин.

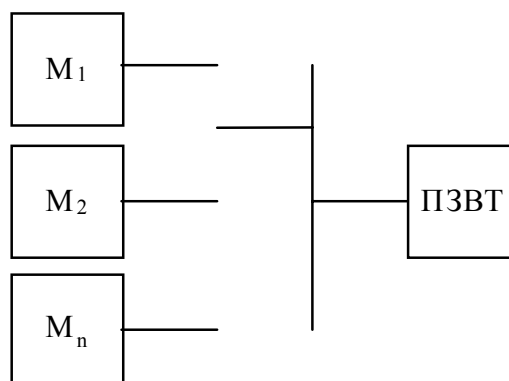
Комплектна повірка може здійснюватися декількома методами (рис.1.19).

1.Метод зразкових приладів. В основу даного методу покладено одночасне вимірювання фізичної величини повірюваним (ПЗВТ) і зразковим (ЗЗВТ) засобами вимірювальної техніки. При цьому оператор має встановити, що на зразковий і повірюваний засіб діє одна й та ж інтенсивність фізичної величини.

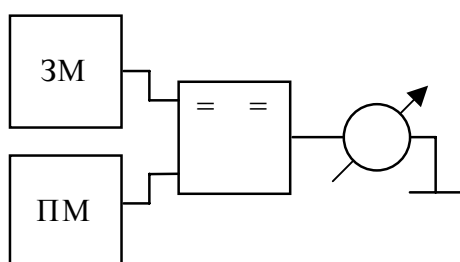
Метод зразкових приладів



Метод зразкових мір



Метод зіставлення



Метод зразкових сигналів

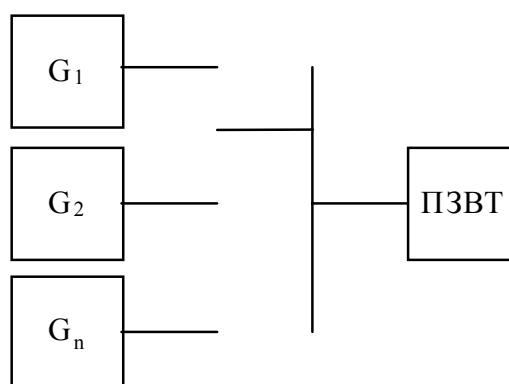


Рисунок 1.19

Характерною рисою методу зразкових приладів є застосування в автоматизованій системі зразкових приладів, що мають відомі і стабільні МХ. До зразкових засобів вимірювальної техніки ставиться така вимога: точність зразкового засобу має бути в 3-5 разів вищою, ніж точність повірюваного засобу.

2.Метод зразкових мір. У цьому методі похибка повірюваного засобу визначається шляхом зіставлення дійсного значення міри (М) із дійсним значенням ПЗВТ.

Певірка мір здійснюється декількома способами:

- шляхом порівняння за допомогою компаратора ПП вихідної величини міри і зразкової міри (ЗМ) для визначення систематичної складової похибки;
- прямим вимірюванням величини, що відтворює повірювана міра (ПМ), вимірювальним приладом більш високої точності;
- опосередкованим вимірюванням;
- калібруванням набору мір шляхом сукупних вимірювань.

3.Метод зіставлення. Під час такої певірки зразкова міра зіставляється з повірюваною за допомогою спеціального зразкового компаратора відповідного типу і класу.

При автоматизації певірочних робіт одним з актуальних є питання вибору методу певірки автоматизованих засобів вимірювальної техніки (вимірюва-

льний канал, вимірювальна система, вимірювальна інформаційна система). В основу побудови систем для автоматизації метрологічних випробувань можуть бути покладені методи зразкових приладів або зразкових сигналів (мір).

4.Метод зразкових сигналів. Метод зразкових сигналів є розвитком методу зразкових мір. Характерною рисою даного методу повірки є наявність у вимірювальній автоматизованій системі програмно-керованих пристроїв (генераторів) формування зразкових сигналів, що мають відомі стабільні метрологічні характеристики. Первинні вимірювальні перетворювачі (сенсори) при експериментальному визначенні метрологічних характеристик вимикають, а їх функціонування імітують генератори. Генератор забезпечує формування на вході системи електричних сигналів, які відповідають точкам діапазону вимірювань.

Електричні сигнали на виходах генераторів можуть бути представлені такими електричними величинами:

- постійним або змінним струмами;
- напругою постійного або змінного струму;
- частотою змінного струму;
- електричним опором постійному струму;
- індуктивністю;
- ємністю.

Під час повірки засобів вимірювальної техніки необхідно встановити придатний чи непридатний до подальшої експлуатації засіб. Тому повірку ЗВТ необхідно розглядати з позицій сучасної теорії вірогідності контролю.

1.8 Державна система забезпечення єдності вимірювань

Державна система забезпечення єдності вимірювань встановлює вимоги до еталонів одиниць фізичних величин і до системи передачі розміру одиниці кожної величини до робочого засобу вимірювання.

Стан вимірювань, за якого їхні результати виражаються в узаконених одиницях і похибки вимірювань відомі із заданою ймовірністю, забезпечує повірочна схема.

Повірочна схема являє собою нормативний документ, що регламентує метрологічну підпорядкованість засобів вимірювальної техніки, які беруть участь у передаванні розміру одиниці фізичної величини від еталону або вихідного зразкового засобу вимірювальної техніки до інших засобів вимірювань із встановленням методів і похибок передавання.

Еталон - засіб вимірювальної техніки, що забезпечує відтворення та (або) зберігання одиниці фізичної величини і передавання її розміру відповідним засобам, що стоять нижче за повірочною схемою, офіційно затверджений як еталон.

Вихідним називають засіб вимірювальної техніки, що має метрологічні характеристики, які відповідають найвищому ступеню повірочної схеми метрологічної служби.

Оскільки повірочна схема призначена в загальному випадку для передачі

розмірів одиниць величини від державних еталонів до об'єктів повірки з забезпеченням можливості проведення метрологічних випробувань (контрольних, державних, повірки, атестації) засобів різних класів точності, в основу її побудови закладено багатоступеневий принцип, тобто повірочна схема повинна мати у своєму складі не менше ніж два ступеня передачі розміру одиниці величини.

В зв'язку з тим, що повірочна схема є багатоступеневою передачею розміру одиниці величини, то, крім державного еталона, створюють еталони-копії, робочі еталони а також зразкові засоби 1, 2 і 3-го розрядів. Для державної повірочної схеми в якості вихідного зразкового засобу виступає державний еталон.

Виділяють такі види повірочних схем: державні, відомчі, локальні. Державна повірочна схема оформляється у вигляді державного стандарту, який має в своєму складі креслення повірочної схеми і необхідну текстову частину. Відомчі і локальні повірочні схеми оформляються у вигляді креслень, які при необхідності можуть доповнюватися текстовими поясненнями.

На рис.1.20 наведено приклад державної повірочної схеми, де 1 - державний еталон; 2 - метод передачі розміру одиниці; 3 - еталон-копія; 4 - еталон-порівняння; 5 - робочий еталон; 6-8 - зразкові засоби відповідного розряду; 9 - зразкові засоби вимірювань, що запозичені з інших повірочних схем; 10 - робочі засоби вимірювань.

Коротко охарактеризуємо складові повірочної схеми.

Державний еталон - еталон, що забезпечує відтворення та (або) зберігання одиниці фізичної величини з найвищою в країні точністю.

Висока точність еталона не має сенсу, якщо її неможливо передати зразковим і робочим засобам вимірювань.

Передавання розміру одиниці полягає в зведенні одиниці фізичної величини, яка відтворюється або зберігається засобом вимірювань, що повіряється, до розміру одиниці, що відтворюється або зберігається еталоном, зразковим засобом вимірювань, яке здійснюється при їх звіренні (повірці).

Зразковим називають засіб вимірювальної техніки, який служить для повірки інших засобів вимірювань і затверджений як зразковий.

Робочим називають засіб вимірювальної техніки, що застосовується для вимірювань, не пов'язаний з передаванням розміру одиниці фізичної величини іншим засобам.

Еталон-копія - еталон, призначений для передавання розміру фізичної величини зразковим засобам вимірювальної техніки.

Еталони	
Зразкові засоби вимірювань 1-го розряду	
Зразкові засоби вимірювань 2-го розряду	
Зразкові засоби вимірювань, запозичені з інших повірочних схем	
Зразкові засоби вимірювань 3-го розряду	
Робочі засоби вимірювання	

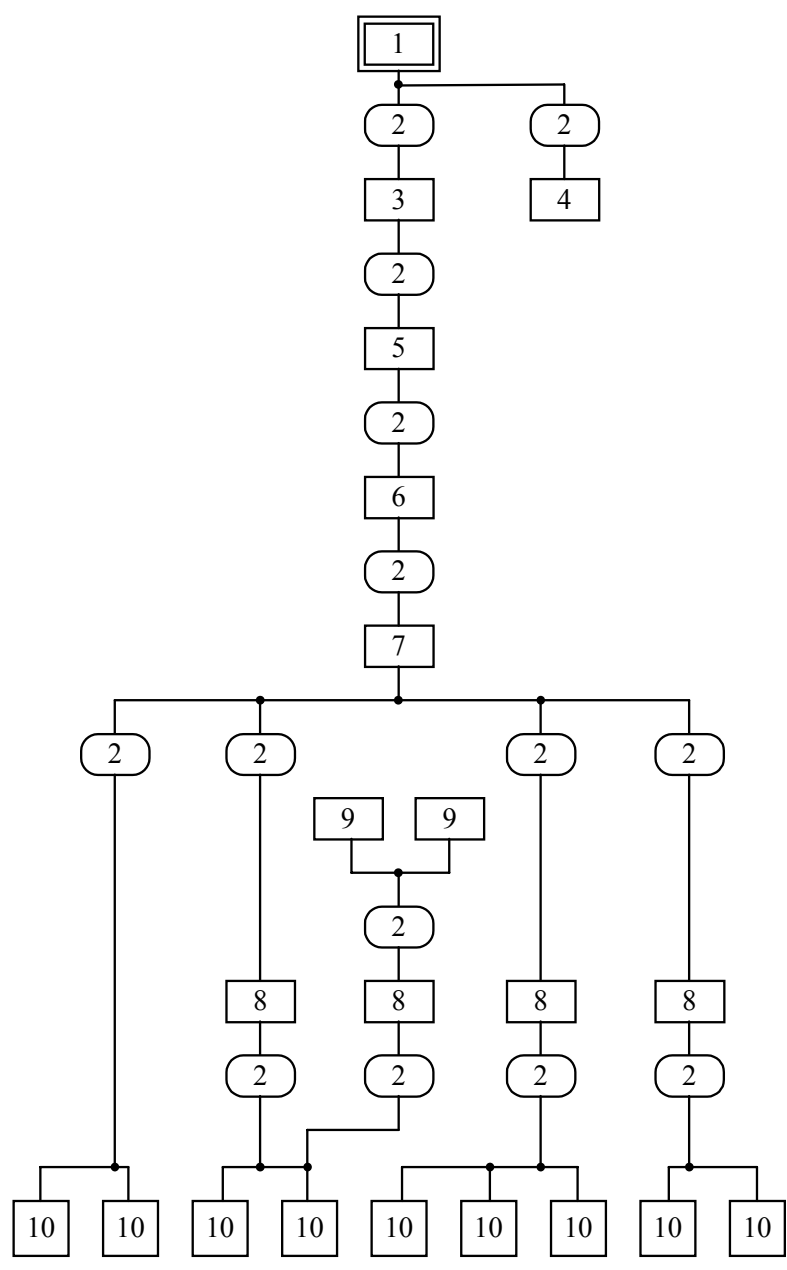


Рисунок 1.20

При фізичній реалізації повірочної схеми до еталонів і зразкових засобів, що входять до її складу, висуваються такі вимоги, які б забезпечили необхідний рівень метрологічного експерименту. Очевидно, що співвідношення характеристик точності зразкових засобів більш високих ступенів повірочної схеми, включаючи точність передавання одиниці від ступеня до ступеня, повинно бути таким, щоб характеристики точності зразкових засобів і-го ступеня були визначальними для оцінки точності подальшого передавання одиниці фізичної величини. Співвідношення характеристик похибок результатів вимірювань, отриманих зразковими засобами вимірювань суміжних ступенів, встановлюються в діапазоні 3-5. Наприклад, клас точності зразкового засобу вимірювань 2-го розряду повинен бути в 3-5 разів вищим за клас точності зразкового засобу вимірювань 3-го розряду. В тому ж діапазоні встановлено співвідношення

характеристик точності зразкових і робочих засобів вимірювальної техніки при повірці.

Контрольні питання

1. Що є предметом метрології? Методи, засоби і основні напрямки метрології.
2. Які методи відносять до методів експериментальної інформатики?
3. В чому суть поняття фізичної величини?
4. Наведіть основне рівняння вимірювання.
5. Наведіть класифікацію вимірювань.
6. Які засоби вимірювальної техніки відносять до засобів вимірювань, а які до вимірювальних пристроїв?
7. Суть вимірювальної операції відтворення фізичних величин? Що таке міра?
8. В чому суть вимірювальної операції перетворення фізичної величини? Що таке вимірювальний перетворювач? Наведіть їхню класифікацію.
9. В чому суть вимірювальної операції порівняння ФВ. Що таке компаратор?
10. В чому суть вимірювальної операції масштабного перетворення? Що таке масштабний перетворювач? Наведіть їхню класифікацію.
11. В чому суть операції числового вимірювального перетворення?
12. Дайте визначення і наведіть приклади засобів вимірювання.
13. Наведіть структурну схему і поясніть суть диференційного методу вимірювань.
14. Наведіть структурну схему і поясніть суть нульового методу.
15. Наведіть структурну схему і поясніть суть методу заміщення.
16. Дайте поняття істинного і дійсного значення фізичної величини.
17. Яку похибку називають абсолютною, а яку - відносною?
18. Яка похибка називається систематичною, а яка - випадковою?
19. На які чотири основні групи поділяють систематичні похибки?
20. Які Ви знаєте способи вилучення систематичних похибок?
21. Чим пояснюється поява випадкової складової похибки?
22. У чому полягає суть нормального закону розподілу ймовірностей?
23. Яку похибку характеризує середнє квадратичне відхилення, а яку - математичне очікування?
24. Наведіть методику оцінки випадкових похибок прямих вимірювань.
25. Які характеристики відносяться до статичних?
26. Які форми подання статичної характеристики Ви знаєте?
27. Як визначається чутливість, поріг чутливості і зона нечутливості?
28. Дайте означення діапазону вимірювань і діапазону показів.
29. Що таке клас точності?
30. Які Ви знаєте методи повірки засобів вимірювань?

Розділ II ЕЛЕКТРОМЕХАНІЧНІ ВИМІРЮВАЛЬНІ ПРИЛАДИ

2.1 Загальні відомості

Електромеханічними називають аналогові вимірювальні прилади, в яких вхідна електрична величина перетворюється в лінійне або кутове переміщення рухомої частини вимірювального механізму.

Вони прості, надійні, зручні в експлуатації, недорогі і в зв'язку з цими якостями знайшли широке застосування.

Електромеханічні аналогові прилади прямої дії будуються за структурною схемою, представленою на рис.2.1.



Рисунок 2.1

У вимірювальному колі вимірювана електрична величина x перетворюється в електричну величину x' , яка діє на вимірювальний механізм. Вимірювальний механізм перетворює електричну величину x' в механічне (кутове або лінійне) переміщення α , значення якого відображається на відліковому пристрої.

До вимірювального кола можуть входити подільники напруги, шунти, випрямлячі, елементи для компенсації температурних та частотних похибок та інші елементи.

Вимірювальний механізм складається з рухомої та нерухомої частин. Рухома частина вимірювального механізму встановлюється на кернах (рис. 2.2, а), на розтяжках (рис. 2.2, б) та на підвісах (рис. 2.2, в).

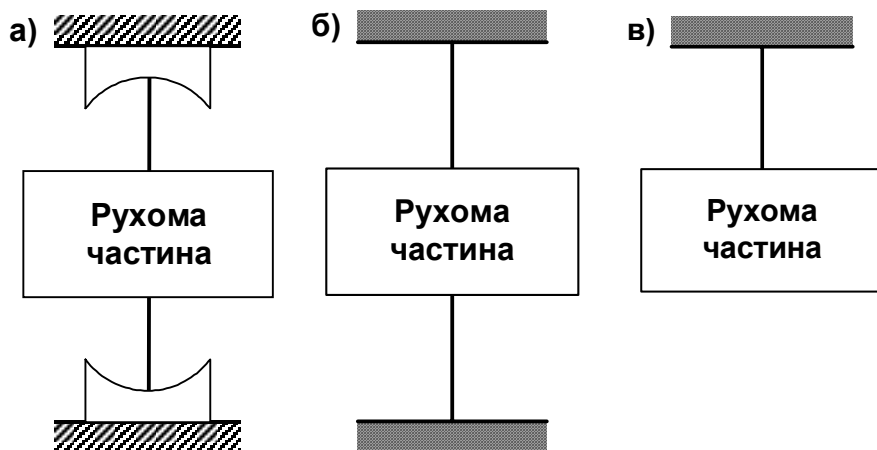


Рисунок 2.2

Керни – це два кусково-сталеві стержні, кінці яких загострені і упираються в підп'ятники з дорогоцінних твердих каменів (агату, сапфіру, корунду

та ін.). Недоліком такої установки є наявність тертя в опорах. Розтяжки та підвіси – це стрічечки з пружних матеріалів (сплавів металів).

При встановленні рухомої частини на розтяжках чи підвісах виключається тертя в опорах. На підвісі встановлюється рухома частина особливо чутливих приладів.

Найбільш поширеним відліковим пристроєм в цих приладах є шкала з вказівником (стрілковим чи світловим), зв'язаним з рухомою частиною механізму.

Узагальнена структурна схема рухомої частини вимірювального механізму наведена на рис.2.3.

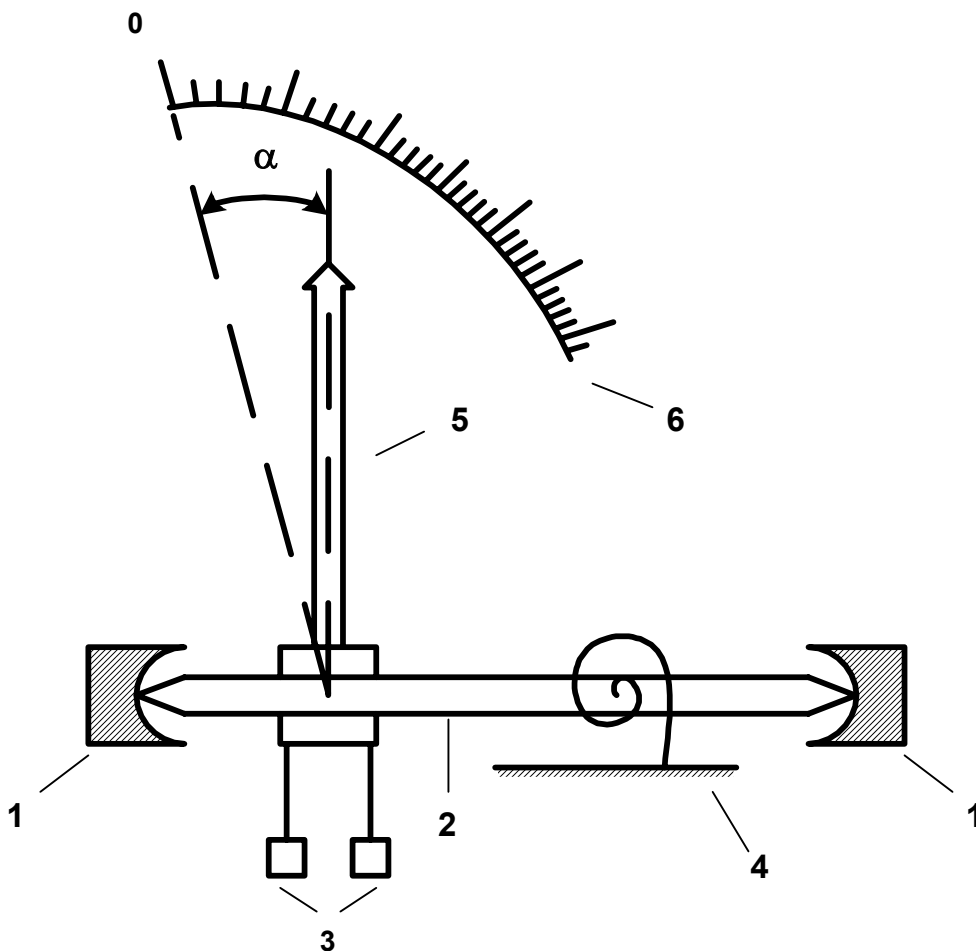


Рисунок 2.3

1 – під'ятники; 2 – вісь, що закінчується кернами; 3 – противаги; 4 – пружина, що створює протидійний момент; 5 – стрілка (вказівник); 6 – шкала

Елементи конструкції 2, 3, 4 і 6 утворюють рухома частину, а 1 і 5 відносяться до нерухомої частини вимірювального механізму.

У вимірювальному механізмі, який наведено на рис.2.3, вхідна електрична величина перетворюється в кутове переміщення α його рухомої частини. В процесі кутових переміщень рухомої частини механізму в ньому відбуваються такі процеси.

Із теоретичної механіки відомо, що при обертанні твердого тіла навколо осі добуток моменту інерції J на кутове прискорення дорівнює сумі моментів сил, що діють на тіло відносно тієї самої осі, тобто

$$J \frac{d^2 \alpha}{dt^2} = \sum_{i=1}^n M_i . \quad (2.1)$$

На рухому частину вимірювального механізму при її рухові діють такі моменти:

1. Електромагнітна енергія W_e створює обертальний момент $M_{об}$, який виникає від дії вимірюваної величини і повертає рухому частину в бік зростання показів

$$M_{об} = \frac{dW_e}{d\alpha} . \quad (2.2)$$

2. Коли б повороту рухомої частини ніщо не заважало, то вона при будь-якому значенні вимірюваної величини, відмінному від нуля, поверталася б до упору. В результаті повороту рухомої частини одночасно закручується пружина, яка створює протидійний момент $M_{пр}$, пропорційний куту повороту α

$$M_{пр} = - W_{пт} \cdot \alpha , \quad (2.3)$$

де $W_{пт}$ - питомий протидійний момент пружини, тобто момент, який виникає при закручуванні пружини на одиницю кута. Знак мінус тут поставлено тому, що протидійний момент направлений назустріч обертальному.

3. При обертанні рухомої частини механізму в результаті тертя його рухомих частин з повітрям, а також в результаті електромагнітних процесів в рухомій частині, виникає гальмування. Це гальмування характеризується моментом заспокоєння M_3 , який пропорційний кутовій швидкості:

$$M_3 = - P \frac{d\alpha}{dt} , \quad (2.4)$$

де P - коефіцієнт заспокоєння, який залежить від конструкції рухомої частини.

4. При встановленні рухомої частини механізму на осі, що закінчується кернами, виникає момент тертя

$$M_{тр} = - k \cdot G^{1.5} , \quad (2.5)$$

де k - коефіцієнт пропорційності; G - вага рухомої частини вимірювального механізму.

Підставимо в праву частину рівняння (2.1) значення моментів і отримаємо

$$J \frac{d^2 \alpha}{dt^2} = M_{об} + M_{пр} + M_3 + M_{тр} , \quad (2.6)$$

або

$$J \frac{d^2 \alpha}{dt^2} + P \frac{d\alpha}{dt} + W_{пт} \alpha + k \cdot G^{1.5} = \frac{dW_e}{d\alpha} . \quad (2.7)$$

Отримане рівняння (2.7) називають рівнянням руху рухомої частини вимірювального механізму.

Якщо розв'язати (2.7) для конкретного вимірювального механізму, то можна отримати залежності зміни кута повороту в часі: $\alpha = f(t)$.

В статичному режимі роботи вимірювального перетворювача обертальний і протидійний моменти зрівноважені

$$M_{об} = M_{пр} . \quad (2.8)$$

Рівність (2.8) використовується для отримання рівняння перетворення для конкретного типу вимірювального механізму.

За способом створення обертального моменту або, іншими словами, за способом перетворення електромагнітної енергії W_e в механічну енергію переміщення рухомої частини електромеханічні вимірювальні перетворювачі поділяються на такі види:

- магнітоелектричні;
- електродинамічні;
- феродинамічні;
- електростатичні;
- електромагнітні;
- індукційні.

2.2. Магнітоелектричні прилади

2.2.1 Магнітоелектричний вимірювальний перетворювач

Принцип дії магнітоелектричних вимірювальних перетворювачів полягає у взаємодії поля постійного магніту з магнітним полем рамки (котушки), по якій протікає вимірюваний струм.

Основні елементи конструкції магнітоелектричного вимірювального перетворювача наведені на рис. 2.4.

Постійний магніт, полюсні наконечники і циліндричне осердя складають магнітну систему механізму. В рівномірному проміжку між полюсними наконечниками 1 постійного магніту і осердям створюється сильне радіально-рівномірне магнітне поле, в якому знаходяться дві сторони рамки 2 з мідної чи алюмінієвої проволочки. По витках рамки протікає постійний струм, пов'язаний відомою залежністю з вимірюваною електричною величиною (тобто з вимірюваним струмом чи напругою). Цей струм підводиться до рамки через спіральні пружини 3. Рамка закріплена між двома півосями. На одній із півосей закріплена стрілка 4, кінець якої переміщується над шкалою 5.

Магнітне поле постійного магніту N-S (рис. 2.4), взаємодіючи зі струмами в тих частинах рамки, що знаходяться в просторі між полюсними наконечниками і осердям, створює обертальний момент, який намагається повернути рамку так, щоб через площину, охоплену її витками, проходив максимальний магнітний потік. При повороті рамки закручуються спіральні пружини 3 і створюється протидійний момент. Поворот рамки припиниться, коли протидійний момент стане рівним обертальному. В цьому стані рухомої частини за поло-

женням стрілки над шкалою 5 можна визначити значення вимірюваної величини.

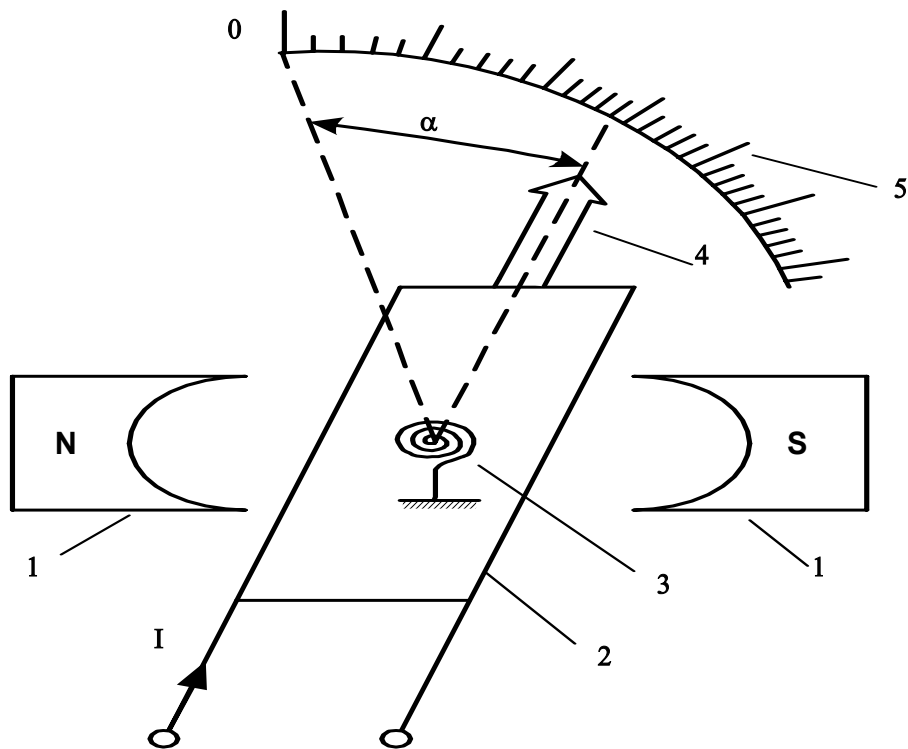


Рисунок 2.4

Значення обертового моменту $M_{об}$, як показано раніше, можна визначити як похідну від енергії електромагнітного поля W_e за кутом повороту рухомої частини α :

$$M_{об} = \frac{dW_e}{d\alpha}. \quad (2.9)$$

Якщо площина рамки перпендикулярна лініям потоку (на рис.2.4 це відповідає вертикальному положенню рамки), то магнітне потокозчеплення з нею дорівнює повному потокозчепленню Ψ_0 магнітного потоку з витками рамки. Енергія електромагнітного поля в цьому випадку

$$W_e = \Psi_0 I,$$

де I – струм у провідниках рамки.

При повороті рамки в радіально-рівномірному магнітному полі на кут $d\alpha$ відбувається зміна потокозчеплення на $d\Psi_0 = \Psi_0 d\alpha$ і зміна енергії на величину $dW_e = \Psi_0 d\alpha I$. Звідси обертовий момент:

$$M_{об} = \frac{dW_e}{d\alpha} = \Psi_0 \cdot I, \quad (2.10)$$

де $\Psi_0 = BS w$; B – індукція магнітного поля постійного магніту; S – площа ра-

мки (катушки); w – кількість витків рамки (катушки).

Таким чином, обертальний момент пропорційний струмові I в рамці.

Протидійний момент $M_{\text{пр}}$, який виникає при повороті рамки та закручуванні пружини, пропорційний куту повороту рамки α

$$M_{\text{пр}} = W_{\text{пт}} \alpha. \quad (2.11)$$

В статичному режимі роботи рухома частина буде знаходитись у рівновазі, коли

$$M_{\text{об}} = M_{\text{пр}}.$$

Прирівняємо (2.10) і (2.11)

$$BSwI = W_{\text{пт}} \alpha$$

і отримаємо рівняння перетворення магнітоелектричного ВП

$$\alpha = \frac{BSw}{W_{\text{пт}}} \cdot I. \quad (2.12)$$

Подамо (2.12) у такому вигляді:

$$\alpha = S_I \cdot I, \quad (2.13)$$

де $S_I = \frac{BSw}{W_{\text{пт}}}$ - чутливість магнітоелектричного вимірювального перетворювача.

Проаналізуємо рівняння (2.13).

1. Якщо напрям струму зміниться на протилежний, то відповідно зміниться і напрям обертального моменту. Отже, за допомогою магнітоелектричного ВП можна вимірювати тільки постійний струм (або напругу).
2. Статична характеристика $\alpha = f(I)$ даного перетворювача лінійна, оскільки чутливість

$$S_I = BS w = \text{const} \begin{cases} B = \text{const} \\ S = \text{const} \\ w = \text{const}. \end{cases}$$

3. В зв'язку з тим, що чутливість у магнітоелектричних ВП постійна, вони мають рівномірну шкалу.
4. До переваг магнітоелектричних ВП (у порівнянні з іншими типами електромеханічних ВП) відносять також високу чутливість, мале споживання енергії від об'єкта вимірювання, малий вплив на покази приладів зовнішніх магнітних полів).
5. До недоліків відносять такі: неможливість вимірювання змінних струмів (без додаткових перетворювачів), мала здатність до перевантажень, відносно висока вартість та складність вимірювального механізму.

2.2.2 Магнітоелектричні амперметри

Магнітоелектричний вимірювальний механізм, включений безпосередньо в коло вимірюваного струму, дозволяє виміряти невеликі струми (до 20-50 мА). При збільшенні струму більше припустимого відбувається нагрівання пружин, які служать для створення протидійного моменту і одночасно – для підведення струму до рамки. Пружини втрачають свої пружні властивості, змінюється чутливість механізму, і прилад може втратити свої первісні властивості. Таким чином, сам вимірювальний механізм може служити тільки як мікро- або мілі-амперметр. Для збільшення верхніх меж вимірювання магнітоелектричних приладів за струмом використовуються шунти. Шунт являє собою резистор, виготовлений з манганіну – сплаву, опір якого мало залежить від температури. Приєднується шунт паралельно до вимірювального механізму ВМ (рис.2.5).

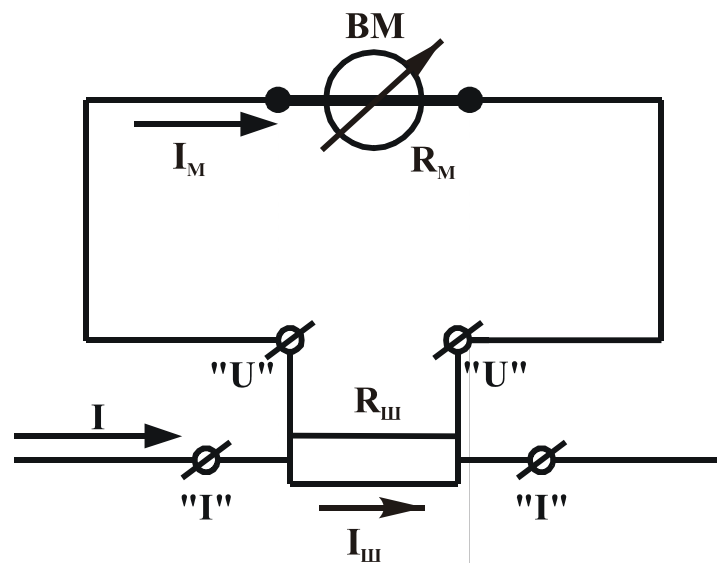


Рисунок 2.5

Опір шунта $R_{ш}$ при вимірюванні великих струмів I багато менший від опору вимірювального механізму $R_{м}$, тому велика частина вимірюваного струму I йде через шунт ($I_{ш}$), а струм $I_{м}$ через рамку механізму не перевищує припустимого значення I_0 . Для зменшення впливу опору контактів і підвідних проводів шунти виробляються з чотирма затискачами: струмовими ("I"- "I") та потенціальними ("U"- "U").

Відношення вимірюваного струму до струму через механізм $I/I_{м}$ називається коефіцієнтом шунтування n .

Для схеми рис.2.5 справедливі такі рівняння:

$$I = I_{ш} + I_{м}; \quad I_{ш} \cdot R_{ш} = I_{м} \cdot R_{м}. \quad (2.14)$$

Крім того,

$$I/I_{м} = n. \quad (2.15)$$

З цих рівнянь при заданих трьох величинах можна знайти дві інші. Наприклад, якщо відомий опір вимірювального механізму $R_{м}$, струм повного відхи-

лення механізму $I_M = I_0$, максимальне (номінальне) значення вимірюваного струму $I = I_H$, то можна знайти n як

$$n = I_H / I_0,$$

а

$$R_{ш} = R_M / (n - 1).$$

Шунти на невеликі струми (до кількох десятків ампер) умонтовуються в корпус амперметра, а для великих струмів (до декількох сотень ампер) застосовуються зовнішні шунти.

Стандартні зовнішні шунти виробляються на певні номінальні спади напруг (45, 60, 75, 100 та 300 В) з класами точності 0,02; 0,05; 0,1; 0,2; 0,5. Клас точності шунта означає гранично припустиме відхилення опору шунта від номінального значення (у відсотках).

2.2.3 Магнітоелектричні вольтметри

Для одержання магнітоелектричного вольтметра послідовно з механізмом вмикається додатковий резистор R_d (рис.2.6), який обмежує струм в рамці механізму до припустимих значень.

Для схеми рис.2.6 маємо:

$$U = U_M + U_d = I \cdot R_M + I \cdot R_d. \quad (2.16)$$

Відношення вимірюваної напруги U до спаду напруги на механізмі U_M часто називають коефіцієнтом ділення m :

$$m = U / U_M. \quad (2.17)$$

Використавши співвідношення (2.16) та (2.17), можна визначити необхідні величини для вольтметра при заданих інших. Наприклад, якщо маємо механізм з опором R_M та струмом повного відхилення, рівним I_0 , і потрібно одержати вольтметр з верхньою межею вимірювання U , то

$$m = U / U_M = U / I \cdot R_M,$$

а

$$R_d = R_M \cdot (m - 1).$$

Додаткові резистори (опори) R_d виготовляють із термостабільних матеріалів, наприклад, із манганінового дроту. Вони, як і шунти, можуть бути внутрішніми (при напрузі до 600 В) та зовнішніми (при напругах від 600 В до 30 кВ). Додаткові резистори виробляються на номінальні струми 0,5; 1; 3; 5; 7,5; 15; 30 та 60 мА і можуть мати класи точності 0,01; 0,02; 0,05; 0,1; 0,2; 0,5 та 1,0.

Для компенсації температурної похибки магнітоелектричних амперметрів та вольтметрів у їх вимірювальні кола вмикаються елементи, параметри (опори) яких залежать від температури. Схеми вмикання цих елементів і їх параметри вибираються такими, щоб похибка приладів від впливу температури була якомога меншою.

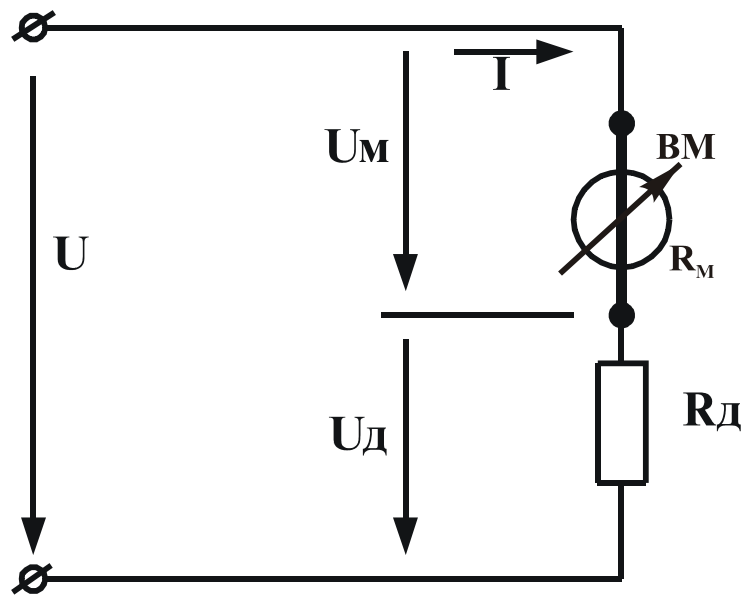


Рисунок 2.6

У багатомежевих магнітоелектричних амперметрів та вольтметрів шунти та додаткові резистори складаються із декількох частин.

2.2.4 Магнітоелектричні гальванометри

Гальванометрами називають магнітоелектричні прилади з високою чутливістю до струму або напруги. Рухома частина їх закріплюється найчастіше на розтяжках або підвісах. Шкали гальванометрів або зовсім не градуйовані, або градуйовані орієнтовно. Гальванометри використовують для вимірювання досить малих (до 10^{-12} А) струмів та (до 10^{-8} В) напруг, а також для вимірювання кількості електрики в імпульсі. Останні називаються балістичними гальванометрами. Дуже широко гальванометри застосовуються як нуль-індикатори в приладах порівняння.

Гальванометри за способом відліку поділяються на стрілкові та дзеркальні (тобто із світловим відліком). У деяких дзеркальних гальванометрів використовуються окремі від всього приладу (так звані виносні) шкали. Чутливість таких приладів не є постійною величиною, вона залежить від установленого відстані між шкалою та дзеркалом, яке закріплене на рухомій частині механізму.

Рамка в гальванометрах виконується безкаркасною, повітряні заспокоювачі відсутні, тому режим руху рухомої частини визначається як характеристиками механізму, так і опором зовнішнього кола.

Розглянемо це питання трохи докладніше. Висновки з цього розгляду будуть корисні при вивченні принципу роботи балістичного гальванометра. Уявимо собі, що гальванометр вмикається на струм I , при цьому припускаємо, що струм в колі гальванометра стрибком зростає від нуля до значення I . Як буде рухатись рухома частина гальванометра в динамічному режимі роботи?

Застосуємо раніше отримане рівняння руху (2.7) для магнітоелектричного гальванометра. При цьому маємо на увазі, що обертальний момент

$$M_{об} = \frac{dW_e}{d\alpha} = \Psi_0 I. \quad (2.18)$$

Моментом опору $k \cdot G^{1.5}$ в лівій частині рівняння (2.7) знехтуємо тому, що рухома частина гальванометра установлена на розтяжках або підвісах, і момент опору в опорах відсутній.

Тоді диференціальне рівняння для магнітоелектричного гальванометра матиме вигляд

$$J \frac{d^2\alpha}{dt^2} + P \frac{d\alpha}{dt} + W_{пт} \alpha = \Psi_0 I. \quad (2.19)$$

Для магнітоелектричних ВП момент заспокоєння M_3 складається з двох частин – повітряного моменту заспокоєння $M_{п}$, який виникає в результаті тертя рамки об повітря, та індукційного моменту заспокоєння M_i , який виникає в результаті взаємодії струму, індукованого в рамці при її русі в проміжку, з магнітним потоком постійного магніту: $M_3 = M_i + M_{п}$. Момент повітряного заспокоєння $M_{п} \ll M_i$, тому ним у першому наближенні можна знехтувати і вважати $M_3 = M_i$. Розглянемо, від чого залежить індукційний момент заспокоєння.

При русі рамки в її витках виникає е.р.с.

$$e = - \frac{d\Psi}{dt} = - \Psi_0 \cdot \frac{d\alpha}{dt}. \quad (2.20)$$

Ця е.р.с. створює в колі гальванометра струм

$$i = \frac{e}{R_r + R_3}, \quad (2.21)$$

де R_r – опір рамки гальванометра; R_3 – опір зовнішнього кола, на яке замкнута рамка гальванометра.

Від взаємодії струму із потоком виникає індукційний момент заспокоєння:

$$M_i = -\Psi_0 \cdot i = -\Psi_0 \cdot \frac{e}{R_r + R_3} = \frac{\Psi_0^2}{R_r + R_3} \cdot \frac{d\alpha}{dt}, \quad (2.22)$$

де $[\Psi_0^2/(R_r + R_3)] = P_i$ – коефіцієнт індукційного заспокоєння, який набагато більший за коефіцієнт повітряного заспокоєння $P_{п}$.

Тому можна вважати остаточною коефіцієнт заспокоєння $P \approx P_i$. Тоді рівняння руху матиме вигляд

$$J \cdot \frac{d^2\alpha}{dt^2} + P_i \cdot \frac{d\alpha}{dt} + W_{пт} \cdot \alpha = \Psi_0 \cdot I. \quad (2.23)$$

Рівняння (2.23) описує рух рухомої частини гальванометра (і взагалі будь-якого магнітоелектричного механізму з внутрішньорамковим магнітом). Це рівняння – диференціальне другого порядку, лінійне, неоднорідне. Для нього характеристичне рівняння буде таким:

$$JS^2 + P_i S + W_{пт} = 0. \quad (2.24)$$

Корені цього характеристичного рівняння

$$S_1 = -\frac{P}{2J} + \sqrt{\left(\frac{P_i}{2J}\right)^2 - \frac{W_{пт}}{J}} \quad \text{і} \quad S_2 = -\frac{P}{2J} - \sqrt{\left(\frac{P_i}{2J}\right)^2 - \frac{W_{пт}}{J}} \quad (2.25)$$

в залежності від співвідношення $(P_i/2J)^2$ і $W_{пт}/J$ можуть бути дійсні різні, дійсні рівні та комплексно-спряжені. J та $W_{пт}$ – конструктивні параметри, їх змінити не можна, а P_i залежить від опору зовнішнього кола, отже, змінюючи опір зовнішнього кола, можна змінювати режим руху рухомої частини. Коли $(P_i/2J)^2 > W_{пт}/J$, тобто коли коефіцієнт заспокоєння P_i великий, а зовнішній опір малий, характер руху аперіодичний перезаспокоєний (крива 1 на рис. 2.7).

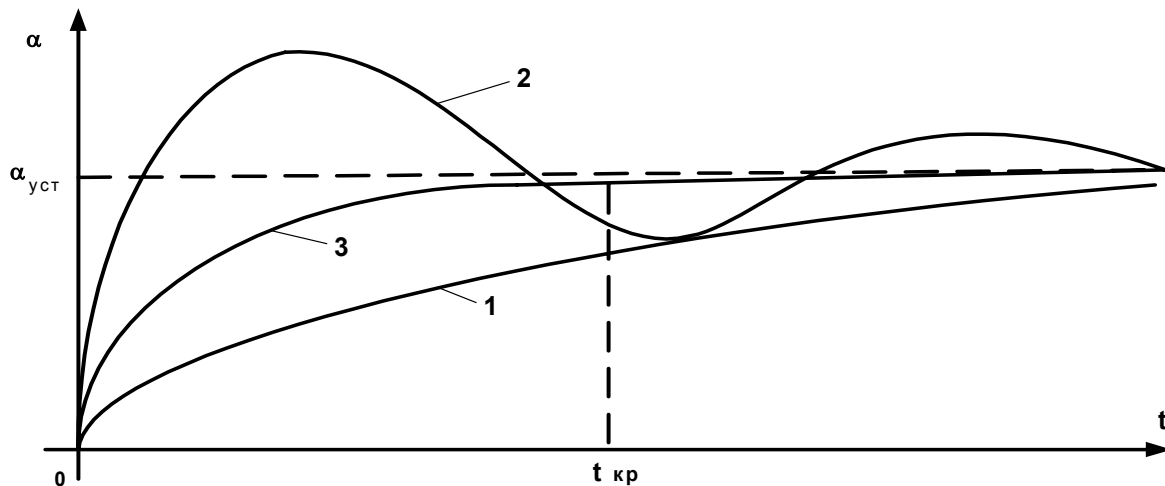


Рисунок 2.7

При великому R_3 характер руху коливальний недозаспокоєний (крива 2 на рис. 2.7). При опорі зовнішнього кола $R_3 = R_{кр}$, який називається критичним, рухома частина заспокоюється, тобто зупиняється, повернувшись на кут $\alpha_{уст}$ за мінімально короткий час $t_{кр}$. Режим руху в цьому випадку також називається критичним (крива 3 на рис. 2.7).

2.2.5 Магнітоелектричні омметри

Існують дві схеми омметрів: одна – з послідовним вмиканням вимірюваного опору R_x та вимірювального механізму ВМ (рис. 2.8, а), інша – з паралельним (рис. 2.8, б). Для омметра з послідовною схемою струм через вимірювальний механізм (при ненависнутій кнопці Кн) дорівнює:

$$I = \frac{E}{R_M + R_x + R_D},$$

$$\text{відхилення рухомої частини } \alpha = S_1 \cdot I = \frac{S_1 \cdot E}{R_M + R_x + R_D}.$$

Відхилення α є функцією R_x , воно максимальне при $R_x = 0$, тобто нуль знаходиться на шкалі приладу справа.

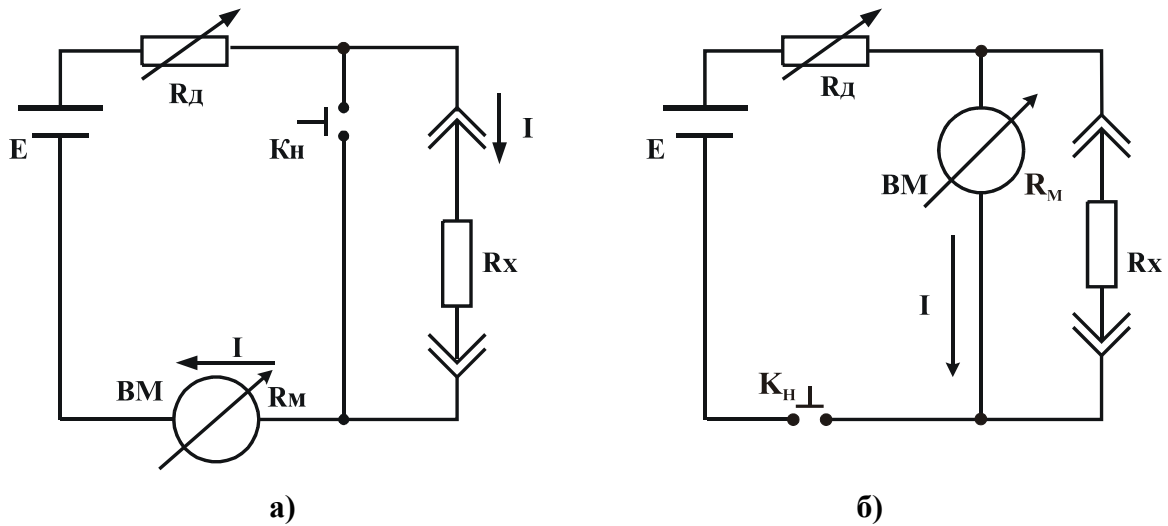


Рисунок 2.8

Для омметра з паралельною схемою:

$$\alpha = S_1 \cdot I = \frac{S_1 \cdot E}{\frac{R_M \cdot R_X}{R_M + R_X} + R_D} \cdot \frac{R_X}{R_M + R_X} = \frac{S_1 \cdot E \cdot R_X}{R_M \cdot R_X + R_D \cdot (R_M + R_X)}. \quad (2.26)$$

Відхилення $\alpha = 0$ при $R_x = 0$, тобто нуль знаходиться на шкалі приладу зліва. Максимальне відхилення α буде при $R_x = \infty$, тому омметри з паралельною схемою використовуються для вимірювання малих опорів, а з послідовною – для великих. Шкали омметрів нерівномірні.

Такі омметри виготовляються переносними з живленням від сухих елементів. У процесі експлуатації напруга на затискачах сухих елементів змінюється і може відрізнятись від тієї, яка була при градуванні приладу. Тому перед кожним вимірюванням в омметрі з послідовною схемою при натиснутій кнопці Кн потрібно встановлювати показ “0” зміною опорів R_D , а в омметрі з паралельною схемою потрібно встановити показ “0” при невідключеному R_x . Це є недоліком таких омметрів. Цього недоліку не мають омметри, які використовують механізм-логометр.

В логометричному механізмі (рис.2.9) в проміжку обертаються дві рамки, жорстко скріплені між собою. Протидійних пружин в цьому механізмі немає. Струм підводиться до рамок через безмоментні струмопідводи, які являють собою тонкі стрічки з відпаленого сплаву.

Проміжок між осердям та полюсними наконечниками в цьому механізмі нерівномірний, отже, магнітне поле у проміжку також нерівномірне. Струми I_1 та I_2 , які протікають в рамках, створюють два обертальних моменти, які направлені назустріч один одному. Під дією різниці між двома моментами рухома частина повертається. Оскільки поле нерівномірне, то при повороті рухомої частини один з моментів збільшується, а інший – зменшується і при певному куті повороту моменти стають рівними один одному, а рухома частина зупиня-

ється. При відсутності струмів у рамках рухома частина може знаходитись у будь-якому з можливих положень або, як кажуть, займати байдуже положення.

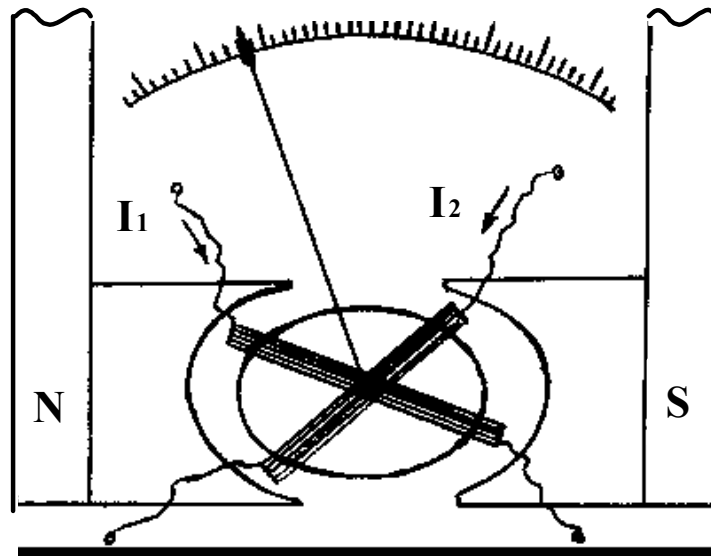


Рисунок 2.9

Енергія магнітного поля кожної із рамок дорівнює:

$$W_{em1} = \Psi_1(\alpha) \cdot I_1; \quad W_{em2} = \Psi_2(\alpha) \cdot I_2, \quad (2.27)$$

де $\Psi_1(\alpha)$ та $\Psi_2(\alpha)$ – магнітні потокозчеплення рамок, які залежать від кута повороту α .

Оскільки поле у проміжку механізму неоднорідне, то залежності магнітних потокозчеплень Ψ_1 та Ψ_2 від кута повороту α різні. Моменти, які створюються рамками:

$$M_1 = \frac{d\Psi_1(\alpha)}{d\alpha} \cdot I_1; \quad M_2 = \frac{d\Psi_2(\alpha)}{d\alpha} \cdot I_2. \quad (2.28)$$

При рівновазі $I_1 \cdot \frac{d\Psi_1(\alpha)}{d\alpha} = I_2 \cdot \frac{d\Psi_2(\alpha)}{d\alpha}$, звідки

$$\frac{I_1}{I_2} = \frac{d\Psi_1(\alpha)}{d\alpha} : \frac{d\Psi_2(\alpha)}{d\alpha} \quad (2.29)$$

або

$$\alpha = F(I_1/I_2). \quad (2.30)$$

Таким чином, кут відхилення рухомої частини логометра визначається відношенням струмів у рамках (в перекладі з грецької “логос” – відношення).

Схема логометричного омметра наведена на рис. 2.10. Для цієї схеми маємо:

$$\alpha = F(I_1/I_2) = f\left(\frac{U}{R_1 + R_d + R_x} : \frac{U}{R_2 + R_H}\right)$$

або

$$\alpha = f\left(\frac{R_2 + R_H}{R_1 + R_d + R_x}\right), \quad (2.31)$$

де R_1 та R_2 – опори рамок, R_H та R_d – додаткові опори.

З виразу (2.31) видно, що відхилення α залежить від R_x і не залежить від напруги живлення.

Існують омметри з логометричними вимірювальними механізмами, напруга живлення в яких виробляється електромеханічними генераторами, які приводяться до роботи вручну. Використовуються вони для вимірювання великих опорів (наприклад, опорів ізоляції, які мають значення в десятки та сотні МОм).

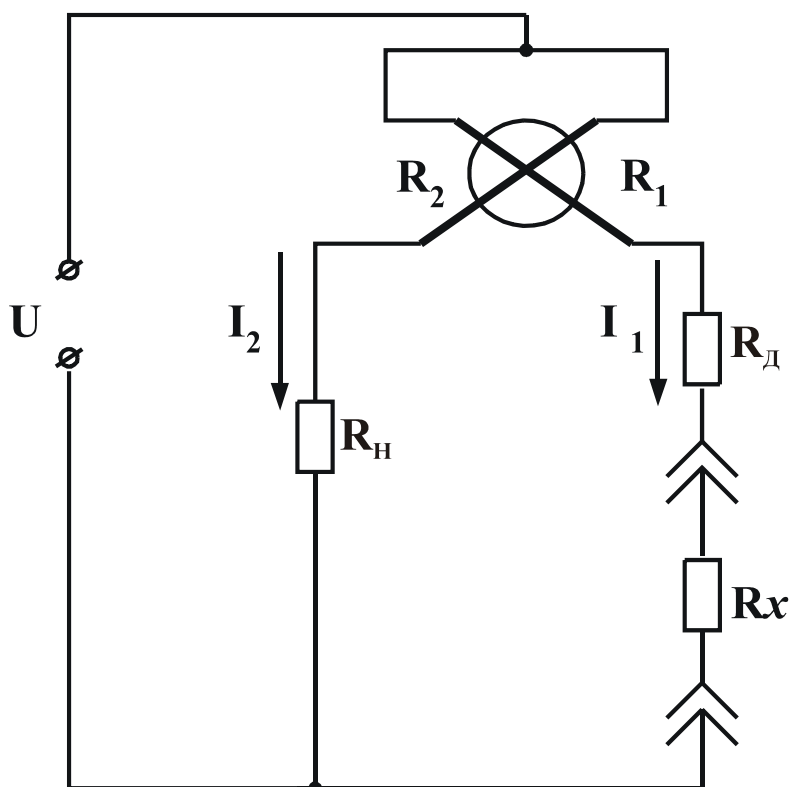


Рисунок 2.10

2.2.6 Випрямні прилади

Магнітоелектричні прилади, як уже відмічалось, мають багато переваг: висока точність та чутливість, мала споживана потужність, мало зазнають впливу зовнішніх магнітних полів та температури. Але вони не можуть безпосередньо вмикатись для вимірювання змінного струму. Цю перешкоду на шляху застосування магнітоелектричного механізму для вимірювань на змінному струмі можна обійти застосуванням перетворювачів змінного струму у постійний.

У залежності від виду перетворювача розрізняють випрямні, термоелектричні та електронні прилади.

Випрямні прилади являють собою поєднання випрямляча з магнітоелектричним вимірювальним механізмом. У сучасних приладах у випрямлячах використовуються напівпровідникові діоди. Найбільше застосовувані кремнієві діоди, які мають малу власну ємність і можуть працювати в діапазоні практично від 0 Гц і до 10^5 Гц.

Випрямлячі, які використовуються у випрямних приладах, бувають однопівперіодні та двопівперіодні.

Схема приладу з однопівперіодним випрямленням змінного струму наведена на рис. 2.11, а, а на рис. 2.11, б зображений графік струму через вимірювальний механізм.

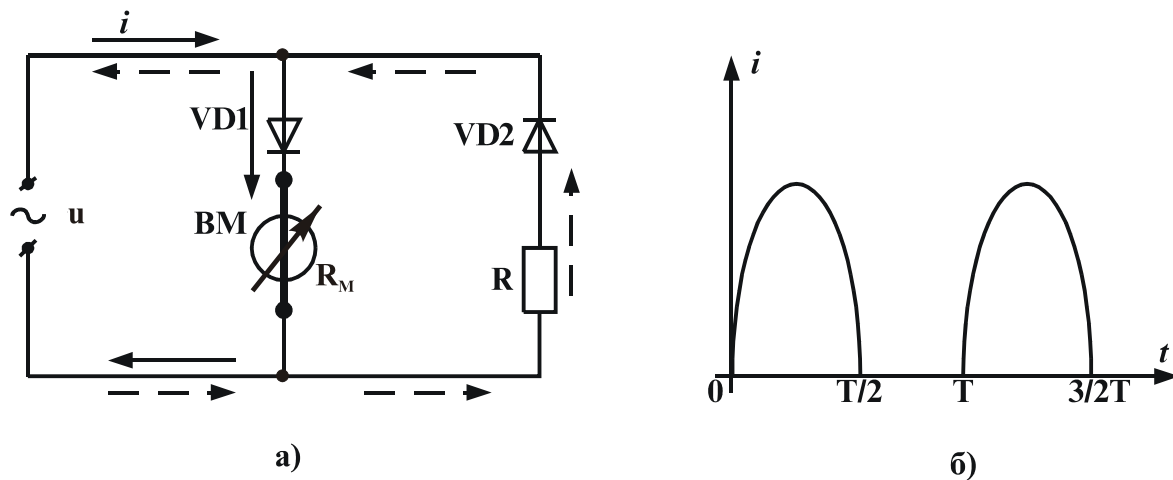


Рисунок 2.11

На рис.2.11,а суцільними стрілками показаний шлях струму за один із півперіодів змінного струму. На рис.2.11,б цьому відповідає струм на інтервалі від 0 до $T/2$, або від T до $3/2T$ і т.д., де T – період змінного струму (або напруги). Протягом другого півперіоду струм йде шляхом, указаним штриховими стрілками. При цьому припускаємо, що діоди $VD1$ та $VD2$ мають характеристики ідеальних вентилів, тобто опір відкритого діода (в провідному напрямі) дорівнює нулю, а закритого – нескінченності. Опір $R = R_M$, де R_M – опір вимірювального механізму BM .

При використанні двопівперіодного випрямляча (рис.2.12, а) струм через рамку вимірювального механізму проходить протягом обох півперіодів (рис.2.12, б); в додатному півперіоді струм на рис.2.12, а протікає шляхом, позначеним суцільними стрілками, а в від'ємному півперіоді – штриховими стрілками, але через вимірювальний механізм ВМ струм в обидва півперіоди йде в одному напрямі.

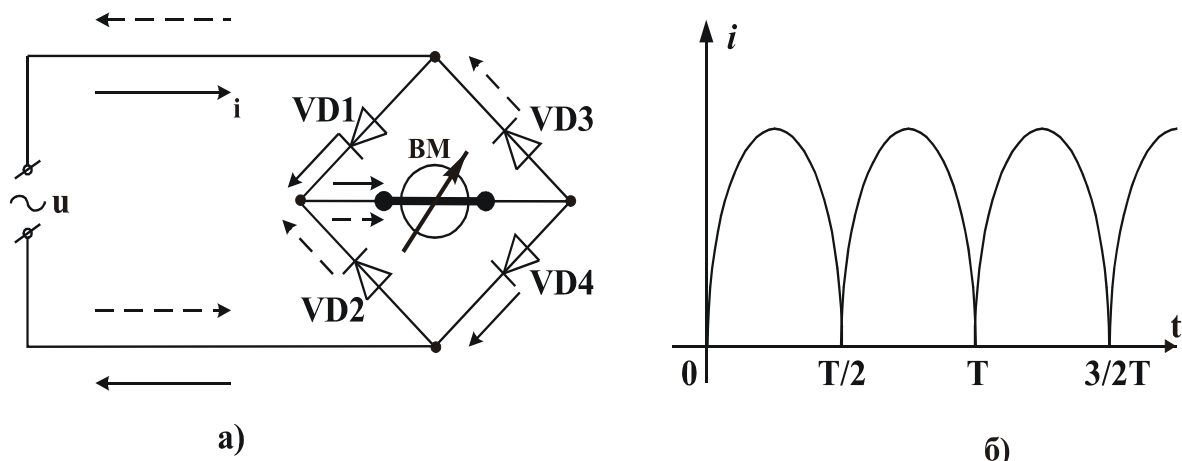


Рисунок 2.12

Внаслідок інерційних властивостей вимірювального механізму положення рухомої частини механізму (і вказівника) визначається середнім за період значенням обертового моменту $M_{об.ср.}$, який, в свою чергу, пропорційний середньому значенню струму $I_{ср.}$, що протікає через рамку :

$$M_{об.ср.} = \frac{1}{T} \int_0^t M_{об}(t) \cdot dt = \frac{1}{T} \int_0^t \Psi_0 i(t) \cdot dt = \Psi_0 \frac{1}{T} \int_0^t i(t) \cdot dt = \Psi_0 \cdot I_{ср.}, \quad (2.32)$$

де $M_{об}(t)$ – миттєве значення обертового моменту. Рівняння перетворення приладу має вигляд:

$$\alpha = \frac{\Psi_0}{W_{пт}} \cdot I_{ср.} \quad (2.33)$$

Для синусоїдної форми вимірюваних електричних величин випрямні прилади градууються, як правило, у діючих значеннях. Для визначення діючих значень несинусоїдних кривих струму за показами випрямного приладу потрібно робити перерахунок показів з урахуванням коефіцієнта форми кривої.

Весь попередній розгляд роботи випрямного приладу був оснований на тому, що характеристики діодів приймалися ідеальними. При використанні реальних діодів необхідно враховувати нелінійність вольт-амперної характеристики діода (особливо на початковій її ділянці), розкид опорів діодів як у прямому, так і у зворотному напрямках, частотну залежність опорів діодів та інші фактори. Тому вимірювальні кола реальних випрямних приладів складніші від розглянутих тут.

Для розширення меж випрямних приладів за струмом використовуються,

як і в звичайних магнітоелектричних приладах, шунти (рис.2.13, а), а за напругою – додаткові опори R_d (рис.2.13, б) та подільники напруги.

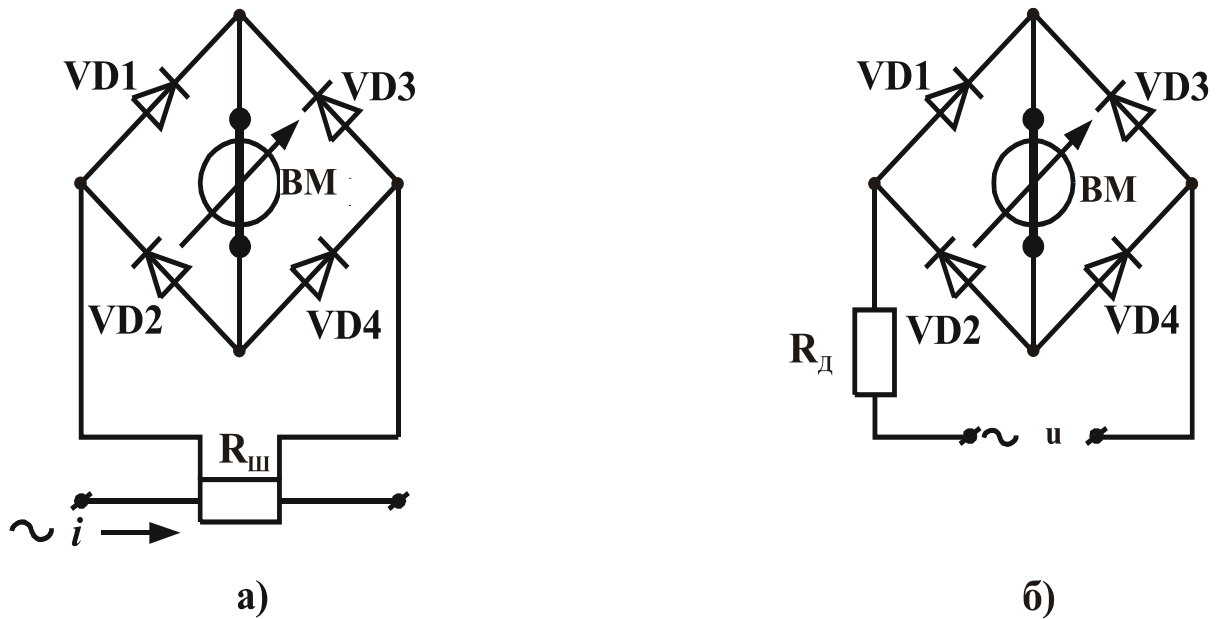


Рисунок 2.13

До переваг випрямних приладів відносяться висока чутливість, компактність, доволі широкий частотний діапазон. Випрямні прилади часто виробляються комбінованими. До недоліків відносяться: мала точність (1,5; 2,5; 4,0), залежність показів від форми кривої.

2.2.7 Термоелектричні прилади

Термоелектричні прилади являють собою поєднання термоелектричного перетворювача та магнітоелектричного вимірювального механізму. Термоелектричний перетворювач перетворює вимірюваний змінний струм i в постійну е.р.с. E , яка діє на вимірювальний механізм ВМ (рис.2.14).

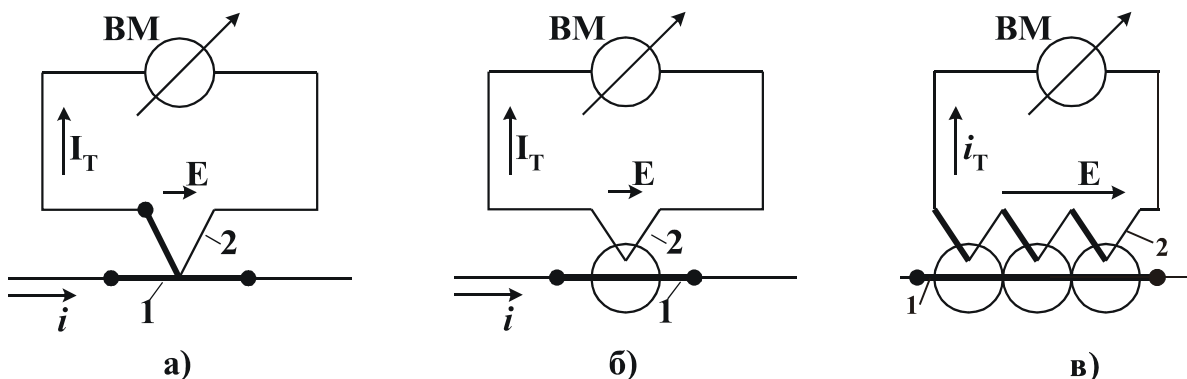


Рисунок 2.14

Термоперетворювач являє собою нагрівач 1 та термопару 2. Термопара може мати безпосередній електричний контакт з нагрівачем (рис.2.14,а) і може мати тільки тепловий контакт з нагрівачем через електроізолювальний матері-

ал (рис.2.14, б та в), який має високу теплопровідність. Контактні перетворювачі мають меншу інерційність, ніж безконтактні, але вони допускають великий витік струмів високої частоти і застосовуються на частотах не вище 5-10 МГц. Безконтактні перетворювачі можуть використовуватись на частотах до сотень мегагерц. Крім того, безконтактні термоперетворювачі можна з'єднувати в батареї (рис.2.14, в), що дозволяє підвищити чутливість приладу.

Перетворювачі малих струмів поміщають у скляну колбу, з якої викачане повітря, при цьому зменшуються втрати тепла від нагрівача, зменшується потужність, необхідна для нагрівання спаяних кінців термопари.

Струм через вимірювальний механізм прямо пропорційний е.р.с. термопари $I_T = E/R_n$, де R_n – опір кола термопари. Відхилення α рухомої частини механізму пропорційне цьому струмові: $\alpha = S_T \cdot I_T$. Е.р.с. термопари пропорційна різниці температур гарячого спаю термопари та її холодних кінців ΔT : $E = K \cdot \Delta T$, де K – коефіцієнт пропорційності. Температура холодних кінців відповідає температурі навколишнього середовища.

Різниця температур ΔT пропорційна потужності, яка виділяється вимірюваним струмом i в нагрівачі термопари, тобто квадрату діючого значення вимірюваного струму: $\Delta T = K_T \cdot I^2$, де K_T – коефіцієнт, який визначається характеристиками термоперетворювача. Таким чином, струм через вимірювальний механізм

$$I_T = E/R_n = K \cdot \Delta T/R_n = K \cdot K_T \cdot I^2/R_n.$$

Відхилення вказівника

$$\alpha = \frac{\Psi_0}{W_{пт}} \cdot I_T = \frac{\Psi_0 \cdot K \cdot K_T}{W_{пт} \cdot R_n} \cdot I^2 = m \cdot I^2 \quad (2.34)$$

при постійному коефіцієнті m , який дорівнює $\frac{\Psi_0 \cdot K \cdot K_T}{W_{пт} \cdot R_n}$, пропорційне квадрату діючого значення вимірюваного струму (незалежно від форми кривої струму), тобто рівняння перетворювача термоелектричного приладу є квадратичним.

Термоелектричні прилади застосовують для вимірювання змінних струмів від 100 мкА до 100 А, напруг – від 75 мВ до 600 В в діапазоні частот від 0 до 100 МГц. Багато з термоелектричних приладів мають по декілька меж. У амперметрів до 1 А на кожній межі використовується окремий термоперетворювач, при вимірюванні струмів більше 1 А для розширення меж використовуються спеціальні високочастотні трансформатори. Для розширення меж вимірювань за напругою застосовуються додаткові опори у вигляді недротових безреактивних резисторів.

Основними перевагами термоелектричних приладів є можливість вимірювання струмів та напруг високих частот, мала залежність їх показів від форми кривої. До недоліків відносяться невисока чутливість та точність (класи точності 1,0-4,0), мала перевантажувальна здатність, квадратичний характер шкали, значне споживання енергії. Застосовувати термоелектричні прилади для

вимірювань на низьких частотах недоцільно, оскільки тут краще використовувати більш точні та надійні прилади інших систем.

2.3 Електромагнітні прилади

2.3.1 Електромагнітний вимірювальний перетворювач

Принцип дії електромагнітного вимірювального механізму оснований на взаємодії магнітного поля, яке створюється струмом в нерухомій котушці, з рухомих феромагнітним осердям.

Одна із найбільш розповсюджених конструкцій електромагнітного механізму подана на рис.2.15, де 1 – котушка; 2 – осердя, закріплене на осі 3 вимірювального механізму; 4 – спіральна пружина; 5 – повітряний заспокоювач.

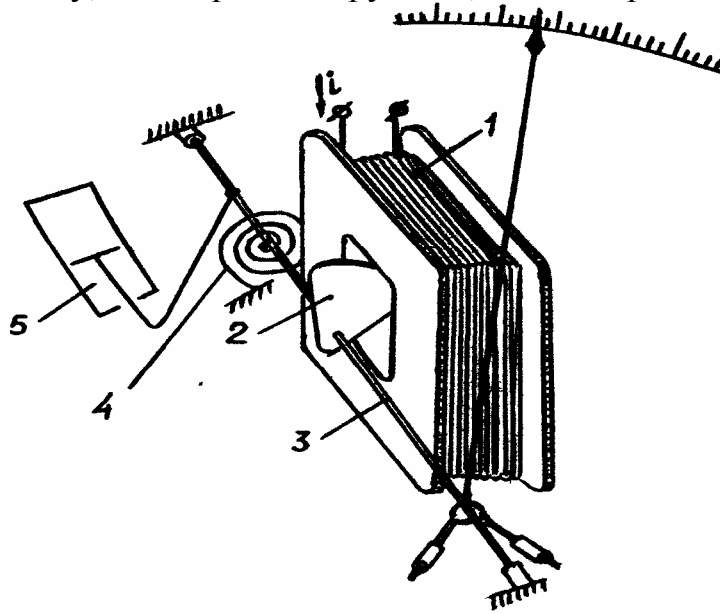


Рисунок 2.15

Під дією магнітного поля осердя втягується всередину котушки. Рухома частина механізму повертається до тих пір, поки обертальний момент не зрівноважиться протидійним моментом. Як відомо, енергія магнітного поля котушки, по якій протікає постійний струм I ,

$$W_M = L \cdot I^2 / 2, \quad (2.34)$$

де L – індуктивність котушки, яка залежить від положення осердя, а отже, і від кута повороту α рухомої частини. Обертальний момент:

$$M_{об} = \frac{dW_M}{d\alpha} = \frac{1}{2} \cdot \frac{dL}{d\alpha} \cdot I^2. \quad (2.35)$$

При рівності обертового та протидійного моментів рухома частина зупиняється, займаючи положення, яке визначається кутом повороту:

$$\alpha = \frac{1}{2W_{пт}} \cdot \frac{dL}{d\alpha} \cdot I^2. \quad (2.36)$$

Якщо в котушці протікає змінний струм (не обов'язково синусоїдної форми), то рухома частина реагує на середнє значення обертового моменту

$$M_{\text{об ср}} = \frac{1}{2} \cdot \frac{dL}{d\alpha} \cdot \frac{1}{T_0} \int_0^T i^2 \cdot dt \quad (2.37)$$

і займає положення

$$\alpha = \frac{1}{2W_{\text{пр}}} \cdot \frac{dL}{d\alpha} \cdot \frac{1}{T_0} \int_0^T i^2 \cdot dt. \quad (2.38)$$

Але $\frac{1}{T_0} \int_0^T i^2 \cdot dt = I^2$ – квадрат діючого значення періодичного струму. Тоді можна записати:

$$\alpha = \frac{1}{2W_{\text{пр}}} \cdot \frac{dL}{d\alpha} \cdot I^2, \quad (2.39)$$

де I – діюче значення змінного струму.

Величина I^2 завжди додатна, тому кут повороту рухомої частини не залежить від напрямку струму в котушці. Звідси виходить, що електромагнітні прилади можуть застосовуватись для вимірювань як у колах постійного, так і в колах змінного струму.

З (2.39) виходить, що при $dL/d\alpha = \text{const}$ шкала електромагнітного приладу має квадратичний характер – стиснута на початку та розтягнута в кінці. Зміною залежності $L(\alpha)$ шляхом вибору відповідної форми осердя шкалу значною мірою можна наблизити до рівномірної.

Струм в електромагнітному механізмі підводиться безпосередньо до нерухомої котушки (не через пружини). Провід обмотки котушки можна взяти великого перерізу, тому такий механізм здатний витримувати великі перевантаження.

2.3.2 Електромагнітні амперметри та вольтметри

В амперметрах електромагнітної системи весь вимірюваний струм (за винятком випадків вмикання їх через вимірювальні трансформатори струму) проходить по обмотці нерухомої котушки. В залежності від граничного значення вимірюваного струму вибирається переріз проводу та число витків обмотки котушки. В амперметрах на номінальні струми від 100 А та більше котушка має один виток з товстої мідної шини. Максимальне номінальне значення струму електромагнітних амперметрів прямого вмикання – 200 А, мінімальне – 5 мА. Найбільш поширені амперметри з верхньою межею вимірювання 5 А, оскільки для розширення меж вимірювання амперметрів використовується вимірювальні трансформатори струму, у багатьох із яких номінальне значення вторинного струму дорівнює 5 А.

У переносних багатомежевих амперметрах котушка виконується секційною, а секції вмикаються у послідовно-паралельні комбінації. Перемикання секцій виконується за допомогою перемикачів.

Температурна похибка в амперметрах невелика і обумовлена тільки зміною пружності спіральних пружин або розтяжок.

Внаслідок наявності в осерді рухомої частини втрат на гістерезис та вихрові струми, які залежать від частоти, в цих амперметрах виникає додаткова частотна похибка, але вона теж невелика.

Для розширення меж вимірювання електромагнітних амперметрів, особливо для вимірювання великих струмів, шунти не застосовуються. Це пояснюється тим, що опір обмотки механізму невеликий, опір шунта приблизно в n разів менший (n – коефіцієнт шунтування) за опір обмотки, тому шунти виходять великих розмірів.

Для одержання різних меж вимірювання електромагнітних вольтметрів послідовно з котушкою механізму вмикаються додаткові опори з дуже малою залишковою реактивністю, виконані з манганіну (рис.2.16).

У багатомежевих вольтметрах додаткові резистори є секційними. Для одержання малої температурної похибки відношення значення додаткового опору до значення опору котушки механізму повинно бути досить велике.

У електромагнітах із замкнутим магнітопроводом котушка механізму намотується манганіновим проводом, тому додатковий резистор відсутній, і покази таких вольтметрів практично не залежать від температури.

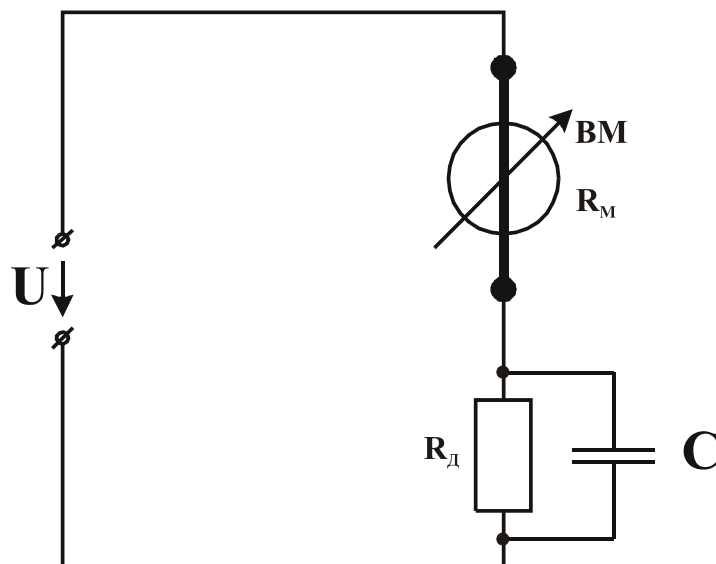


Рисунок 2.16

Зміна частоти вхідної напруги на покази електромагнітних вольтметрів впливає більше, ніж на покази амперметрів, оскільки у вольтметрів більший реактивний опір у порівнянні із активним. З підвищенням частоти реактивний опір збільшується, викликаючи зменшення струму через котушку вимірювального механізму і, таким чином, зменшення його показів. Для компенсації час-

тотної похибки паралельно додатковому резистору (або його частині) приєднується ємність (рис.2.16).

Розширення меж вимірювання електромагнітних вольтметрів до високих напруг здійснюється за допомогою вимірювальних трансформаторів напруги.

До переваг приладів електромагнітної системи відносяться: можливість їх застосування в колах як постійного, так і змінного струму, простота конструкції, надійність, здатність до перевантажень, низька вартість.

Недоліками є: велике власне споживання, мала точність, мала чутливість, сильний вплив зовнішніх магнітних полів. Для захисту від впливу магнітних полів механізми поміщають в феромагнітний екран або виконують їх астатичними.

Частотний діапазон електромагнітних амперметрів (до 10 кГц) ширший, ніж у вольтметрів (до 400 Гц). Електромагнітні прилади дуже широко використовуються як щитові (класів 1,5 та 2,5), але є й лабораторні (класів 0,5 та 1,0).

2.4 Електродинамічні прилади

2.4.1 Електродинамічний вимірювальний перетворювач

Принцип дії електродинамічного вимірювального механізму оснований на взаємодії магнітних полів двох котушок із струмами (рис.2.17): нерухомої 1 та рухомої 2.

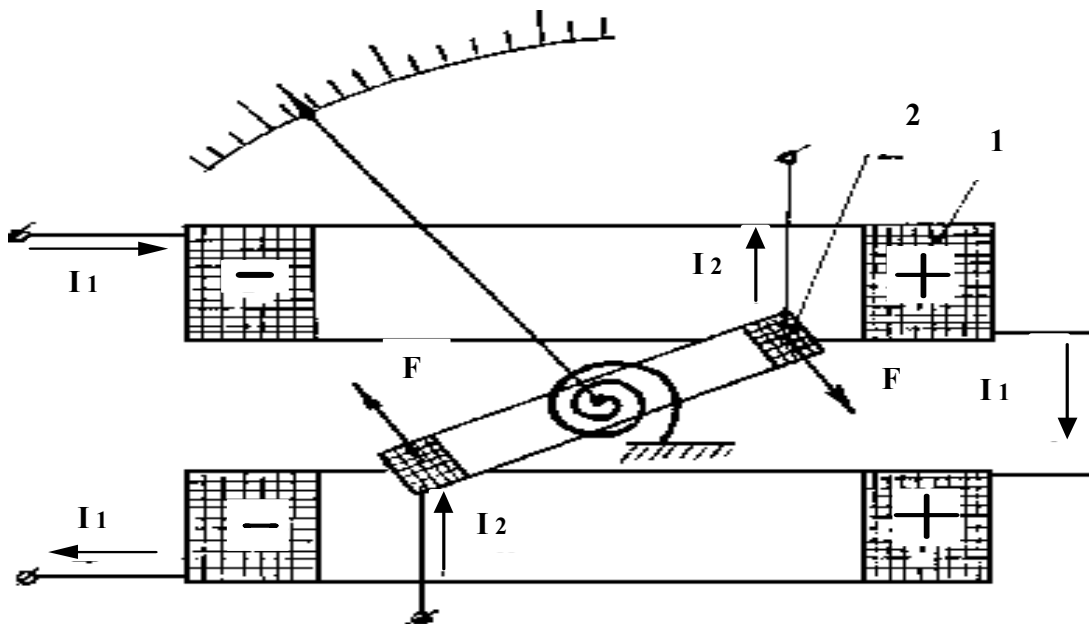


Рисунок 2.17

Нерухома котушка для одержання більш рівномірного магнітного поля розділена на дві частини. Рухома котушка закріплена на осі або розтяжках і знаходиться в полі нерухомих полюсів. Струм до неї підводиться через спіральні пружини або розтяжки, які при повороті рухомих котушок створюють протидійний момент. При протіканні постійних струмів I_1 та I_2 через обмотки котушок ви-

никає пара сил F-F, яка створює обертальний момент, що намагається повернути рухому котушку так, щоб магнітні потоки котушок збіглися.

Енергія магнітного поля двох котушок із струмами I_1 та I_2

$$W_M = \frac{L_1 \cdot I_1^2}{2} + \frac{L_2 \cdot I_2^2}{2} + M \cdot I_1 \cdot I_2, \quad (2.40)$$

де L_1 та L_2 – індуктивності котушок, M – взаємна індуктивність.

При повороті рухомої котушки змінюється тільки взаємна індуктивність M між котушками. Індуктивності L_1 та L_2 і струми I_1 та I_2 від кута повороту α не залежать.

Тому обертальний момент:

$$M_{об} = \frac{dW_M}{d\alpha} = I_1 \cdot I_2 \cdot \frac{dM}{d\alpha}. \quad (2.41)$$

При протіканні в котушках синусоїдних струмів $i_1 = I_{m1} \cdot \sin \omega t$ та $i_2 = I_{m2} \cdot \sin(\omega t - \varphi)$ рухома частина через інерційність реагує на середнє значення обертального моменту:

$$M_{об\ ср} = \frac{1}{T} \int_0^T M_{об}(t) \cdot dt = \frac{1}{T} \int_0^T i_1 \cdot i_2 \frac{dM}{d\alpha} dt = I_1 \cdot I_2 \cdot \cos \varphi \frac{dM}{d\alpha}, \quad (2.42)$$

де $M_{об}(t)$ – миттєве значення обертального моменту, I_1 та I_2 – діючі значення синусоїдних струмів, φ – зсув фаз між струмами в котушках.

З (2.42) виходить, що обертальний момент електродинамічного механізму пропорційний добуткові діючих значень струмів в котушках та косинусу кута між ними. Ця особливість електродинамічного механізму відкриває можливість побудови на його основі не тільки амперметрів та вольтметрів, але й засобів вимірювання інших величин (наприклад, ватметрів).

При рівності обертального $M_{об}$ та протидійного $M_{пр} = W_{пр} \cdot \alpha$ моментів, тобто в усталеному режимі, матимемо:

$$I_1 \cdot I_2 \cdot \cos \varphi \frac{dM}{d\alpha} = W_{пр} \alpha \quad (2.43)$$

звідки одержуємо рівняння перетворення електродинамічного механізму:

$$\alpha = \frac{1}{W_{пр}} \cdot I_1 \cdot I_2 \cdot \cos \varphi \frac{dM}{d\alpha}. \quad (2.44)$$

Якщо I_1 та I_2 – постійні струми, то в цьому рівнянні $\cos \varphi = 1$.

Магнітне поле електродинамічного механізму, силові лінії якого замикаються в повітрі, невелике. Зовнішні магнітні поля викликають додаткові обертальні моменти від взаємодії цих полів з полем рухомої котушки. Внаслідок цього виникають додаткові похибки. Для захисту механізмів від зовнішніх магнітних полів їх поміщають в феромагнітні екрани або механізм виготовляють у вигляді астатичної конструкції. Астатичний механізм складається з двох зви-

чайних механізмів, рухомі котушки яких закріплені на деякій відстані одна від одної на одній осі. Магнітні поля нерухомих котушок направлені взаємно протилежно. Протилежно направлені також і поля рухомих котушок, тому обертальні моменти обох механізмів направлені однаково відносно спільної осі. Але зовнішнє поле з полем одного механізму складається, а від поля іншого – віднімається. Результувальний додатковий момент від зовнішнього поля дорівнює нулю, якщо зовнішнє поле рівномірне.

Основними перевагами електродинамічних механізмів є однакові покази на постійному та змінному струмах, що дозволяє з великою точністю градувати їх на постійному струмі, а також стабільність показів у часі. Важливою перевагою цих механізмів є можливість побудови на їх основі ватметрів. Ці механізми не мають феромагнітних осердь, що виключає появу похибки від вихрових струмів та гістерезису.

Ці переваги дозволяють виготовляти прилади високих класів точності (0,1; 0,2; 0,5) для вимірювання на постійному та змінному струмах.

Недоліки електродинамічних механізмів: невисока чутливість, велике власне споживання потужності, чутливість до перевантажень.

Широке використання для побудови різних приладів знаходять логометричні електродинамічні механізми.

2.4.2 Амперметри, вольтметри і ватметри електродинамічної системи

Найпростіше вимірювальне коло цього амперметра - обидві котушки з'єднані послідовно, і через них протікає весь вимірюваний струм (рис.2.18, а). Тому кут $\varphi = 0$ і рівняння перетворення має вигляд:

$$\alpha = \frac{1}{W_{\text{пр}}} \cdot I^2 \frac{dM}{d\alpha}, \quad (2.45)$$

тобто кут відхилення пропорційний квадратові діючого значення струму. Отже, при $dM/d\alpha = \text{const}$ шкала приладу квадратична.

Щоб наблизити шкалу до рівномірної, форму та розташування котушок вибирають так, щоб відповідним чином змінилась похідна $dM/d\alpha$ при повороті рухомої частини.

Послідовне з'єднання котушок використовується в амперметрах на малі струми (від 1 мА до 0,5 А).

При великих струмах (до 10 А) котушки з'єднуються паралельно (рис.2.18, б). Опори R_1 та R_2 та індуктивності L_1 та L_2 підбирають такими, щоб, по-перше, струм через рухомих котушку, який підводиться через спіральні пружини, не перевищував припустимого значення, а, по-друге, щоб зсув фаз між струмами I_1 та I_2 дорівнював нулю. Тоді залежність кута повороту від струму виражається рівнянням (2.45). Крім того, включення в коло опорів R_1 та R_2 і індуктивностей L_1 та L_2 потрібне для компенсації частотної й температурної похибок.

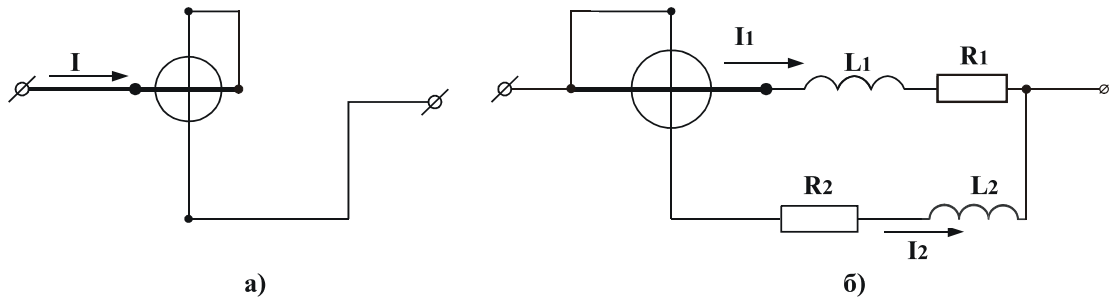


Рисунок 2.18

Для одержання амперметрів з декількома межами вимірювання нерухому котушку роблять секційною (найчастіше з двох секцій для одержання двох меж).

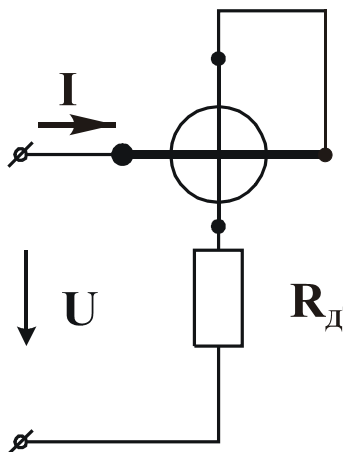
Для вимірювання струмів більше 10 А використовуються вимірювальні трансформатори струму.

Максимальна частота для електродинамічних амперметрів – 10 кГц.

У електродинамічних вольтметрах нерухома та рухома котушки з'єднані послідовно разом з додатковим резистором R_d (рис.2.19). Якщо повний опір вольтметра Z_B , то в колі буде протікати струм $I = U/Z_B$. Тоді

$$\alpha = \frac{1}{W_{пт}} \cdot \frac{dM}{d\alpha} \cdot \frac{1}{Z_B^2} \cdot U^2, \quad (2.46)$$

тобто характер шкали вольтметра такий самий, як і у амперметра. Так само, як і у амперметрах, у вольтметрах зміною $dM/d\alpha$ досягають практично рівномірної шкали.



Для одержання багатомежевих вольтметрів застосовують декілька додаткових резисторів, з'єднаних послідовно.

В амперметрах з послідовною схемою з'єднання котушок опір кола приладу значно менший від опору кола, в якому вимірюється струм. Тому зміна опору приладу при зміні частоти вимірюваного струму мало впливає на покази приладу.

Рисунок 2.19

У вольтметрах струм через вимірювальний механізм при заданій напрузі визначається тільки опором приладу. І якщо цей опір змінюється від частоти при незмінній напрузі, то це безпосередньо впливає на покази приладу. Особливо це проявляється у вольтметрах з малим додатковим опором. Для компенсації частотної похибки паралельно додатковому резистору приєднується ємність так само, як це робиться в електромагні-

тних вольтметрах (див. рис.2.16). Частотний діапазон електродинамічних вольтметрів обмежується зверху частотою 5 кГц.

Вольтметри електродинамічної системи застосовуються при безпосередньому їх вмиканні для вимірювання напруг від 1,5 до 600 В. Струм повного відхилення у них – від 3 до 60 мА. Для вимірювання напруг більше 600 В застосовуються вимірювальні трансформатори напруги.

При використанні електродинамічного механізму для ватметра необхідно, щоб струм через одну із котушок дорівнював струму навантаження, а струм через іншу котушку був пропорційний напрузі на навантаженні; зсув фаз між струмами повинен дорівнювати зсуву фаз між напругою та струмом в навантаженні. У відповідності із цим здійснюється підключення котушок ватметра до навантаження (рис. 2.20).

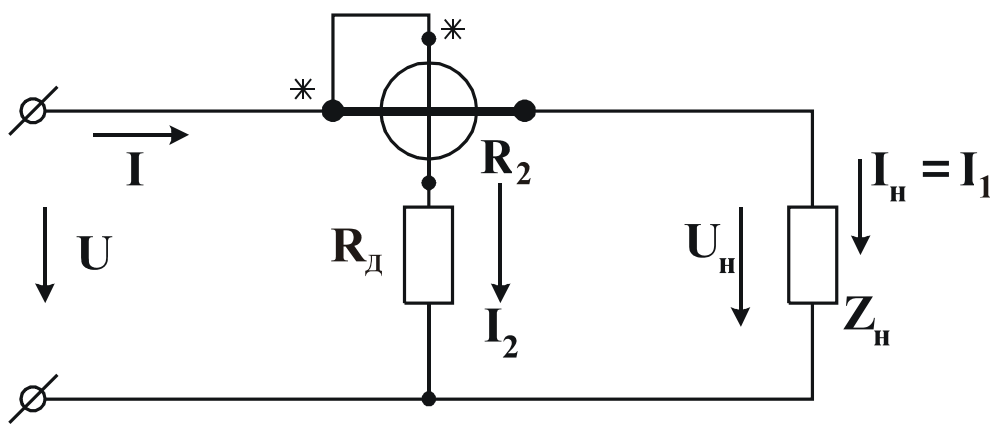


Рисунок 2.20

В схемі рис.2.20 струм I_1 через нерухому котушку, яка ввімкнена послідовно з навантаженням, дорівнює струму навантаження I_n .

Сумарний активний опір додаткового резистора R_d разом із активним опором рухомої котушки R_2 набагато більший за реактивний опір котушки, тому реактивним опором можна знехтувати. Тоді струм $I_2 = U / (R_d + R_2)$. Напруга на паралельній вітці ватметра відрізняється від напруги на навантаженні на величину спаду напруги на нерухомій (послідовній) котушці ватметра, яка набагато менша за напругу на навантаженні.

Можна вважати, що $U = U_n$. Тоді $I_2 = U_n / (R_d + R_2)$, тобто струм у паралельному колі ватметра пропорційний напрузі на навантаженні. Зсув фаз φ між U_n та I_n дорівнює зсуву фаз φ між I_1 та I_2 . З урахуванням цього рівняння перетворення (2.44) можна переписати у вигляді:

$$\alpha = \frac{1}{W_{\text{пт}}} \cdot I_n \frac{U_n}{R_d + R_2} \cdot \cos \varphi \frac{dM}{d\alpha} \quad (2.47)$$

або

$$\alpha = S_p \cdot P, \quad (2.48)$$

де $P = U \cdot I \cdot \cos\varphi$ – потужність в навантаженні;

$$S_p = \frac{1}{W_{\text{пт}} \cdot (R_d + R_2)} \cdot \frac{dM}{d\alpha} - \text{постійний коефіцієнт (чутливість до потужності)}$$

при $dM/d\alpha = \text{const}$.

Таким чином, кут відхилення α рухомої частини приладу пропорційний потужності в навантаженні P , тому шкала приладу лінійна.

Ватметр за схемою рис.2.20 вмикається для вимірювання потужності в колах постійного струму або в однофазних колах змінного струму. Зірочки на схемі (та на корпусі приладу) означають початки обмоток. При зворотному ввімкненні однієї із котушок стрілка приладу “зашкалює” вліво за нульову позначку.

Електродинамічні ватметри виконують у вигляді багатомежевих лабораторних приладів високих класів точності (0,1; 0,2). Діапазон вимірювання потужностей таких приладів – від часток вата до декількох кіловат. Вимірювання можуть виконуватись як на постійному струмі, так і на змінному струмі промислових частот (50, 400 Гц).

Похибки електродинамічних ватметрів виникають через вплив температури та зовнішніх магнітних полів. При підвищенні частоти до декількох сотень герц суттєвими є частотні похибки. Вони обумовлені зростанням індуктивних опорів котушок.

Іноді буває необхідно виміряти потужність в навантаженнях з малим $\cos\varphi$ (тобто з великою реактивною частиною навантаження). У цих випадках (як правило в лабораторних умовах) застосовують малокосинусні ватметри (для $\cos\varphi = 0,05; 0,1; 0,2$). Вони відрізняються від звичайних малим протидійним моментом пружин або розтяжок.

Звичайні (їх називають одноелементними) ватметри застосовують також для вимірювання потужності в трифазних колах. Вмикаються вони за спеціальними схемами. Крім того, на основі одноелементних електродинамічних механізмів виконують дво- та триелементні трифазні ватметри.

2.4.3 Феродинамічний вимірювальний перетворювач

Феродинамічні вимірювальні механізми за суттю є різновидом електродинамічних, від яких вони відрізняються не за принципом дії, а конструктивно. Для збільшення магнітних потоків нерухомої та рухомої котушок всередині них розміщують магнітопроводи (осердя) з магнітом'якого матеріалу (рис.2.21): нерухома котушка 1 розміщується на осерді 2, всередині рухомої котушки 4 знаходиться осердя 3. Завдяки наявності магнітопроводів значно збільшується обертальний момент, зростає чутливість механізму, і може бути зменшене власне споживання потужності механізму. Внаслідок сильного власного поля механізму різко знижується вплив зовнішніх магнітних полів.

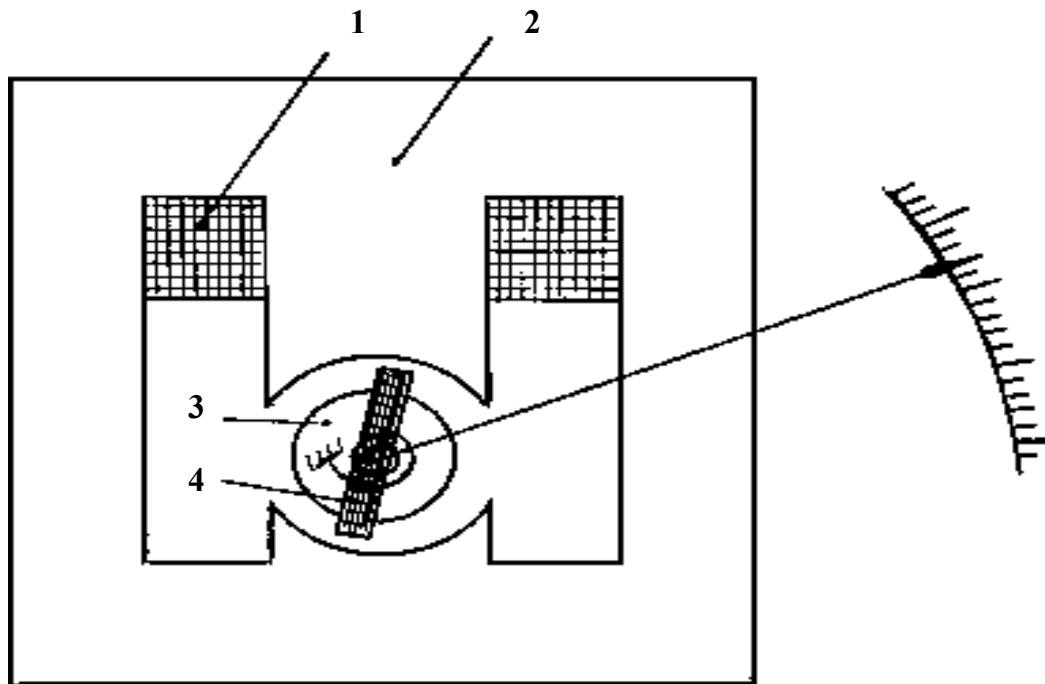


Рисунок 2.21

Але наявність магнітопроводів збільшує похибку приладів через вихрові струми та гістерезис, а також через нелінійність залежності індукції від напруженості магнітного поля.

Проміжок, у якому переміщуються бокові сторони рухомої котушки феродинамічного механізму, найчастіше виконується рівномірним. Тому $dM/d\alpha = \text{const}$, і рівняння перетворення має такий самий вигляд, як і для електродинамічного механізму:

$$\alpha = \frac{C}{W_{\text{пт}}} \cdot I_1 \cdot I_2 \cdot \cos \varphi, \quad (2.49)$$

де C – постійний коефіцієнт, який визначається характеристиками магнітопроводів.

Феродинамічні прилади випускаються у вигляді переносних та щитових приладів змінного струму (на змінному струмі гістерезис впливає на покази приладу менше, ніж на постійному). Внаслідок можливості одержання великого обертового моменту феродинамічні вимірювальні механізми широко застосовуються в самописних приладах. Діапазон частот феродинамічних приладів – 10 Гц–1,5 кГц. Класи точності – 0,2–1,5. Для побудови різних приладів широко використовуються електродинамічні та феродинамічні логометричні механізми.

2.4.4 Електромеханічні частотоміри і фазометри

В електромеханічних частотомірах використовуються електромагнітні або електродинамічні (феродинамічні) механізми. Застосовуються вони в основному в енергетичних колах для вимірювання частот у діапазоні 20–2500 Гц.

Найбільш прості за будовою та принципом дії електромагнітні резонансні (вібраційні) частотоміри. Вони бувають двох типів: з безпосереднім та опосередкованим збудженням резонансних коливань.

Резонансний електромагнітний частотомір з опосередкованим збудженням схематично показаний на рис.2.22, а. Напруга U , частоту якої необхідно виміряти, подається на котушку 2, розташовану на осерді 1 електромагніту. Якір 3 електромагніту нижнім кінцем закріплений на пружній основі 4. На цій же основі знаходиться планка 6, в яку закладені кінці ряду пружних пластин 5. При протіканні змінного струму по котушці якір два рази за період змінного струму притягується до осердя. Коливання якоря передаються пластинам, кожна із яких має свою резонансну частоту. Найбільшою амплітудою коливань буде у тієї пластини, у якої частота власних коливань збігається із подвійною частотою поданої напруги. На рис.2.22, б показана частина герцметра, на якій видно, що вимірювана частота становить 49,7 Гц. Загнуті кінці резонувальних пластин 5 пофарбовані, як правило, білою фарбою.

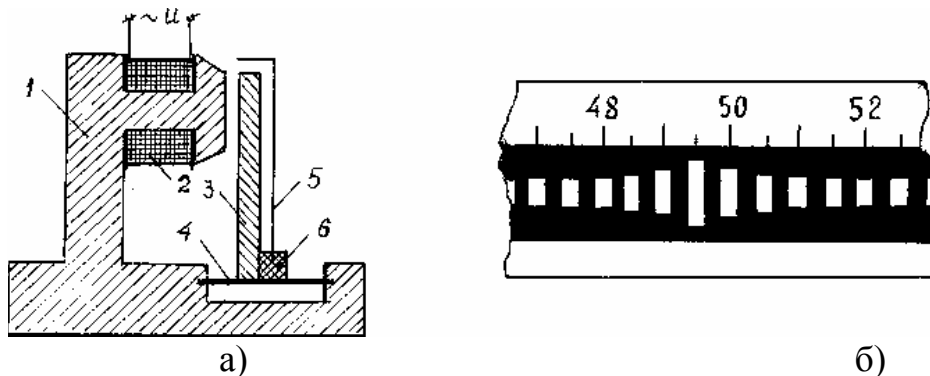


Рисунок 2.22

Похибка резонансних частотомірів складає біля 1%. Межі вимірювання таких частотомірів невеликі, наприклад, 45–55 або 450–550 Гц. Суттєвим недоліком такого типу частотомірів є їх чутливість до механічних вібрацій. Іноді це використовується для вимірювання частот механічних коливань.

Електрична схема *електродинамічного частотоміра* на основі логометричного механізму та векторна діаграма струмів наведені на рис.2.23.

Логометричний механізм має одну нерухому котушку 1 та дві рухомі 2 і 3, скріплені між собою під кутом 90° . Нерухома котушка з'єднана послідовно з однією із рухомих електричним колом $R_1-L_1-C_1$. Параметри R_1 , L_1 та C_1 підібрані так, що частота резонансу напруги цього кола дорівнює середній частоті діапазону вимірювань. При цій частоті струм I_1 збігається за фазою з напругою U .

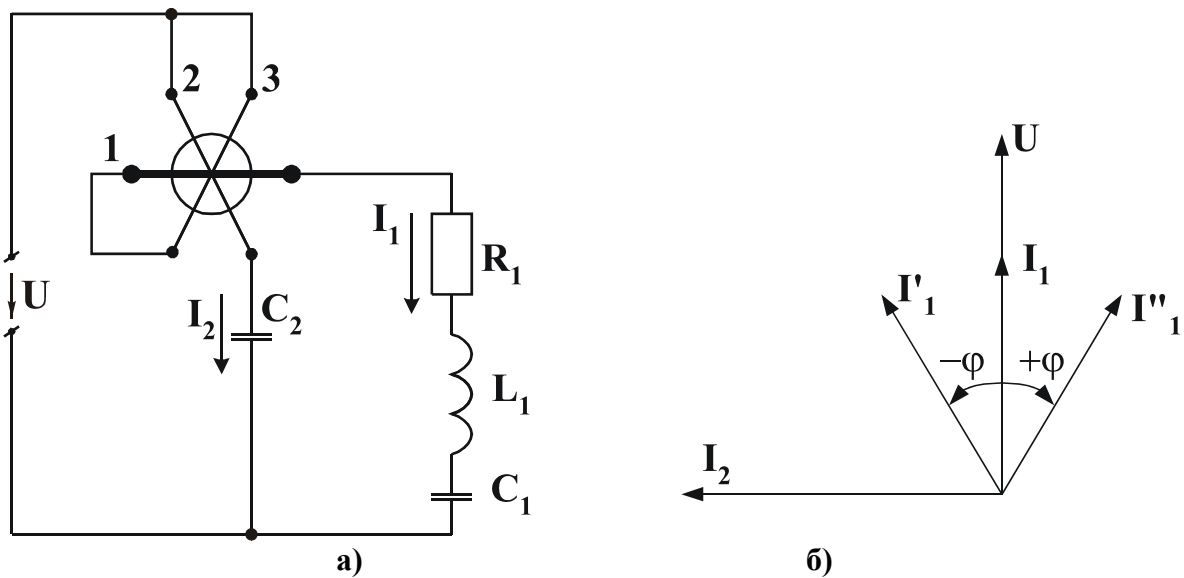


Рисунок 2.23

Послідовно з рамкою 2 ввімкнена ємність C_2 , тому струм I_2 випереджає напругу U практично на 90° . Таким чином, на середній частоті обертальний момент, який діє на рамку 2 дорівнює

$$M_{o62} = K_2 \cdot I_2 \cdot I_1 \cos 90^\circ \cdot f_1(\alpha) = 0, \quad (2.50)$$

де K_2 – постійний коефіцієнт.

Якщо рухома частина механізму знаходиться в такому положенні, що обертальний момент, який діє на рамку 3,

$$M_{o63} = K_3 \cdot I_1^2 \cdot f_2(\alpha) \neq 0, \quad (2.51)$$

то під дією цього моменту рухома частина буде повертатись до тих пір, поки $f_2(\alpha)$ не стане рівною нулю. Стрілка приладу при цьому буде показувати середню частоту діапазону.

Якщо частота напруги відхилиться від середнього значення, то вектор струму I_1 зміститься відносно вектора U на кут $+\varphi$ чи $-\varphi$. Кут між векторами струмів I_1 та I_2 буде відрізнятись від 90° , M_{o62} не буде вже дорівнювати нулю і внаслідок його дії рухома частина буде повертатися до тих пір, поки M_{o63} не стане дорівнювати M_{o62} . В цьому положенні стрілка приладу покаже значення частоти, яке відрізняється від середнього значення.

На рис.2.24 наведена *схема електродинамічного фазометра* та відповідна їй векторна діаграма.

В основі приладу – електродинамічний логометр, рухомі рамки якого скріплені під кутом 60° . В рамці 2 струм I_2 збігається за фазою з напругою на навантаженні U .

У логометричному механізмі при протіканні струмів через котушки створюються два обертальні моменти:

$$M_{o62} = I_2 \cdot I_1 \cdot \cos \varphi \frac{dM_{12}}{d\alpha}, \quad (2.52)$$

$$M_{об3} = I_3 \cdot I_1 \cdot \cos(\beta - \varphi) \frac{dM_{13}}{d\alpha}, \quad (2.53)$$

де M_{12} , M_{13} – взаємні індуктивності між рухомими та нерухомою котушкою, які змінюються при зміні кута повороту; при цьому $\frac{dM_{12}}{d\alpha} \neq \frac{dM_{13}}{d\alpha}$.

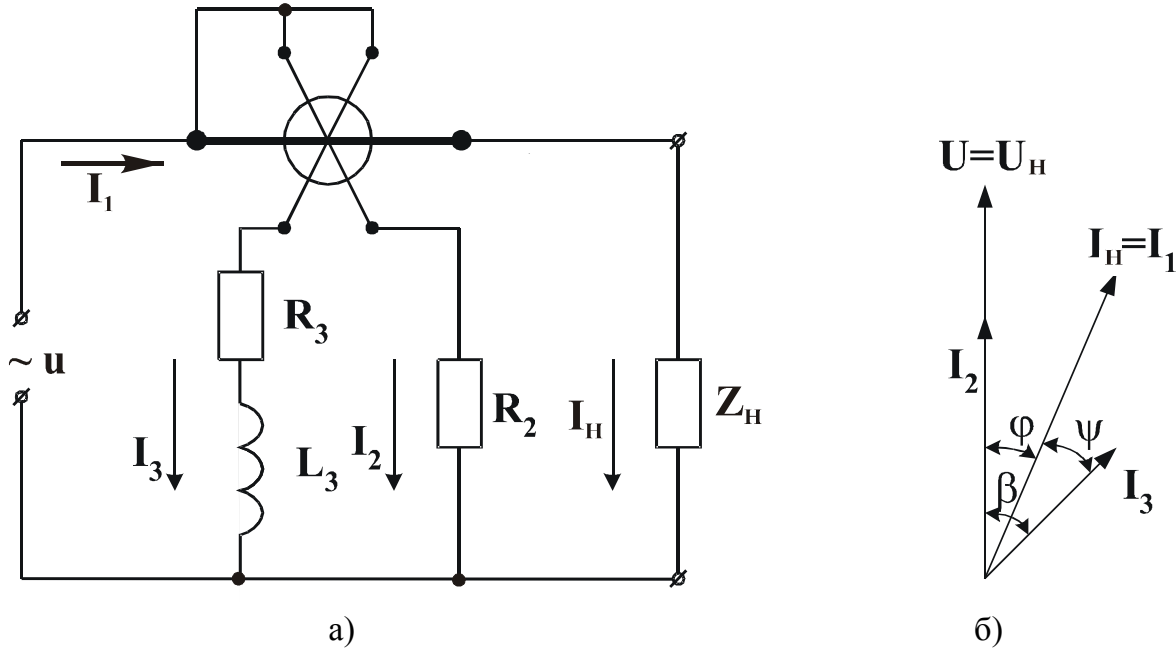


Рисунок 2.24

Нехай

$$\frac{dM_{12}}{d\alpha} = f_1(\alpha); \quad \frac{dM_{13}}{d\alpha} = f_2(\alpha).$$

Рухома частина знаходиться у рівновазі при рівності обертальних моментів: $M_{12} = M_{13}$, або

$$I_2 \cdot I_1 \cdot \cos \varphi \cdot f_1(\alpha) = I_3 \cdot I_1 \cdot \cos(\beta - \varphi) \cdot f_2(\alpha), \quad (2.54)$$

звідки

$$\frac{f_1(\alpha)}{f_2(\alpha)} = f(\alpha) = \frac{I_3 \cdot \cos(\beta - \varphi)}{I_2 \cdot \cos \varphi}. \quad (2.55)$$

Рівняння (2.55) можна записати у вигляді:

$$\alpha = F \left[\frac{I_3 \cdot \cos(\beta - \varphi)}{I_2 \cdot \cos \varphi} \right]. \quad (2.56)$$

Таким чином, в електродинамічному логометрі α є функцією відношення проєкцій векторів струмів в рухомих котушках (рамках) на вектор струму в нерухомій (див. рис.2.24, б).

Струми I_2 та I_3 при незмінній частоті пропорційні напрузі U : $I_2 = C_1 \cdot U$; $I_3 = C_2 \cdot U$, тоді

$$I_3 / I_2 = \frac{C_2 \cdot U}{C_1 \cdot U} = \frac{C_2}{C_1} = C.$$

З урахуванням цього

$$\alpha = C \cdot F \left[\frac{\cos(\beta - \varphi)}{\cos \varphi} \right]. \quad (2.57)$$

З останнього виразу видно, що при постійному зсуві фаз β кут повороту рухомої частини α визначається зсувом фаз φ між напругою та струмом в навантаженні. При цьому, якщо φ збільшується, то чисельник дробу в виразі (2.57) збільшується, а знаменник зменшується.

Фазометри такого типу виготовляються на одне чи декілька номінальних значень напруги. Покази розглянутого електродинамічного фазометра практично не залежать від відхилення напруги на навантаженні від номінальної у межах 10–20%. Прилад має лінійну шкалу.

Недоліками такого фазометра є залежність показів від частоти та велика споживана потужність. Зведена похибка лабораторних фазометрів такого типу (наприклад, фазометра типу Д578) не перевищує 0,5%.

На основі електродинамічних механізмів будуються фазометри для вимірювань $\cos \varphi$ в трифазних колах (найчастіше в симетричних).

2.5 Електростатичні прилади

Принцип дії електростатичних приладів оснований на взаємодії електрично заряджених провідників.

Існує декілька різновидів електростатичних вимірювальних механізмів. Найпоширенішою серед них є конструкція, показана на рис.2.25. Нерухома частина 1 механізму має одну або декілька камер (електродів), з'єднаних електрично між собою. До них приєднується один з проводів від вимірюваної напруги.

В повітряний проміжок камери входить рухома пластина 2, встановлена на осі, розтяжках чи на підвісі. До рухомої частини механізму через спіральну пружину підключається другий провід від вимірюваної напруги. Від дії цієї напруги створюється електричне поле та виникають сили взаємодії між нерухомими й рухомими електродами. Ці сили намагаються повернути рухому частину так, щоб енергія поля була максимальною, тобто щоб рухома пластина втягувалась в камеру нерухомої. При цьому повороті виникає протидійний момент.

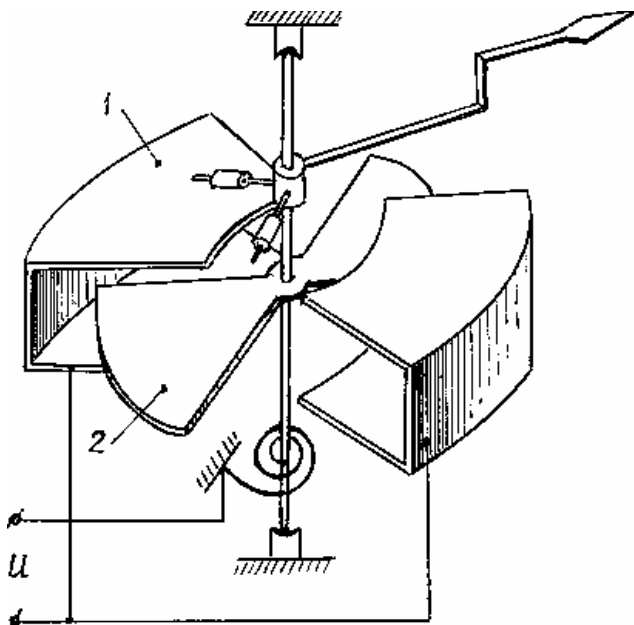


Рисунок 2.25

Енергія електричного поля системи електродів $W_e = C u^2 / 2$, де C – ємність системи.

Обертальний момент:

$$M_{об} = \frac{dW_e}{d\alpha} = \frac{1}{2} U^2 \frac{dC}{d\alpha}. \quad (2.58)$$

Для постійної напруги U

$$M_{об} = \frac{1}{2} U^2 \frac{dC}{d\alpha}. \quad (2.59)$$

В статичному режимі роботи вимірювального перетворювача рівняння перетворення можна одержати, прирівнявши обертальний та протидійний моменти

$$M_{об} = M_{пр}$$

або

$$\frac{1}{2} U^2 \frac{dC}{d\alpha} = W_{пр} \cdot \alpha,$$

звідки

$$\alpha = \frac{1}{2 W_{пр}} \cdot \frac{dC}{d\alpha} \cdot U^2. \quad (2.60)$$

Отже, кут повороту рухомої частини при $dC/d\alpha = \text{const}$ пропорційний квадрату прикладеної постійної напруги. Вибираючи відповідну форму електродів, роблять $dC/d\alpha$ не постійною величиною, а такою, що змінюється в залежності від α так, щоб шкала приладу наближалася до рівномірної.

Якщо напруга u змінна, то рухома частина буде повертатись внаслідок інерційності від дії середнього значення обертального моменту:

$$M_{об} = M_{об.ср} = \frac{1}{2} \cdot \frac{dC}{d\alpha} \cdot \frac{1}{T} \int_0^T u^2 dt = \frac{1}{2} \cdot \frac{dC}{d\alpha} \cdot U^2, \quad (2.61)$$

де U – діюче значення змінної періодичної напруги.

Рівняння перетворення виходить таким самим, як і для постійної напруги.

Електроди механізму виготовляють з легкого металу – алюмінію. Заспокоєння часто застосовують індукційне.

З принципу дії механізму витікає, що він може застосовуватись тільки для вимірювання напруг – як постійних, так і змінних.

Чутливість електростатичних вольтметрів невисока, тому не вдається одержати вольтметри з межею вимірювання нижчою 10 В. Зате верхня межа

вимірювань може бути високою. Розглянутий механізм називають механізмом із змінною активною площею електродів. Такий механізм застосовують при безпосередньому вмиканні для вимірювання напруг до сотень вольт. Існує інший тип механізму – із зміною відстані між електродами (пластинами), який допускає вимірювання високих напруг – до 75 кВ.

Електричне поле механізму невелике, тому на його роботі відбиваються зовнішні електричні поля. Для захисту механізму від їх впливу застосовують електричні екрани. На покази електростатичних вольтметрів мало впливають температура, частота, форма кривої напруги та зовнішні магнітні поля. Ці вольтметри можуть застосовуватись для вимірювань напруг високих частот (до 10 МГц). Споживання потужності від джерела доволі мале. Розширення меж електростатичних вольтметрів здійснюється на змінному струмі за допомогою додаткових конденсаторів C_d (рис.2.26, а) або ємнісних подільників C_1 та C_2 (рис.2.26, б), на постійному струмі – за допомогою резистивних подільників R_1 та R_2 (рис.2.26, в).

Класи точності електростатичних вольтметрів 0,5; 1,0; 1,5.

В зв'язку з розвитком аналогової і цифрової мікросхемотехніки, все більш широким застосуванням мікроконтролерів у вимірювальній техніці з'явилась можливість створювати прості, дешеві і малогабаритні електронні амперметри, вольтметри, частотоміри, фазометри, які постійно витісняють із застосування електромеханічні прилади.

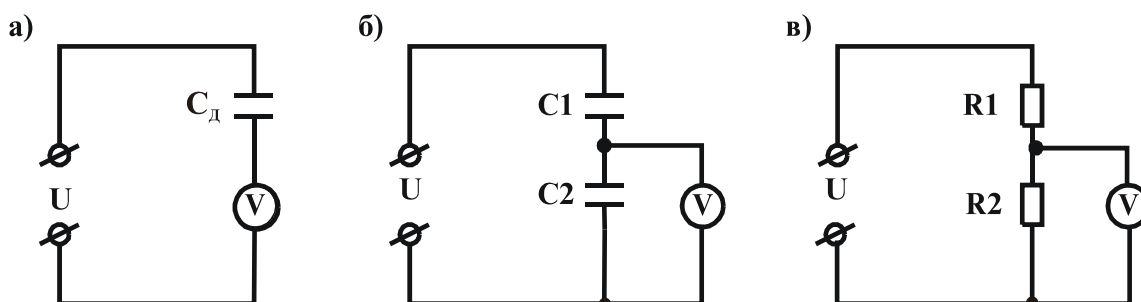


Рисунок 2.26

2.6 Вимірювальні трансформатори змінного струму та напруги

Вимірювальні трансформатори струму та напруги (рис.2.27) застосовують для перетворення (зменшення або збільшення) струмів та напруг в строго визначене число разів із збереженням їхньої фази.

Вони використовуються для розширення меж вимірювання приладів. Крім того, вимірювальні трансформатори дозволяють гальванічно розділити частини вимірювального кола: коло високої напруги від кола вимірювального приладу, а також узгодити окремі частини вимірювального пристрою.

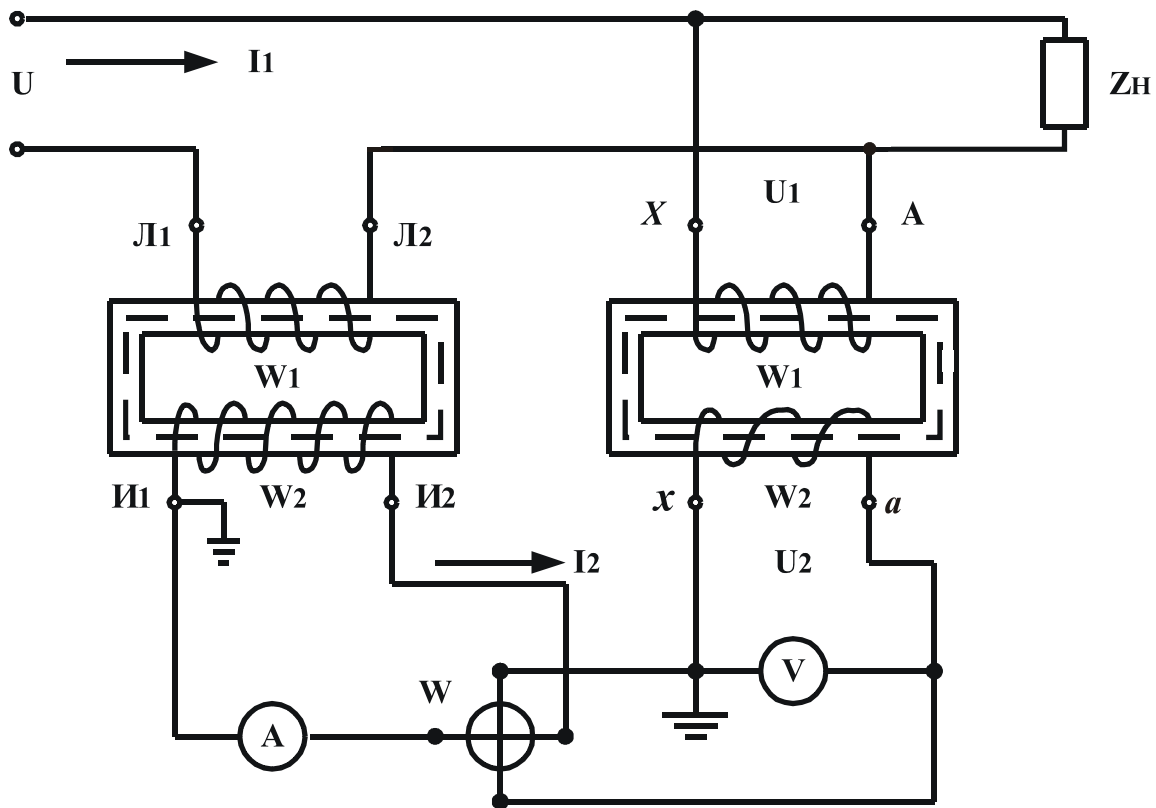


Рисунок 2.27

Вимірювальні трансформатори складаються із двох ізольованих обмоток, розміщених на феромагнітних осердях (рис.2.27). Первинна обмотка має число витків W_1 , вторинна – W_2 . Виводи первинної обмотки під'єднують до вимірювального кола, а до затискачів вторинної обмотки під'єднуються засоби вимірювання. Вторинні кола трансформаторів заземлюють для безпечної роботи.

Первинну обмотку трансформатора струму вмикають у вимірюване коло послідовно, трансформатора напруги – паралельно. Для правильного вмикання трансформаторів їх затискачі мають спеціальні позначення (рис.2.27).

Вимірювані величини визначаються за показами приладів, помноженими на відповідні коефіцієнти трансформації.

2.6.1 Вимірювальні трансформатори струму (ВТС)

У вторинну обмотку ВТС вмикаються прилади, що мають малі опори (амперметри, послідовні обмотки ватметрів та ін.), тому ВТС працює в режимі, близькому до короткого замикання.

Основними технічними характеристиками ВТС є номінальні значення первинного та вторинного струмів $I_{1н}$ та $I_{2н}$; їх відношення, яке називається номінальним коефіцієнтом трансформації: $K_{1н} = I_{1н}/I_{2н}$; номінальна частота; номінальний опір навантаження $Z_{н}$. Опором навантаження для ВТС є опори приладів, які приєднуються до вторинної обмотки. Під номінальним навантаженням

розуміють максимальний опір, який може бути ввімкнений у вторинне коло ВТС.

Первинна обмотка ВТС виконується з проводу, переріз якого залежить від $I_{1н}$. При $I_{1н} \geq 100$ А вона виготовляється у вигляді прямої шини, що проходить крізь вікно магнітопроводу. До шини приєднуються проводи (або також шини) вимірюваного кола, створюючи один замкнений виток, тобто в цьому випадку $W_1=1$. Для стандартних ВТС установлені значення $I_{2н}=1; 2$ або 5 А. У відповідності з цими значеннями вибираються перерізи проводів вторинної обмотки. Для первинних струмів нормативними документами установлено ряд значень від $0,1$ до 60000 А.

Значення вимірюваних струмів можна визначити за показами приладів, помноживши їх на дійсний коефіцієнт трансформації: $I_1 = I_2 \cdot K_I$. Але дійсний коефіцієнт трансформації K_I залежить від режиму роботи трансформатора, від значень I_1 , від значення та характеру навантаження, від частоти, і тому дійсне значення K_I невідоме. Тоді показ приладу перемножається на значення номінального коефіцієнта трансформації $K_{Iн}$: $I_1' = I_2 \cdot K_{Iн}$. При цьому виникає похибка:

$$f_I = \frac{I_1' - I_1}{I_1} \cdot 100\% = \frac{K_{Iн} - K_I}{K_I} \cdot 100\%, \quad (2.62)$$

яка називається **струмовою похибкою** ВТС.

В технічній документації вказуються межі припустимої похибки та умови, за яких вона має місце. Наприклад, для ВТС класу $0,2$ струмова похибка $f_I = \pm 0,2\%$ при струмі в первинному колі $I_1 = (100-120\%)$ від $I_{1н}$ та навантаженні на трансформатор, яке складає $25-100\%$ від $Z_{н}$ і $\cos\varphi = 0,8$. При струмі $I_1 = 20\%$ від $I_{1н}$ $f_I = \pm 0,25\%$, а при $I_1 = 5\%$ від $I_{1н}$ $f_I = \pm 0,75\%$.

Магнітний потік в осерді трансформатора складається з основного потоку Φ_0 , який замикається тільки по осерді, та потоків розсіювання обмоток Φ_{S1} та Φ_{S2} . Тоді схему трансформатора (як струму, так і напруги) можна представити у вигляді еквівалентної, зображеної на рис.2.28.

Для цієї схеми можна записати рівняння:

$$\begin{aligned} \underline{U}_1 &= -\underline{E}_1 + \underline{I}_1(R_1 + jX_{S1}) = -\underline{E}_1 + \underline{I}_1 \cdot \underline{Z}_1; \\ \underline{E}_2 &= \underline{I}_2(R_2 + jX_{S2}) + \underline{U}_2 = \underline{I}_2 \cdot \underline{Z}_2 + \underline{I}_2 \cdot \underline{Z}_{н}; \\ \underline{F} &= \underline{I}_1 \cdot W_1 + \underline{I}_2 \cdot W_2 = \underline{I}_0 \cdot W_1, \end{aligned} \quad (2.63)$$

де $\underline{E}_1 = -j\omega W_1 \cdot \Phi_0$ – е.р.с., яка наводиться потоком Φ_0 в первинній обмотці, $\underline{E}_2 = -j\omega W_2 \cdot \Phi_0$ – е.р.с. вторинної обмотки, \underline{F} – повна м.р.с. трансформатора, що створюється струмами в первинній та вторинній обмотках; $\underline{F} = \underline{I}_0 \cdot W_1$, де \underline{I}_0 – струм намагнічування; R_1 та R_2 – активні опори обмоток; X_{S1} та X_{S2} – реактивні опори обмоток, обумовлені потоками розсіювання; \underline{Z}_1 та \underline{Z}_2 – комплексні опори обмоток, \underline{U}_2 – напруга на навантаженні; $\underline{Z}_{н}$ – опір навантаження.

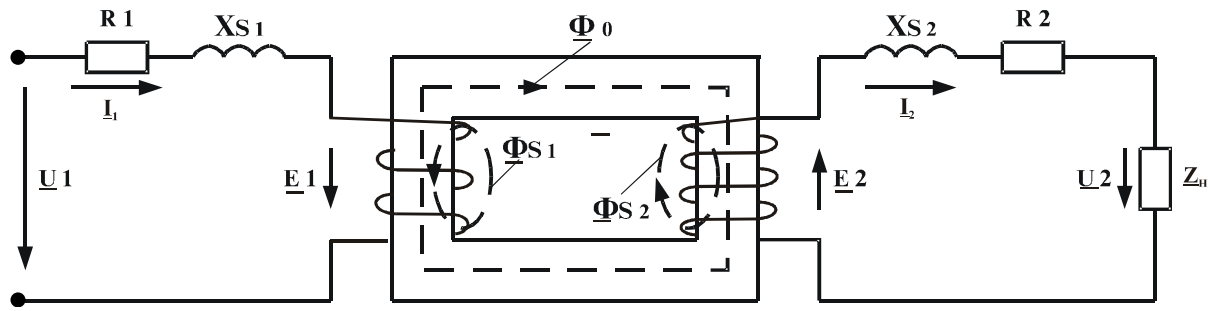


Рисунок 2.28

За схемою рис.2.28 та рівняннями (2.63) будемо векторну діаграму трансформатора (рис.2.29).

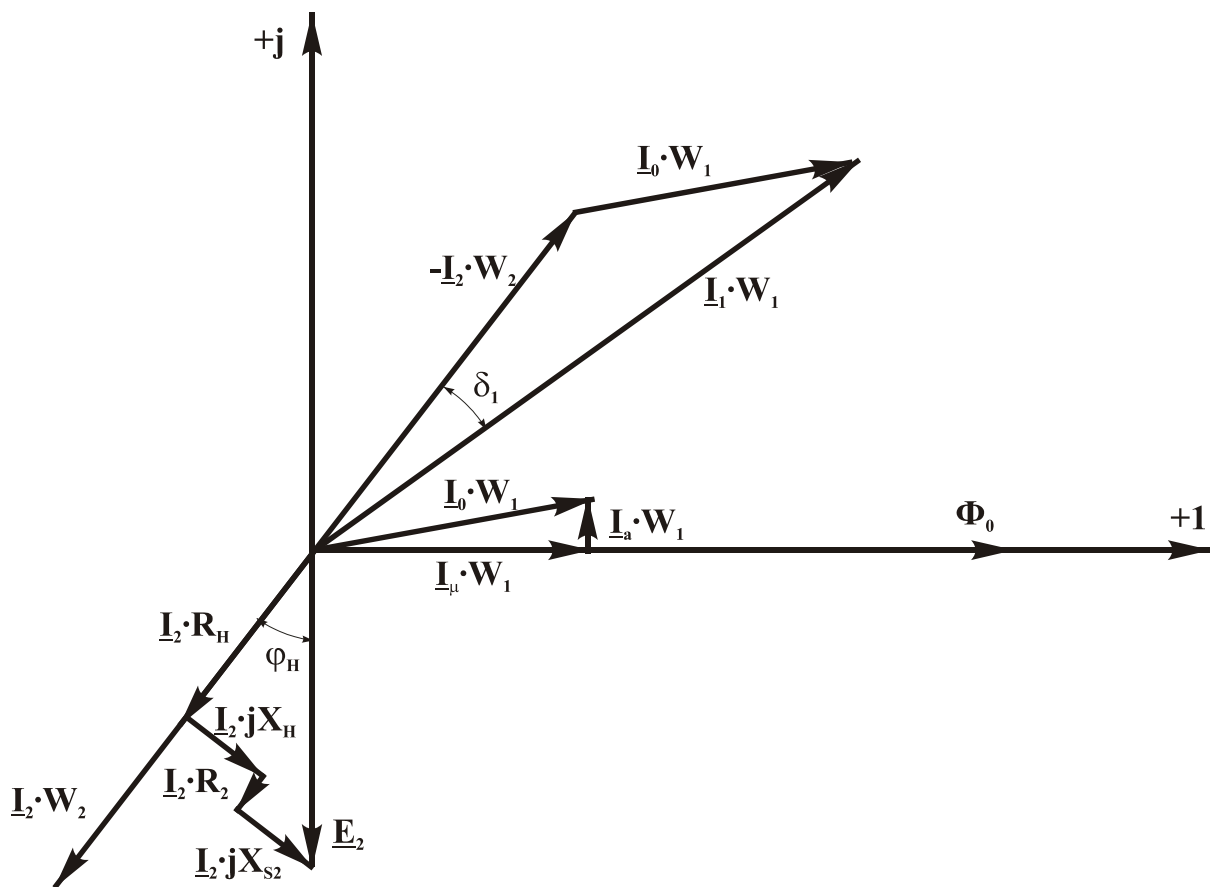


Рисунок 2.29

Починаємо з вектора $\underline{\Phi}_0$. \underline{E}_2 відстає від потоку $\underline{\Phi}_0$ на 90° . При індуктивному характері навантаження струм \underline{I}_2 відстає від \underline{E}_2 на кут φ_H . Далі будуть вектори $\underline{I}_2 \cdot R_H$, $\underline{I}_2 \cdot jX_H$ і т.д.

Існування потоку $\underline{\Phi}_0$ обумовлено повною м.р.с. трансформатора $\underline{I}_0 \cdot W_1$. Струм \underline{I}_0 представляють як такий, що складається із двох складових:

\underline{I}_μ та \underline{I}_a . Енергія складової \underline{I}_μ йде на проведення потоку $\underline{\Phi}_0$ по осердю, а енергія складової \underline{I}_a витрачається на втрати на вихрові струми та гістерезис. У відповідності із третім рівнянням системи (2.63) будуємо вектор $\underline{I}_1 \cdot W_1$.

Для ідеального трансформатора $\underline{I}_1 \cdot W_1 + \underline{I}_2 \cdot W_2 = 0$, тоді $I_1/I_2 = W_1/W_2$. Із векторної діаграми та третього рівняння системи (2.63) видно, що для реального трансформатора це співвідношення не виконується, тобто коефіцієнт трансформації реального трансформатора не дорівнює співвідношенню чисел витків W_1/W_2 . Ця відмінність обумовлена наявністю в трансформаторі струму I_0 (та відповідної м.р.с. $I_0 \cdot W_1$).

Якщо $I_1 = I_{1н}$ і опір у вторинному колі не перевищує Z_n , то коефіцієнт трансформації дорівнює $K_{1н}$. Якщо Z_n збільшується при $I_1 = \text{const}$, то I_2 буде зменшуватись, а у відповідності з третім рівнянням системи (2.54) м.р.с. $I_0 \cdot W_1$ буде збільшуватись. Отже, коефіцієнт трансформації буде відрізнятись від $K_{1н}$, тобто виникне струмова похибка f_I .

Для ідеального трансформатора зсув фаз між \underline{I}_1 та \underline{I}_2 дорівнює 180° . В реальному ВТС, як видно із діаграми, цей кут не дорівнює 180° . Вектор $\underline{I}_1 \cdot W_1$ та повернутий на 180° вектор $\underline{I}_2 \cdot W_2$ утворюють кут δ_I , який називається **кутовою похибкою трансформатора**. Ця похибка додатна, якщо повернутий на 180° вектор вторинної величини (тут струму I_2) випереджує вектор первинної (як на побудованій тут діаграмі). Кутова похибка не впливає на результати вимірювань струмів та напруг. Вона відбивається на показах приладів, відхилення рухомої частини яких залежить від зсуву фаз між струмами та напругами (наприклад, у ватметрів). Як видно із приведеного тут аналізу, основним джерелом як струмової, так і кутової похибок ВТС є струм намагнічування I_0 . Для його зменшення осердя ВТС роблять із матеріалу з високою магнітною проникністю, малими втратами, зменшують довжину магнітопроводу, збільшують його переріз і намагаються зменшити проміжки.

При розмиканні вторинного кола ВТС струм I_2 стає рівним нулю, а $\underline{I}_0 \cdot W_1 = \underline{I}_1 \cdot W_1$, що приводить до різкого зростання е.р.с. E_2 до декількох сотень вольт. Це небезпечно для обслуговуючого персоналу і може призвести до пробоя ізоляції вторинної обмотки трансформатора.

Тому не можна розмикати вторинну обмотку ВТС при наявності струму у його первинній обмотці. При необхідності відімкнути чи замінити прилади у вторинному контурі ВТС, підключеному до мережі, слід спочатку замкнути накоротко вторинну обмотку. Для цього в ВТС передбачаються спеціальні перемички.

Лабораторні ВТС мають класи точності від 0,01 до 0,2, стаціонарні – від 0,2 до 10.

Для зручності вимірювання струму без розриву кола застосовують ВТС з роз'ємними осердями. Для вимірювань струмів у проводах, які знаходяться під високою напругою, такі ВТС розміщують на кінці довгої ізольованої штанги.

2.6.2 Вимірювальні трансформатори напруги (ВТН)

До вторинної обмотки ВТН підключаються прилади з великим внутрішнім опором, тому ВТН працює в режимі, близькому до холостого ходу.

Еквівалентна схема ВТН така сама, як і ВТС (рис.2.28). Для аналізу трансформаторів напруги часто використовується приведення чисел витків обмоток до одного числа, як правило, до числа витків первинної обмотки. Тобто, приймається $W_2 = W_1$. Тоді $\underline{E}_1 = \underline{E}_2$, $\underline{I}_1 = \underline{I}_0 - \underline{I}_2$.

Беручи до уваги ці співвідношення, перше рівняння системи (2.63) можна записати у вигляді:

$$\underline{U}_1 = -\underline{U}_2 + \underline{I}_0(R_1 + jX_{S1}) - \underline{I}_2[(R_1 + R_2) + j(X_{S1} + X_{S2})]. \quad (2.64)$$

Для ідеального приведенного трансформатора $\underline{U}_1 = -\underline{U}_2$, тобто діючі значення первинної та вторинної напруг однакові, а фази їх відрізняються на 180° .

Для реального трансформатора $-\underline{E}_2$ відрізняється від \underline{E}_1 внаслідок спаду напруг на обмотках, отже, мають місце похибки f_U та δ_U . Ці похибки залежать від опорів обмоток і струмів \underline{I}_2 та \underline{I}_0 . Для зменшення похибок потрібно зменшувати ці величини. Вплив струму \underline{I}_0 на похибки ВТН менший, ніж у ВТС. Це дозволяє, збільшивши струм \underline{I}_0 , збільшити індукцію в магнітопроводі, обравши відповідний магнітний матеріал. Для зменшення опорів обмоток беруть проводи з більшим перерізом, ніж це вимагається за умовами нагрівання. Для зменшення струму \underline{I}_2 необхідно брати прилади з великим внутрішнім опором, тобто малим струмом споживання.

В технічних паспортах ВТН указуються: номінальні напруги $U_{1н}$ та $U_{2н}$, за якими визначається номінальний коефіцієнт трансформації $K_{Ун} = U_{1н}/U_{2н}$; номінальна частота; номінальна (тобто припустима) потужність у вторинному колі; клас точності.

Первинна номінальна напруга у ВТН лежить у діапазоні від 220 В до 750 кВ. Вторинні напруги можуть мати значення (для стаціонарних ВТН) 100; 100/3; 100/√3; 200; 200/√3 В. Класи точності – 0,2; 0,5; 1; 3.

Стаціонарні ВТН виготовляються як однофазні, так і трифазні, ВТС – тільки однофазні.

2.7 Вимірювання потужності та енергії

Необхідність вимірювання потужності та енергії виникає при вивченні великої кількості процесів, явищ та фізичних об'єктів. Тому визначення потужності та енергії являє собою досить розповсюджений вид вимірювань. Підвищення точності вимірювань цих величин набуває особливого значення в зв'язку з величезним зростанням споживання енергії, пошуком нових джерел

енергії та повсюдним впровадженням заходів для економії енергетичних ресурсів. Особливо важливе значення мають вимірювання потужності та енергії в електроенергетиці як при виробництві електроенергії, так і при її розподілі та обліку споживання.

Вимірювання потужності в колах постійного струму та в однофазних колах змінного струму промислової частоти здійснюється одноелементними електродинамічними та феродинамічними ватметрами та варметрами. Методика таких вимірювань потужності ватметрами проста і вже розглядалась в попередньому розділі, тому нижче будемо розглядати вимірювання потужності тільки в трифазних колах.

2.7.1 Вимірювання активної потужності в трифазних колах Вимірювання в симетричному колі

Активна потужність трифазного кола при з'єднанні приймачів зіркою складається з потужностей окремих фаз кола плюс потужність в нульовому (нейтральному) проводі:

$$P = P_A + P_B + P_C + P_0. \quad (2.65)$$

У зв'язку з тим, що потужність в нульовому проводі набагато менша від потужностей фаз, її звичайно не вимірюють. Потужність P_0 у виразі (2.65) відсутня, якщо коло не має нульового проводу.

У випадку симетричної трифазної системи потужності всіх фаз однакові: $P_A = P_B = P_C = P_\phi = U_\phi I_\phi \cos \phi_\phi$, де P_ϕ – потужність однієї фази, ϕ_ϕ – зсув фаз між фазною напругою U_ϕ та фазним струмом I_ϕ в одній фазі кола.

Вимірявши потужність однієї фази приймача P_ϕ , сумарну потужність P можна знайти, помноживши P_ϕ на 3: $P = 3 \cdot P_\phi$. Отже, для вимірювання сумарної потужності кола достатньо одного ватметра. В чотирипровідних колах ватметр вмикається за схемою (рис.2.30). При цьому показ ватметра $P_w = U_\phi \cdot I_\phi \cdot \cos \phi_\phi$.

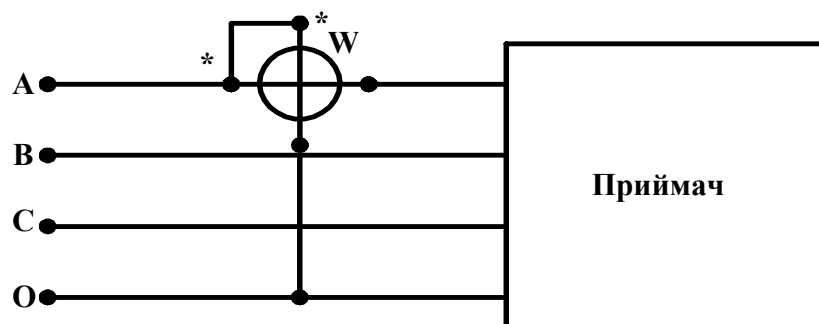


Рисунок 2.30

Якщо при з'єднанні приймачів зіркою нульовий провід відсутній або опори навантаження з'єднані трикутником, то потужність можна виміряти одним ватметром, створивши штучну нульову точку (рис.2.31).

Опори $Z_1 = Z_2$ вибираються рівними опором паралельного кола ватметра. При використанні електродинамічних та феродинамічних ватметрів, у яких опір паралельного кола практично активний, Z_1 та Z_2 також будуть складатись тільки з активних опорів.

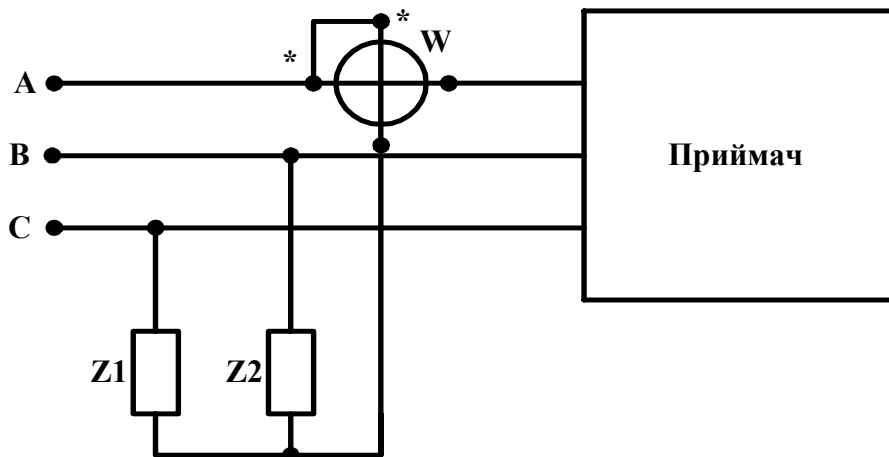


Рисунок 2.31

Вимірювання активної потужності в несиметричних трифазних колах трьома ватметрами

Для несиметричного трифазного кола вираз потужності (2.65) можна записати у вигляді:

$$P = U_A \cdot I_A \cdot \cos\varphi_A + U_B \cdot I_B \cdot \cos\varphi_B + U_C \cdot I_C \cdot \cos\varphi_C, \quad (2.66)$$

де U , I та φ з відповідними індексами – напруги, струми та зсуви фаз між ними у відповідних індексах фазах навантаження.

В загальному випадку ні система напруг, ні система струмів не є симетричними системами.

Для вимірювання сумарної активної потужності несиметричного трифазного чотирипровідного кола у відповідності з (2.66) вмикаються три ватметри (рис.2.32).

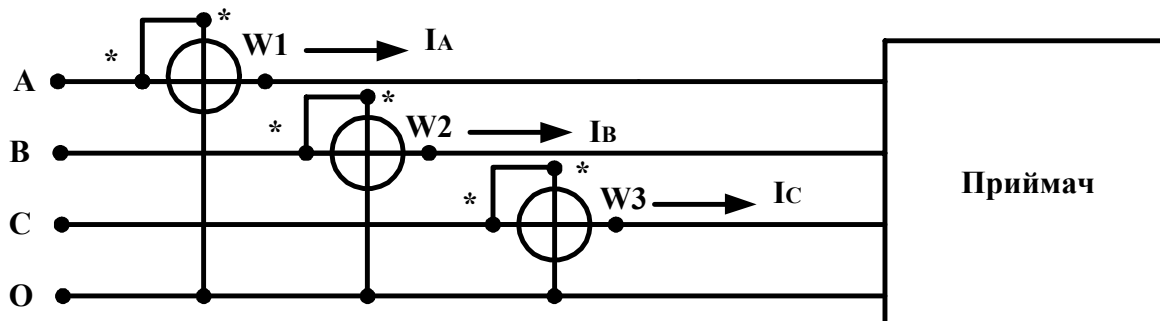


Рисунок 2.32

Сумарна активна потужність дорівнює сумі показів ватметрів: $P = P_{W1} + P_{W2} + P_{W3}$. При цьому кожний ватметр покаже потужність, яка дорівнює потужності відповідної фази приймача.

Якщо в колі нульовий провід відсутній, а нульова точка недоступна, або опори приймача з'єднані трикутником, то самі паралельні кола ватметрів можуть створювати штучну нульову точку (рис.2.33,а). Опори Z_1 , Z_2 та Z_3 служать для вирівнювання опорів паралельних віток вимірювального кола.

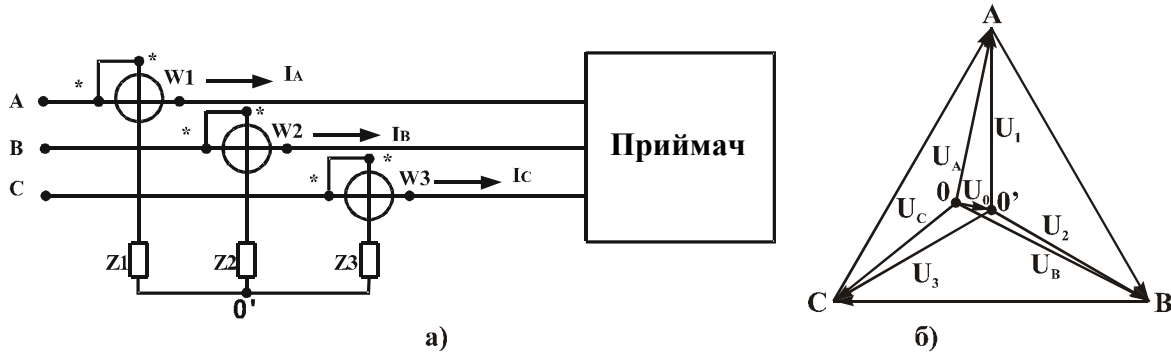


Рисунок 2.33

Якщо ватметри однакові, то ці опори відсутні. Сумарна потужність трифазного кола при вимірюванні за цією схемою дорівнює, як і в попередньому випадку, сумі показів ватметрів. Доведемо це положення.

На векторній діаграмі рис.2.33,б U_1 , U_2 та U_3 – напруги на ватметрах, які створюють симетричну систему; U_0 – напруга зміщення між штучною нульовою точкою та нульовою точкою еквівалентної або реальної зірки навантаження.

Миттєві потужності, які враховуються ватметрами, дорівнюють:

$$\left. \begin{aligned} p_{W1} &= u_1 \cdot i_A = (u_A - u_0) \cdot i_A = p_A - u_0 \cdot i_A \\ p_{W2} &= u_2 \cdot i_B = (u_B - u_0) \cdot i_B = p_B - u_0 \cdot i_B \\ p_{W3} &= u_3 \cdot i_C = (u_C - u_0) \cdot i_C = p_C - u_0 \cdot i_C \end{aligned} \right\}, \quad (2.67)$$

де p_A , p_B , p_C – миттєві потужності на фазах навантаження. Сума миттєвих потужностей:

$$p_{W1} + p_{W2} + p_{W3} = p_A + p_B + p_C - u_0(i_A + i_B + i_C). \quad (2.68)$$

Але при відсутності нульового проводу $i_A + i_B + i_C = 0$, отже

$$p_{W1} + p_{W2} + p_{W3} = p_A + p_B + p_C, \quad (2.69)$$

тобто сума миттєвих потужностей на ватметрах дорівнює сумі миттєвих потужностей на фазах навантаження.

Ватметри реагують на середні значення потужностей, які визначаються як інтеграли від миттєвих потужностей за період змінного струму. Після інтегрування одержимо:

$$P_{W1} + P_{W2} + P_{W3} = P_A + P_B + P_C. \quad (2.70)$$

Вираз (2.70) показує, що сума показів ватметрів дорівнює сумарній активній потужності трифазного кола. Але покази кожного ватметра (на відміну від попереднього способу вимірювання) не дорівнюють потужностям в окремих фазах приймача.

При вимірюваннях за схемами рис.2.32 та рис.2.33 можна обійтись і одним ватметром із штучною нульовою точкою (рис.2.31). Цей прийом використовується в вимірювальному комплекті К505, в якому є перемикач для підключення приладів в потрібну фазу кола. Слід відмітити, що використання трьох ватметрів дозволяє вимірювати потужність в трифазному колі при будь-якій його несиметрії.

Вимірювання активної потужності в трифазному трипровідному колі двома ватметрами

Відомо, що активну потужність трифазного кола можна записати у вигляді дійсної частини повної комплексної потужності:

$$P = \operatorname{Re}(\underline{U}_A \bar{I}_A + \underline{U}_B \bar{I}_B + \underline{U}_C \bar{I}_C). \quad (2.71)$$

В трипровідній мережі:

$$\underline{I}_A + \underline{I}_B + \underline{I}_C = 0. \quad (2.72)$$

З цього рівняння можна виразити лінійний струм через два інших. Наприклад, $\underline{I}_C = -\underline{I}_A - \underline{I}_B$. Це справедливо також для спряжених комплексів: $\bar{I}_C = -\bar{I}_A - \bar{I}_B$. Підставивши останній вираз в (2.71), одержимо:

$$\begin{aligned} P &= \operatorname{Re}[\underline{U}_A \bar{I}_A + \underline{U}_B \bar{I}_B + \underline{U}_C (-\bar{I}_A - \bar{I}_B)] = \\ &= \operatorname{Re}[(\underline{U}_A - \underline{U}_C) \bar{I}_A + (\underline{U}_B - \underline{U}_C) \bar{I}_B] = \\ &= U_{AC} \cdot I_A \cdot \cos \Psi_1 + U_{BC} \cdot I_B \cdot \cos \Psi_2, \end{aligned} \quad (2.73)$$

де Ψ_1 – зсув фаз між лінійною напругою U_{AC} та струмом I_A , Ψ_2 – зсув фаз між лінійною напругою U_{BC} та струмом I_B .

Вираз (2.73) показує, що активну потужність трифазного кола можна представити у вигляді двох складових. Якщо у відповідності з рівнянням (2.73) включити два ватметри (рис.2.34, а), то сума їхніх показів дасть сумарну активну потужність трифазного кола незалежно від виду з'єднання опорів приймача та несиметрії кола.

З (2.72) можна записати вирази ще для двох струмів \underline{I}_B та \underline{I}_C через два інших та одержати ще два вирази для потужності, аналогічних (2.73). У відповідності з ними одержують ще дві схеми включення ватметрів, показані на рис. 2.34, б.

Із аналізу схем (рис.2.34) витікає таке правило для підключення ватметрів: послідовні обмотки ватметрів вмикаються послідовно в два будь-які проводи лінії. Генераторні (із зірочками) кінці паралельних обмоток підключаються до тих самих проводів, а кінці без зірочок – до вільного лінійного проводу.

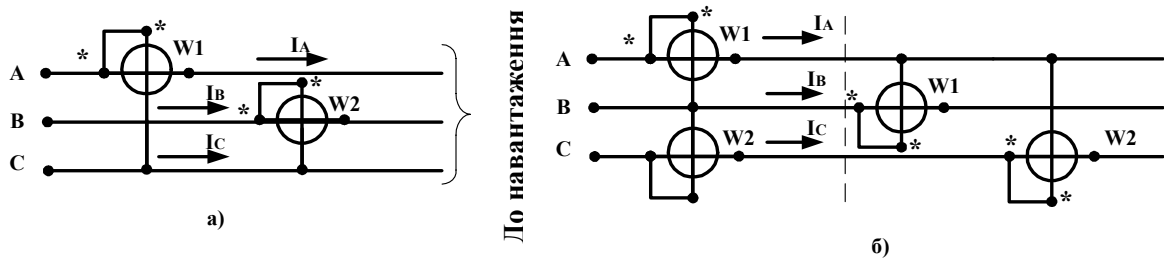


Рисунок 2.34

В залежності від характеру навантаження та схеми вмикання ватметрів може статися так, що зсув фаз між напругою та струмом на одному із ватметрів буде більше як 90° . У цьому випадку стрілка цього ватметра буде відхилитись вліво від нульової позначки. Для того, щоб зробити можливим відлік показів, потрібно змінити або напрям струму, або полярність напруги. Після перемикавання покази цього ватметра потрібно подати зі знаком мінус.

Схема двох ватметрів одержала на практиці дуже широке розповсюдження, оскільки дозволяє виміряти активну потужність двома приладами незалежно від схеми з'єднання навантаження (трикутником чи зіркою) як при повній симетрії, так і при несиметрії кола (повній чи частковій).

В чотирипровідних мережах схема двох ватметрів дає неправильні результати, оскільки в цьому колі $\bar{I}_A + \bar{I}_B + \bar{I}_C \neq 0$. Вимірювання в таких мережах здійснюються тільки трьома ватметрами.

Вимірювання активної потужності в трифазних колах одноелементними ватметрами здійснюється тільки в лабораторній практиці. У виробничих умовах застосовуються трифазні ватметри.

2.7.2 Трифазні ватметри

Трифазні ватметри являють собою конструкцію, основний вузол якої складається із двох чи трьох змонтованих в одному корпусі однофазних елементів (механізмів), рухомі частини яких знаходяться на одній спільній осі. На цю спільну вісь діють обертальні моменти, які виникають в одноелементних механізмах.

Найбільшого розповсюдження одержали феродинамічні трифазні ватметри. На рис.2.35, а схематично показано будову двоелементного механізму феродинамічного ватметра, призначеного для вимірювання потужності в трифазних трипровідних колах, а на рис.2.35, б – триелементного, для чотирипровідних кіл.

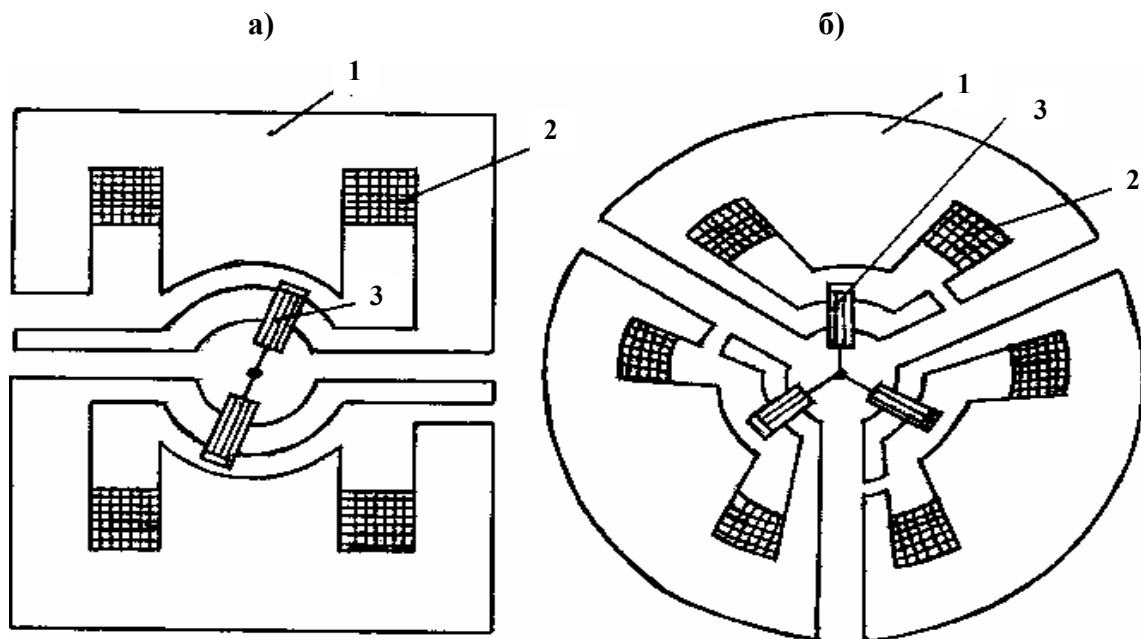


Рисунок 2.35

На шихтованих магнітопроводах 1 розміщуються нерухомі струмові обмотки 2. Обмотки напруги 3 виконані у вигляді рухомих рамок, які закріплені на одній спільній осі. На вісь діє алгебраїчна сума обертальних моментів окремих механізмів. На корпусі розміщені затискачі, до яких підведені кінці від усіх обмоток. Вмикання ватметрів здійснюється за тими самими схемами, які використовуються для одноелементних ватметрів.

Через великий обертальний момент феродинамічні ватметри виготовляють також у вигляді самописних приладів.

2.7.3 Вимірювання реактивної потужності

Наявність реактивної потужності в енергетичних колах (особливо в трифазних) досить негативно відбивається на їхній роботі. Тому, поряд з вимірюванням активної потужності, необхідно вимірювати також і реактивну.

Вимірювання реактивної потужності має практичне значення тільки для потужних споживачів електроенергії, які підключаються до трифазних кіл. Тому в однофазних колах реактивна потужність вимірюється тільки в лабораторних умовах при проведенні досліджень. Прилади для вимірювання реактивної потужності в однофазних колах не випускаються.

Реактивна потужність в трифазних колах визначається сумою реактивних потужностей окремих фаз.

$$Q = U_A \cdot I_A \cdot \sin \varphi_A + U_B \cdot I_B \cdot \sin \varphi_B + U_C \cdot I_C \cdot \sin \varphi_C. \quad (2.74)$$

З цього виразу видно, що реактивна потужність може бути виміряна тими самими приладами, що й активна, тільки обертальний момент механізмів цих

приладів повинен бути пропорційний не $\cos\varphi$, а $\sin\varphi$. Цього можна добитись, увімкнувши прилади за спеціальними схемами.

У сучасних енергетичних колах та системах, які мають велику потужність, система лінійних напруг завжди є практично симетричною. Виходячи із цього і складаються схеми для підключення приладів з метою вимірювання реактивної потужності.

Для того, щоб відхилення рухомої частини електро- чи феродинамічних механізмів було пропорційне $\sin\varphi$, на них потрібно подати напругу, що відстає на 90° від напруги, яка підключається до приладу при вимірюванні активної потужності. Така схема підключення називається схемою із заміненями напругами. Раніше випускались прилади з додатковими елементами у вимірювальному колі, які дозволяли одержати 90° -ний зсув напруг при звичайному підключенні приладу. Зараз вони не випускаються, а використовуються схеми із заміненями напругами.

Вимірювання реактивної потужності трьома ватметрами

Активна потужність трифазного кола:

$$P = U_A \cdot I_A \cdot \cos\varphi_A + U_B \cdot I_B \cdot \cos\varphi_B + U_C \cdot I_C \cdot \cos\varphi_C. \quad (2.75)$$

У відповідності із цим виразом підключаються прилади для вимірювання активної потужності (рис.2.36). Для вимірювання реактивної потужності за схемою із заміненями напругами в виразі (2.75) замість U_A повинна бути напруга U_{BC} , яка відстає від U_A на 90° (рис.2.36, а), замість U_B – напруга U_{CA} і замість U_C – напруга U_{AB} .

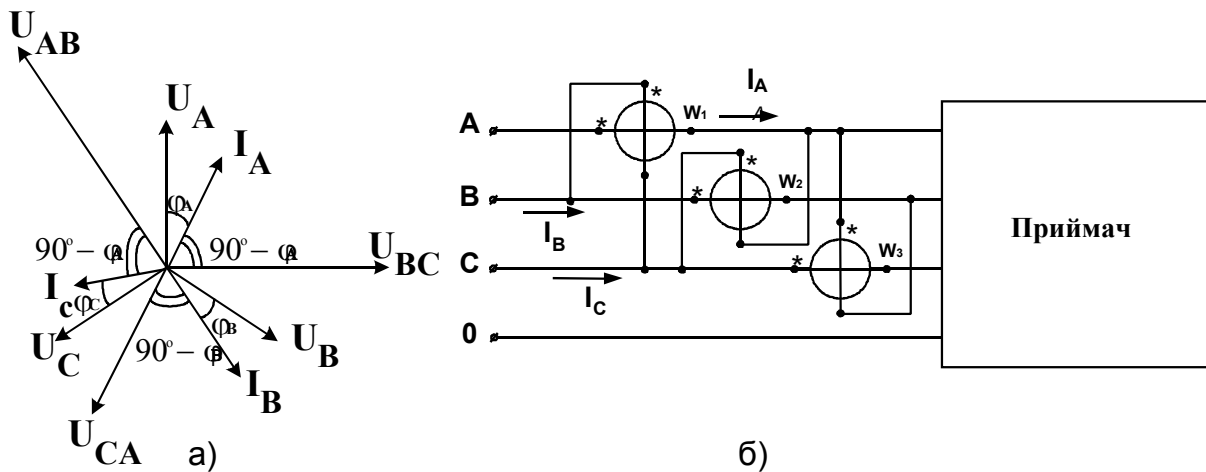


Рисунок 2.36

Сума показів ватметрів дорівнює:

$$P_{W1} + P_{W2} + P_{W3} = U_{BC} \cdot I_A \cdot \cos(90^\circ - \varphi_A) + U_{CA} \cdot I_B \cdot \cos(90^\circ - \varphi_B) + U_{AB} \cdot I_C \cdot \cos(90^\circ - \varphi_C). \quad (2.76)$$

Напруги U_{BC} , U_{CA} та U_{AB} – лінійні напруги. При симетрії лінійних та фазних напруг $U_{AB} = U_{BC} = U_{CA} = U_L$; $U_A = U_B = U_C = U_\phi$; $U_L = \sqrt{3} U_\phi$. З урахуванням цього рівняння (2.76) запишеться:

$$P_{W1}+P_{W2}+P_{W3} = \sqrt{3} (U_A \cdot I_A \cdot \sin\varphi_A + U_B \cdot I_B \cdot \sin\varphi_B + U_C \cdot I_C \cdot \sin\varphi_C) = \sqrt{3} Q \quad (2.77)$$

Звідки

$$Q = (P_{W1}+P_{W2}+P_{W3})/\sqrt{3}. \quad (2.78)$$

Таким чином, для одержання значення сумарної реактивної потужності трифазного кола необхідно суму показів трьох ватметрів розділити на $\sqrt{3}$. Система струмів може бути несиметричною. В дужках виразу (2.77) кожна складова пропорційна реактивній потужності відповідної фази приймача, тобто за показами кожного із ватметрів можна визначити реактивну потужність тієї фази приймача, струм якої протікає через даний ватметр.

Для правильного підключення ватметрів потрібно знати послідовність фаз. Напруги, що підключаються до паралельних обмоток ватметрів, мають індекси, які вибирають з ряду ABCABC..., наступні після індексу струму, який протікає через даний ватметр. При використанні схеми з трьома ватметрами потрібно мати на увазі, що паралельні обмотки ватметрів підключаються на лінійну напругу. Розглянута схема придатна як для трипровідних, так і для чотирьохпровідних трифазних кіл – симетричних та з частковою асиметрією.

Вимірювання реактивної потужності двома ватметрами

Одна із схем для вимірювання активної потужності двома ватметрами представлена на рис. 2.37, а. Ватметр W_1 підключений до напруги \underline{U}_{AB} , а ватметр W_2 – до \underline{U}_{CB} . Відстає від \underline{U}_{AB} на 90° напруга " $-\underline{U}_C$ ", а від \underline{U}_{CB} – напруга \underline{U}_A (рис.2.37, б).

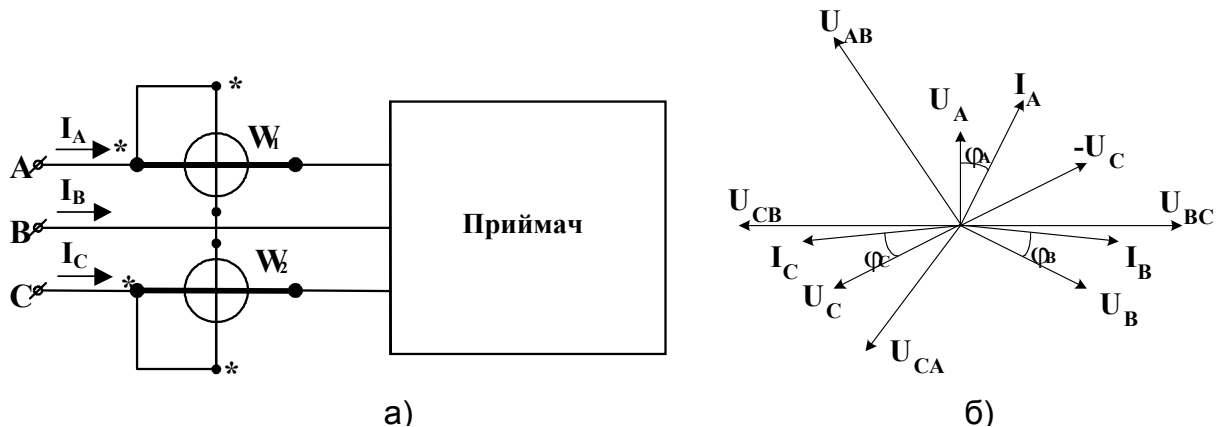


Рисунок 2.37

Якщо ватметр W_1 підключити під напругу " $-\underline{U}_C$ ", а ватметр W_2 – під напругу \underline{U}_A , то їхні покази будуть пропорційні реактивній потужності.

Напруги U_C та U_A – фазні напруги, тому для того, щоб на ватметри можна було подати ці напруги, потрібно створити з'єднання зіркою із штучною нульовою точкою (рис.2.38). При цьому опір R дорівнює опоріві паралельних виток ватметрів.

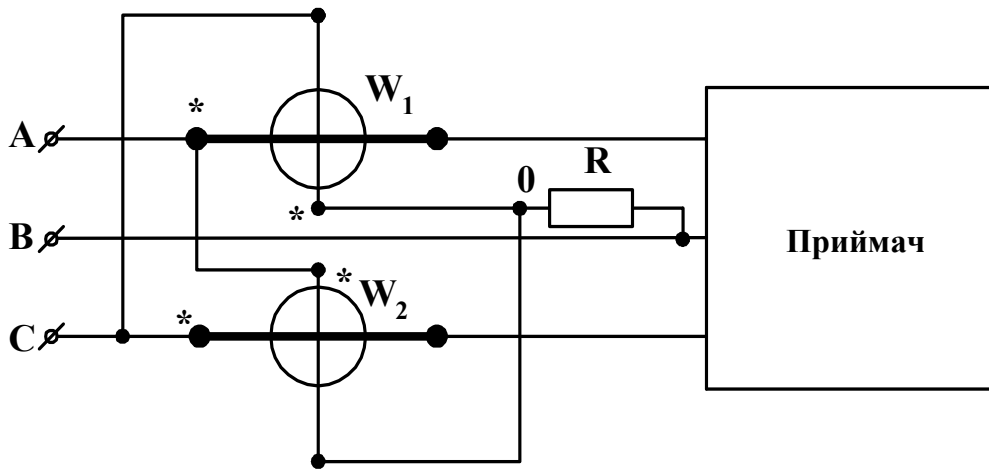


Рисунок 2.38

Покази ватметрів:

$$P_{W1} = \text{Re}[-\underline{U}_C \cdot \bar{I}_A]; P_{W2} = \text{Re}[\underline{U}_A \cdot \bar{I}_C] \quad (2.79)$$

Сума показів:

$$P_{W1} + P_{W2} = \text{Re}[-\underline{U}_C \cdot \bar{I}_A + \underline{U}_A \cdot \bar{I}_C] \quad (2.80)$$

При симетричних системах лінійних та фазних напруг

$$-\underline{U}_C = \frac{U_{AB}}{\sqrt{3}} e^{-j90^\circ}; \quad \underline{U}_A = \frac{U_{CB}}{\sqrt{3}} e^{-j90^\circ}. \quad (2.81)$$

Підставимо (2.81) в (2.79):

$$P_{W1} + P_{W2} = \text{Re} \left[\frac{U_{AB}}{\sqrt{3}} \cdot \bar{I}_A \cdot e^{-j90^\circ} + \frac{U_{CB}}{\sqrt{3}} \cdot \bar{I}_C \cdot e^{-j90^\circ} \right]. \quad (2.82)$$

Враховуючи, що $\underline{U}_{AB} = \underline{U}_A - \underline{U}_B$, $\underline{U}_{CB} = \underline{U}_C - \underline{U}_B$, будемо мати:

$$P_{W1} + P_{W2} = \frac{1}{\sqrt{3}} \text{Re} \left[\underline{U}_A \cdot \bar{I}_A \cdot e^{-j90^\circ} - \underline{U}_B \cdot \bar{I}_A \cdot e^{-j90^\circ} + \right. \\ \left. + \underline{U}_C \cdot \bar{I}_C \cdot e^{-j90^\circ} - \underline{U}_B \cdot \bar{I}_C \cdot e^{-j90^\circ} \right]. \quad (2.83)$$

Для трипровідного кола $\underline{I}_A + \underline{I}_B + \underline{I}_C = 0$. Також справедливою буде рівність $\bar{I}_A + \bar{I}_B + \bar{I}_C = 0$, звідки маємо $\bar{I}_C = -\bar{I}_A - \bar{I}_B$. Підставивши замість \bar{I}_C в останній складовій виразу (2.83) рівний йому $(-\bar{I}_A - \bar{I}_B)$, після перетворень одержимо:

$$P_{W1} + P_{W2} = \frac{1}{\sqrt{3}} \text{Re} \left[\underline{U}_A \bar{I}_A e^{-j90^\circ} + \underline{U}_B \bar{I}_B e^{-j90^\circ} + \underline{U}_C \bar{I}_C e^{-j90^\circ} \right] = \\ = \frac{1}{\sqrt{3}} [U_A I_A \cdot \sin \varphi_A + U_B I_B \cdot \sin \varphi_B + U_C I_C \cdot \sin \varphi_C] = \frac{Q}{\sqrt{3}}. \quad (2.84)$$

Звідки отримуємо:

$$Q = (P_{W1} + P_{W2}) \cdot \sqrt{3}. \quad (2.85)$$

Таким чином, щоб одержати сумарну реактивну потужність трифазного трипровідного кола, потрібно алгебраїчну суму показів ватметрів помножити на $\sqrt{3}$.

Одержаний висновок справедливий для випадків часткової асиметрії та повної симетрії при будь-якому виді з'єднання приймачів.

2.7.4 Похибки вимірювання потужності, які вносяться вимірювальними трансформаторами

При вмиканні ватметрів (а також і лічильників електричної енергії) через вимірювальні трансформатори виникає похибка (крім похибок, які вносяться ватметрами), що залежить від кута зсуву φ навантаження. Ватметр, включений в однофазне коло через ВТС та ВТН з номінальними коефіцієнтами K_{IH} та K_{UH} , вимірює потужність:

$$P_{\text{вим}} = U_2 \cdot K_{UH} \cdot I_2 \cdot K_{IH} \cdot \cos \varphi_2, \quad (2.86)$$

де φ_2 – зсув фаз між U_2 та I_2 .

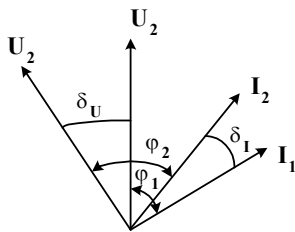


Рисунок 2.39

Струмова похибка ВТС $I_1 f_1 = (I_2 K_{IH} - I_1) \cdot 100$, звідки $I_2 K_{IH} = I_1 (f_I / 100 + 1)$. Аналогічно для ВТН $U_2 K_{UH} = U_1 (f_U / 100 + 1)$.

Трансформатори мають кутові похибки δ_1 та δ_U . На рис. 2.39 вони прийняті додатними. Зсув фаз між векторами вторинних величин $\varphi_2 = \varphi_1 + \delta_U - \delta_I$.

Підставляючи одержані вирази в (2.86), дістанемо:

$$P_{\text{вим}} = U_1 \cdot (f_U / 100 + 1) \cdot I_1 \cdot (f_I / 100 + 1) \cdot \cos(\varphi_1 + \delta_U - \delta_I). \quad (2.87)$$

Відносна похибка, яка додається до загальної похибки вимірювання потужності через похибки трансформаторів,

$$\delta_T = \frac{P_{\text{вим}} - P_1}{P_1} \cdot 100\%. \quad (2.88)$$

Підставивши в (2.88) вираз (2.87) для $P_{\text{вим}}$ та $P_1 = U_1 \cdot I_1 \cdot \cos \varphi_1$, після перетворень та спрощень, одержимо:

$$\delta_T = f_U + f_I - (\delta_U - \delta_I) \cdot \text{tg} \varphi_1 \cdot 100\%. \quad (2.89)$$

У (2.89) значення δ_U та δ_I необхідно підставляти в радіанах. Але звичайно δ_U та δ_I для трансформаторів визначені в кутових хвилинах. Якщо значення δ_U та δ_I підставляють в (2.89) в хвилинах, то одержимо:

$$\delta_T \% = f_U + f_I - 0,0291 \cdot (\delta_U - \delta_I) \cdot \text{tg} \varphi_1. \quad (2.90)$$

Цю формулу можна застосовувати для оцінки похибки, що вноситься трансформаторами при вимірюванні активної потужності за схемою трьох ватметрів в три- та чотирипровідних мережах, обчисливши її для кожної фази ϕ_I .

Аналогічним чином можна визначити похибку, яку вносять ВТС та ВТН до загальної похибки вимірювання потужності за схемою двох ватметрів в трифазному трипровідному колі. Позначимо через f_{I1} виражену у відсотках похибку ВТС, що увімкнено первинною обмоткою в лінійний провід А; f_{I2} – похибку ВТС, увімкненого в лінійний провід С; δ_{I1} та δ_{I2} – їхні кутові похибки; f_{U1} та δ_{U1} – похибки ВТН, увімкненого на напругу U_{AB} ; f_{U2} та δ_{U2} – похибки ВТН, увімкненого на напругу U_{CB} . Похибка, яку вносять вимірювальні трансформатори в цьому випадку, визначається

$$\delta_T\% = \frac{1}{2}(f_{I1}+f_{I2}+f_{U1}+f_{U2}) + 0,00842(\delta_{I1}-\delta_{U1}-\delta_{I2}+\delta_{U2}) + 0,289 \cdot \text{tg}\phi \cdot (f_{I2}+f_{U2}-f_{I1}-f_{U1}) + 0,0145 \cdot \text{tg}\phi \cdot (\delta_{I1}-\delta_{U1}+\delta_{I2}-\delta_{U2}). \quad (2.91)$$

За цією формулою можна оцінити похибки, що вносяться трансформаторами при вимірюванні активної потужності методом двох ватметрів при вмиканні їх за двома схемами, що відповідають цьому методу (рис.2.34, а та рис.2.34, б).

2.7.5. Вимірювання електричної енергії індукційними лічильниками

Індукційні лічильники застосовуються для вимірювання як активної, так і реактивної енергії. Реактивна енергія, як і реактивна потужність, у виробничих умовах вимірюється тільки в трифазних колах. Конструктивно лічильники активної та реактивної енергії нічим не відрізняються, однак вмикання оберտальних елементів реактивних лічильників здійснюється за іншими схемами, ніж вмикання елементів лічильників активної енергії.

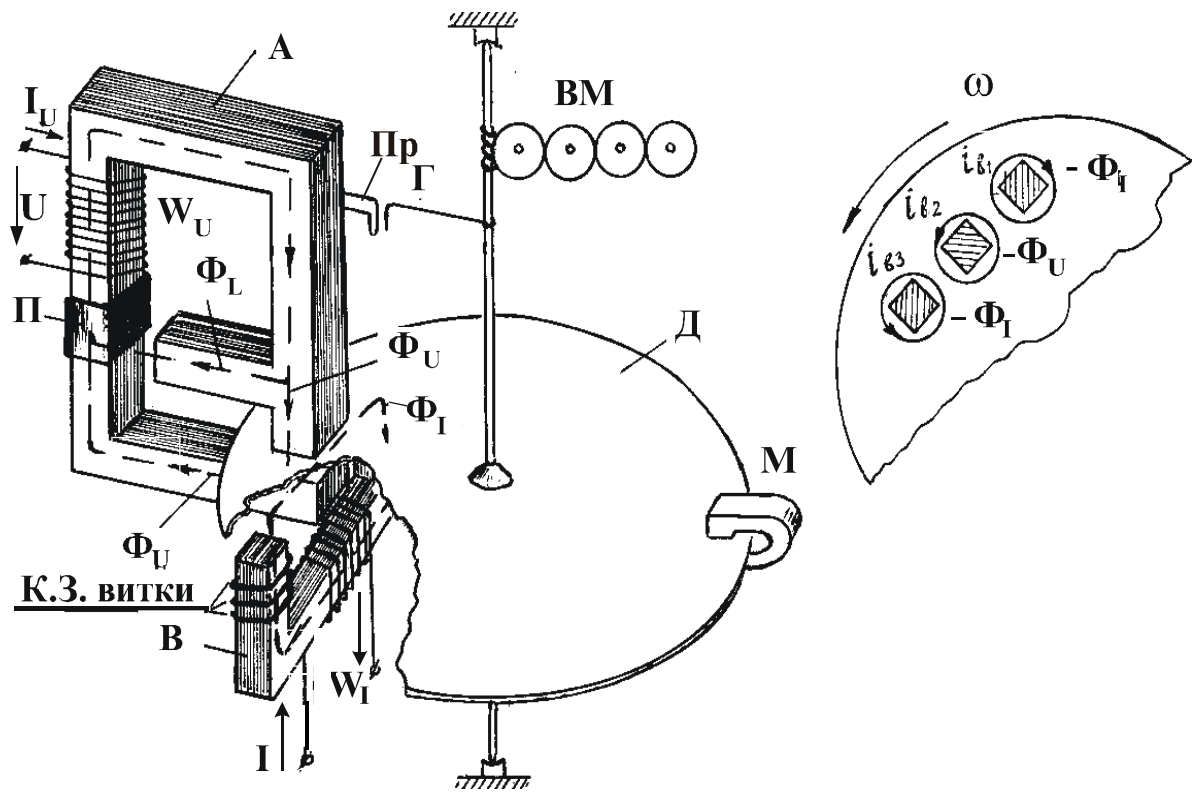
Індукційні вимірювальні механізми лічильників електричної енергії бувають двох типів: радіальні та тангенціальні. Однак принцип дії їх однаковий.

Розглянемо будову та принцип дії індукційного механізму лічильника радіального типу (рис.2.40).

В механізмі є два електромагніти (рис.2.40, а) з феромагнітними шихтованими осердями, на одному із яких (А) знаходиться обмотка W_U , а на другому (В) – W_I . Обмотка W_U підключається до напруги U на навантаженні, через неї протікає струм I_U , а через обмотку W_I протікає струм навантаження I .

Між полюсами електромагніту А і над полюсами електромагніту В проходить закріплений на осі алюмінієвий диск Д. Диск проходить також між полюсами постійного магніту М. На осі є черв'ячна передача, за допомогою якої обертова вісь діє на відліковий механізм ВМ.

В електромагніті А струмом, що проходить в обмотці W_U , створюються два магнітні потоки: Φ_U і Φ_L ; в електромагніті В потік Φ_I створюється струмом I в обмотці W_I . Потік Φ_U перетинає диск один раз, потік Φ_I – два рази, потік Φ_L диск не перетинає і називається неробочим потоком.



а) Рисунок 2.40

б)

На рис.2.40, б показані сліди потоків Φ_U та Φ_I , а також контури, в яких протікають вихрові струми, що виникають у дисковій під дією перетинаючих диск змінних потоків Φ_U та Φ_I . Як результат взаємодії кожного з потоків Φ_U , Φ_I та $-\Phi_I$ з вихровими струмами, викликаними потоком, що знаходиться по сусідству з кожним із них, виникає обертальний момент, під дією якого диск починає обертатись. Обертальний момент дорівнює:

$$M_{об} = C \cdot f \cdot \Phi_U \cdot \Phi_I \cdot \sin \Psi, \quad (2.92)$$

де C – постійний коефіцієнт, f – частота змінного струму, Ψ – зсув фаз між потоками Φ_U та Φ_I .

При роботі на лінійних ділянках кривих намагнічування матеріалів осердь електромагнітів маємо:

$$\Phi_I = K_1 \cdot I; \quad \Phi_U = K_2 \cdot I_U = K_2 \cdot U / Z_U,$$

де K_1 , K_2 – постійні коефіцієнти; Z_U – повний опір обмотки напруги, який має практично індуктивний характер.

Можна прийняти $Z_U \approx X_U = 2\pi f \cdot L_U$, де L_U – індуктивність обмотки напруги. Тоді $\Phi_U = K_2 \cdot U / 2\pi f \cdot L_U = K_3 \cdot U / f$, де $K_3 = K_2 / (2\pi \cdot L_U)$.

Підставивши вирази Φ_U та Φ_I в (2.92), одержимо:

$$M_{об} = K \cdot U \cdot I \cdot \sin \Psi, \quad (2.93)$$

де $K = C \cdot K_1 \cdot K_3$.

Щоб обертальний момент був пропорційний потужності P , потрібно, щоб $\sin\Psi = \cos\varphi$. Звернемося до векторної діаграми (рис.2.41) лічильника.

Потік Φ_I відстає від струму I на кут α_I внаслідок втрат на вихрові струми в диску. Потоки Φ_U та Φ_L відстають від струму I_U на кути α_U та α_L , але $\alpha_U > \alpha_L$, оскільки потік Φ_U перетинає диск і створює вихрові струми в ньому. Як було відмічено вище, потрібно, щоб $\sin\Psi = \cos\varphi$, або $\Psi + \varphi = 90^\circ$. Кут $\beta = \Psi + \alpha_I + \varphi$, тобто кут β повинен бути $> 90^\circ$. Для цього в механізмі лічильника і створюється неробочий потік Φ_L , а виконання рівності $\Psi + \varphi = 90^\circ$ досягається зміною кута α_I . Кут α_I регулюється числом короткозамкнених витків на магнітопроводі B (грубе регулювання) та плавною зміною струму в додатковій обмотці з регульованим опором, яка намотується також на цей магнітопровід (на рис.2.40, *a* додаткова обмотка не показана). Крім того, на кут β впливає також і потік Φ_L , а також і кут α_L . Для регулювання кута α_L на шляху потоку Φ_L розміщується мідна пластина Π (рис.2.40, *a*), яка переміщується вздовж осердя електромагніту. При цьому відбувається зміна втрат в пластині і, таким чином, кута α_L . Переліченими прийомами добиваються, щоб $\Psi + \varphi = 90^\circ$, тоді $\sin\Psi = \cos\varphi$.

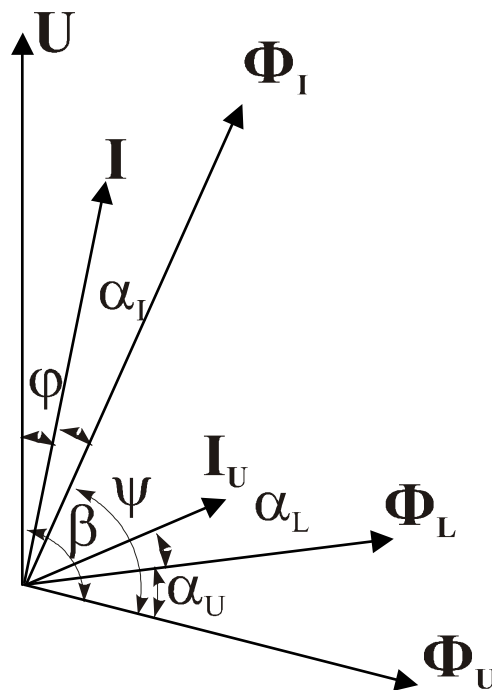


Рисунок 2.41

В результаті можна записати:

$$M_{об} = K \cdot U \cdot I \cdot \cos\varphi = K \cdot P. \quad (2.94)$$

Під дією цього моменту диск лічильника обертався б із зростаючою швидкістю, якби на нього не діяли інші моменти. Але диск проходить своїм краєм між полюсами постійного магніту M . В результаті взаємодії магнітного поля постійного магніту із струмами, які з'явилися в диску при його переміщенні

між полюсами магніту, виникає гальмівний момент, значення якого пропорційне кутовій швидкості диска $\omega = d\alpha/dt$.

$$M_{\Gamma} = C_1 \cdot \omega = C_1 \cdot \frac{d\alpha}{dt}. \quad (2.95)$$

При рівності обертового та гальмівного моментів диск буде обертатись з рівномірною швидкістю, і будемо матимемо

$$K \cdot P = C_1 \cdot d\alpha/dt \text{ або } K \cdot P \cdot dt = C_1 \cdot d\alpha.$$

Проінтегрувавши останню рівність, одержимо:

$$\int_{t_1}^{t_2} K \cdot P \cdot dt = \int_{\alpha_1}^{\alpha_2} C_1 \cdot d\alpha, \text{ або } K \cdot W = C_1 \cdot \alpha, \text{ або } W = (C_1/K) \cdot \alpha. \quad (2.96)$$

Із (2.96) видно, що активна енергія, яка вимірюється лічильником за час від t_1 до t_2 в навантаженні, пропорційна куту повороту диска α . Якщо розділити кут α на 2π , отримаємо кількість обертів диска N : $N = \alpha/2\pi$, звідки $\alpha = N \cdot 2\pi$. Підставивши $\alpha = 2\pi \cdot N$ в (2.96), одержимо $W = (C_1/K) \cdot 2\pi \cdot N$ або

$$W = C \cdot N, \quad (2.97)$$

де $C = (C_1 \cdot 2\pi)/K$ називається *постійною лічильника*. $C = W/N$ та показує, яка енергія проходить через лічильник за один оберт диска.

Величина, обернена постійній лічильника, показує, скільки обертів диск лічильника робить при проходженні через нього одиниці енергії (наприклад, 1 кВт·год), і називається *передаточним числом* лічильника. Номінальне передаточне число вказується на щитку лічильника.

Ми розглядали роботу механізму лічильника у припущенні, що крім обертового та гальмівного моментів ніякі інші моменти на рухому частину механізму не діють. Насправді в опорах, лічильному механізмі має місце тертя. Для компенсації моменту тертя створюється додатковий (компенсаційний) обертовий момент. Але при незмінній напрузі компенсаційний момент є величина постійна, а момент тертя залежить від швидкості диска. Компенсація звичайно здійснюється при струмі навантаження, рівному 10% від номінального.

Компенсаційний момент може бути більшим від моменту тертя і тоді, навіть при відключеному навантаженні, диск може обертатися. Це явище називається *самоходом лічильника*. Усувається самохід за допомогою гачка Γ , який закріплюється на осі, та прапорця Пр пластини, яка використовується для створення компенсаційного моменту (рис.2.40, а).

До характеристик лічильника відноситься *поріг чутливості*, під яким розуміють найменше значення струму у процентах від $I_{\text{ном}}$, при якому починається безперервне обертання диска.

Клас точності лічильника дорівнює максимально припустимій відносній похибці (у відсотках) при номінальних значеннях струму та коефіцієнта потужності.

Наприклад, для лічильника класу точності 1,0 при струмі, який складає 5–10% від номінального та $\cos\varphi = 1$, межа припустимої похибки дорівнює $\pm 2,0\%$; для лічильника класу 2,5 при струмі 10–20% від номінального та $\cos\varphi = 1$ межа припустимої похибки дорівнює $\pm 3,5\%$.

Значення порогу чутливості S в залежності від класу точності індукційних лічильників наведені в табл.2.1.

Таблиця 2.1 – Залежність порогу чутливості від класу точності

Клас точності	0,5	1,0	1,5	2,0	2,5	3,0
Поріг чутливості S , %	0,3	0,4	0,5		1,0	

Контрольні питання

1. Що собою являють електромеханічні прилади ? Яка їх структурна схема?
2. Які вимірювальні механізми використовуються в електромеханічних приладах?
3. Яка будова та принцип дії магнітоелектричного вимірювального механізму?
4. Як побудовано магнітоелектричні амперметри? Як розширюють межі вимірювання в цих амперметрах ?
5. Принцип дії магнітоелектричного вольтметра.
6. Наведіть відомі схеми магнітоелектричних омметрів. Для вимірювання яких значень опорів використовують дані схеми?
7. Принцип дії магнітоелектричного логометра і галузь його застосування.
8. Принцип дії випрямних приладів. Переваги і недоліки.
9. Принцип дії термоелектричних приладів. Переваги, недоліки, область застосування.
10. Принцип дії електромагнітного вимірювального механізму.
11. Схеми електромагнітних амперметрів і вольтметрів. Як здійснюють розширення меж вимірювання?
12. Принцип дії електродинамічного вимірювального механізму.
13. Переваги і недоліки електродинамічних приладів. Як здійснюють розширення меж вимірювання?
14. Принцип дії феродинамічного вимірювального механізму.
15. Переваги і недоліки феродинамічних приладів.
16. Принцип дії резонансних електромагнітних частотомірів.
17. Схема і принцип дії феродинамічного частотоміра.
18. Схема і принцип дії феродинамічного фазометра.

19. Принцип дії і область застосування електростатичного вимірювального механізму.
20. Як здійснюють розширення меж вимірювання в електростатичних вольтметрах?
21. Для чого застосовують вимірювальні трансформатори?
22. Як вмикають амперметри, вольтметри і ватметри через вимірювальні трансформатори. Навести їхні схеми приєднання.
23. Які основні технічні характеристики вимірювальних трансформаторів струму і напруги?
24. Які основні складові похибки вимірювальних трансформаторів струму і напруги?
25. Як вимірюють потужність в симетричному трифазному колі (трипровідному і чотирипровідному)?
26. Метод трьох ватметрів. Основні схеми вмикання ватметрів для вимірювання активної потужності в несиметричному трифазному колі.
27. Метод двох ватметрів. Основні схеми вмикання ватметрів для вимірювання активної потужності в трифазному колі.
28. Метод трьох ватметрів. Схеми вмикання трьох ватметрів для вимірювання реактивної потужності в трифазному колі.
29. Метод двох ватметрів. Схеми вмикання двох ватметрів для вимірювання реактивної потужності в трифазному колі.
30. Будова і принцип дії індукційного лічильника електричної енергії.
31. Для чого необхідно мати неробочий магнітний потік в індукційному лічильнику електричної енергії?
32. В чому суть явища “самохід” лічильника електричної енергії і як воно усувається?

Розділ III ЕЛЕКТРОННІ АНАЛОГОВІ ПРИЛАДИ

В електронних аналогових приладах вхідна (вимірювана) величина перетворюється у вихідну аналоговими електронними перетворювачами. У кожного з таких перетворювачів вихідна величина є безперервною функцією вхідної. Електронні прилади застосовуються для вимірювання практично всіх електричних величин: напруги, струму, частоти, зсувів фаз, потужності, енергії, параметрів електричних кіл та ін.

Основними перевагами електронних приладів є великий вхідний опір та широкий частотний діапазон. Великий вхідний опір обумовлює малу споживану від об'єкта вимірювання потужність, що не порушує режиму його роботи. Крім того, багато електронних приладів мають більш високу чутливість (і поріг чутливості) у порівнянні з електромеханічними приладами. Наприклад, вольтметри для вимірювання постійної напруги, в яких використовується перетворення постійної напруги у змінну, мають нижній поріг чутливості в декілька мікрвольт.

При виконанні науково-дослідних робіт та в промислових умовах широке застосування знаходять такі електронні прилади, як електронно-променеві осцилографи, які дозволяють спостерігати форму сигналу та вимірювати його параметри.

Поряд із приладами промисловістю випускаються різні вимірювальні перетворювачі електричних величин з аналоговим уніфікованим вихідним сигналом (у вигляді напруги постійного струму 0–10 В або у вигляді постійного струму 0–5 мА). Ці перетворювачі використовуються для побудови різних пристроїв автоматики та інформаційно-вимірювальних систем.

3.1 Електронні вольтметри

В електронних вольтметрах вимірювана напруга (постійна чи змінна) перетворюється в постійний струм і вимірюється магнітоелектричним вимірювальним механізмом із шкалою, яка відградується в одиницях напруги.

Застосування магнітоелектричного вимірювального механізму зумовлено його високою чутливістю та рівномірністю шкали. Електронні вольтметри охоплюють широкий діапазон вимірюваних напруг від десятків нановольт на постійному струмі до десятків кіловольт); мають вхідний опір, як правило, не нижчий 1 МОм, можуть працювати в широкому діапазоні частот – від постійного струму до частот порядку сотень мегагерц. Але не потрібно думати, що такі переваги має один якийсь універсальний прилад. Різновидів вольтметрів дуже багато і кожен із них має ті чи інші переваги та недоліки.

Крім того, не потрібно думати, що аналогові електронні вольтметри мають високі класи точності. На електронні вольтметри встановлені класи точності від 0,1 до 25. Для вольтметрів постійного струму та змінного струму неширокого діапазону частот - звичайні класи точності 2,5; 4,0, а на підвищених частотах - 6, 10, 15.

Електронні вольтметри поділяються на вольтметри постійного струму та змінного струму. Найбільш прості вольтметри постійного струму будуються за структурною схемою, представленою на рис.3.1.

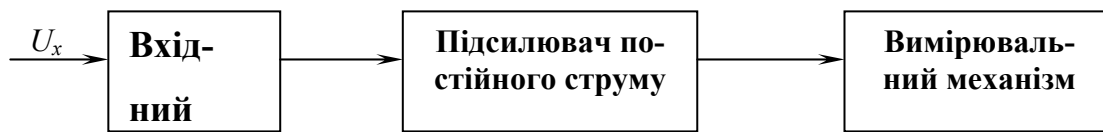


Рисунок 3.1

Вхідний пристрій, призначений для формування високого вхідного опору. Підсилювач постійного струму послаблює або підсилює напругу до значень, необхідних для надійної роботи вимірювального механізму. Одночасно підсилювач забезпечує узгодження високого опору вхідного пристрою з низьким опором вимірювального механізму. Вхідний опір електронного вольтметра складає декілька десятків МОм. Діапазон вимірюваних напруг постійного струму – від десятків мілівольт до декількох кіловольт. Суттєвим недоліком є наявність “дрейфу” нуля у підсилювача постійного струму.

Високочутливі вольтметри для вимірювання особливо малих напруг будуються за структурною схемою, що наведена на рис.3.2.

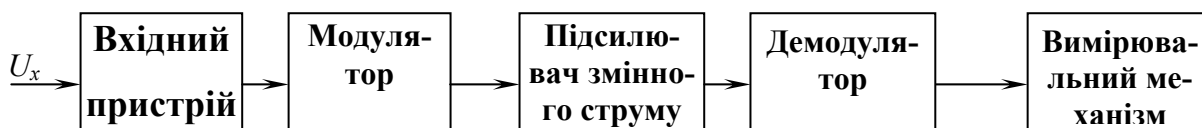


Рисунок 3.2

Модулятор перетворює постійну напругу в змінну, яка підсилюється підсилювачем змінного струму і демодулятором знову перетворюється в постійну. Така схема дозволяє одержати вольтметри з більш високими метрологічними характеристиками, оскільки у підсилювача змінного струму відсутній дрейф нуля. Робочий діапазон таких мікрвольтметрів постійного струму – 10^{-8} –1 В.

Крім указаних типів вольтметрів постійного струму існують ще вольтметри з фотогальванометричними підсилювачами (ФГП). ФГП являють собою поєднання магнітоелектричного гальванометра з фотоперетворювачами та підсилювачами постійного струму (з від’ємним зворотним зв’язком за струмом). Вольтметри цього типу мають найвищу чутливість. Наприклад, нановольтметр Р341 має нижню межу вимірювання 500 нВ ($0,5 \cdot 10^{-8}$ В), $\gamma = 1 \div 2,5\%$, $R_{вх} = 50$ кОм.

Змінні напруги – це складні функції часу, які характеризуються піковим, середнім квадратичним і середнім випрямленим значеннями.

Пікове (амплітудне) значення напруги – найбільша миттєва напруга за період вимірювання. Пікова напруга може бути різною при позитивній і негативній полярності.

Середнє квадратичне (ефективне) значення напруги – це середнє квадратичне з усіх миттєвих значень напруги за час вимірювання T :

$$U = \frac{1}{T} \sqrt{\int_0^T u^2(t) dt} . \quad (3.1)$$

Середнє випрямлене значення напруги – це середнє арифметичне з абсолютних миттєвих значень за час вимірювання T :

$$U_{cp} = \frac{1}{T} \int_0^T |u(t)| dt . \quad (3.2)$$

Електронні вольтметри змінного струму виконуються за двома структурними схемами (рис.3.3, а та 3.3, б).

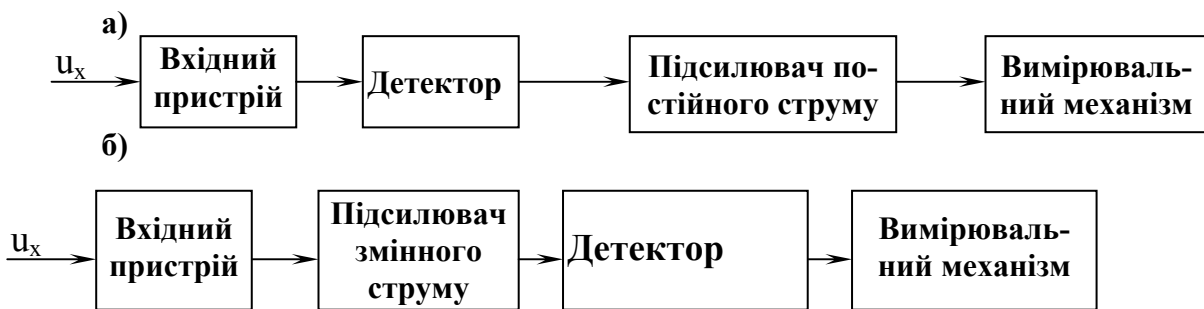


Рисунок 3.3

В першій схемі вимірювана змінна напруга спочатку перетворюється детектором у постійну, потім підсилюється підсилювачем постійного струму (ППС). У другій схемі підсилення проводиться на змінному струмі.

Кожна з цих схем має свої переваги та недоліки. За першою схемою вольтметри мають дуже широкий частотний діапазон (10 Гц–1000 МГц), але не можуть вимірювати малі напруги (менші декількох десятих вольт), оскільки детектор не може випрямити малі напруги з високою точністю. Другий недолік – дрейф нуля ППС.

За другою схемою будуються вольтметри з нижньою межею в одиниці мікрвольт. Однак у них менший частотний діапазон, оскільки підсилювач змінного струму не може підсилювати напруги в широкому діапазоні частот.

Детектори в електронних вольтметрах змінного струму можуть на виході формувати значення, пропорційні амплітудному, середньому або середньому квадратичному (діючому) значенню вхідної напруги. Відповідно цьому вони мають і назви.

Детектори середнього (або середнього випрямленого) значення являють собою випрямлячі на діодах, такі самі, як у випрямних електромеханічних приладах.

Амплітудні детектори мають діод та конденсатор, який заряджається до амплітудного значення напруги, що пропорційна вхідній. На виході детектора повинно бути навантаження з дуже великим опором (50-100 МОм), тому амп-

літудні вольтметри будують за першою схемою детектор-підсилювач, оскільки підсилювач постійного струму має великий вхідний опір.

В детекторах середньоквадратичного значення використовуються діоди з квадратичною ділянкою вольт-амперної характеристики або термоперетворювачі.

Розрізняють детектори з відкритим та закритим входами (рис.3.4, а та 3.4, б).

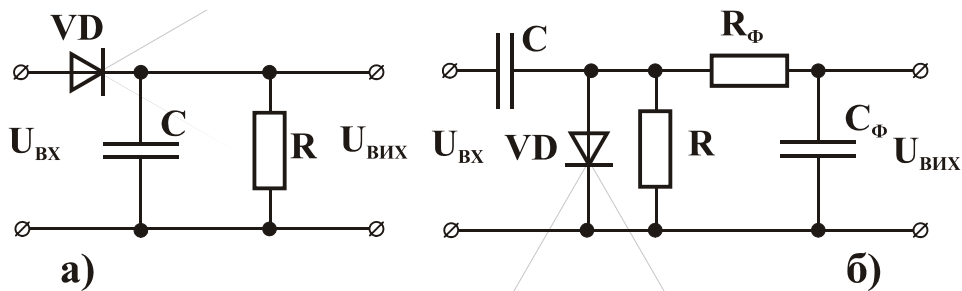


Рисунок 3.4

В детекторах із відкритим входом постійна складова вимірюваної напруги проходить через діод на вихід детектора, а в детекторах із закритим входом – не проходить.

У відповідності з тим, який детектор застосовується, вольтметри мають такі ж назви: вольтметри амплітудного, середнього та середнього квадратичного значення.

Одним із найважливіших вузлів, які визначають основні метрологічні характеристики вольтметра, є підсилювач (або постійного, або змінного струму). Як уже відмічалось, основним недоліком ППС є дрейф нуля.

Від підсилювачів змінного струму вимагається високий та стабільний коефіцієнт підсилення, малі нелінійні спотворення, нечутливість до зовнішніх факторів. Для цього в підсилювачі (як правило, багатокаскадні) вводиться зворотний зв'язок.

Вольтметри амплітудного та середнього значення мають похибки, які залежать від форми кривої вимірюваної напруги. Вольтметри середнього значення найчастіше градууються в середніх квадратичних (діючих) значеннях напруги синусоїдної форми. Для визначення діючих значень напруг, форма яких відрізняється від синусоїди, потрібно знати коефіцієнт форми кривої. Якщо це не враховувати, то при вимірюваннях можуть виникати великі похибки.

3.1.1 Амплітудний (піковий) вольтметр

Покази амплітудного вольтметра прямо пропорційні амплітудному значенню змінної напруги незалежно від форми кривої напруги. Такої властивості не має жодна із систем електромеханічних приладів.

Амплітудні вольтметри будуються за схемою детектор-підсилювач і тому мають найширший частотний діапазон (від десятків Гц до одиниць ГГц).

Структурна схема амплітудного вольтметра із закритим входом наведена на рис.3.5.

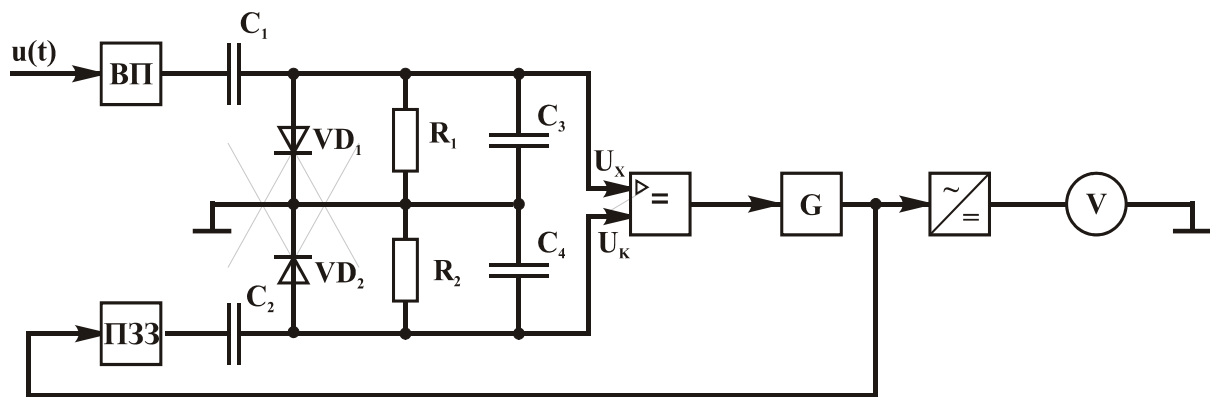


Рисунок 3.5

Вимірювана напруга $u(t)$ подається через вхідний пристрій ВП на вхід пікового детектора із закритим входом VD_1 , C_1 . На ідентичний піковий детектор VD_2 , C_2 подається компенсувальна напруга з частотою близькою до 100 кГц, сформована у колі зворотного зв'язку генератором-модулятором. Постійні напруги, що дорівнюють амплітудним значенням вимірюваної U_x і компенсувальної U_k напруг, порівнюються на резисторах R_1 , R_2 . Різницева напруга $U_x - U_k$ фільтрується конденсаторами C_3 і C_4 та подається на підсилювач постійного струму А1 із високим коефіцієнтом підсилення.

Якщо напруга на виході А1 має позитивну полярність $U_x - U_k > 0$, що свідчить про перевищення вимірюваної напруги U_x над компенсувальною U_k , або відсутність останньої, то запускається раніше закритий генератор-модулятор, і компенсувальна напруга надходить через подільник зворотного зв'язку ППЗ на детектор VD_2 , C_2 і паралельно на перетворювач змінної напруги у постійну U_1 , яка вимірюється магнітоелектричним вольтметром V .

Перевищення U_k над U_x призводить до закриття генератора-модулятора G .

За подібною схемою працюють амплітудні вольтметри В3-36, В3-43. Основна похибка на частотах до 30 МГц складає 4...6%, а на частотах до 1 ГГц – 25%.

3.1.2 Вольтметр середніх квадратичних значень

Вимірювання середніх квадратичних значень (СКЗ) змінних напруг вимагає перетворювача змінної напруги в постійну, що має квадратичну характеристику. Якщо цю постійну напругу подати на магнітоелектричний вольтметр, то покази останнього будуть пропорційні квадрату СКЗ. Тому під час градування шкали необхідно виконати операцію добування кореня. Але в даному випадку шкала вольтметра буде нерівномірною.

Підкреслимо одну важливу обставину: градування вольтметра з квадратичним детектором у СКЗ не залежить від форми напруги, за допомогою якої здійснювалось градування. Саме тому вольтметри СКЗ забезпечують найвищу точність при вимірюванні СКЗ змінних напруг, які мають велику кількість гармонік.

На рис.3.6 подано структурну схему вольтметра СКЗ змінних напруг у діапазоні від десятків Гц до десятків МГц, яка реалізована за схемою підсилувач-детектор.

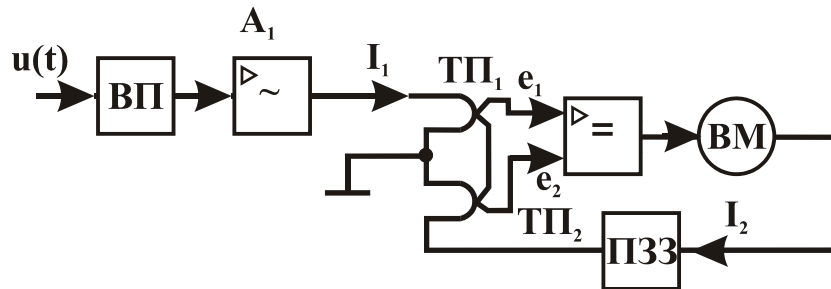


Рисунок 3.6

У цьому вольтметрі діючих значень із рівномірною шкалою використовується два квадратичних перетворювачі Тп1 і Тп2, один з яких ввімкнено в коло негативного зворотного зв'язку.

В якості таких перетворювачів використовуються термоперетворювачі, для яких термо-е.р.с. відповідно дорівнюють:

$$e_1 = k_1 I_1^2 \quad \text{і} \quad e_2 = k_2 I_2^2, \quad (3.3)$$

де I_1, I_2 – струми, що проходять через нагрівачі термопар; k_1, k_2 – коефіцієнти, що залежать від властивостей термоперетворювачів.

Вихідний струм I_1 широкопasmового підсилувача А1 змінного струму пропорційний вимірюваній напрузі, тобто

$$I_1 = K_{\Pi} U_x, \quad (3.4)$$

тому

$$e_1 = k_1 I_1^2 = k_1 K_{\Pi}^2 U_x^2. \quad (3.5)$$

При великому коефіцієнті підсилення А2 його вихідний сигнал

$$\Delta e = e_1 - e_2 \approx 0. \quad (3.6)$$

Як наслідок

$$k_1 K_{\Pi}^2 U_x^2 = k_2 I_2^2, \quad (3.7)$$

і відхилення кути повороту рухомої частини магнітоелектричного вимірювального механізму ВМ

$$\alpha = S_V I_2 = S_V K_{\Pi} \sqrt{\frac{k_1}{k_2}} U_x = K_V U_x, \quad (3.8)$$

де $K_V = S_V K_{\Pi} \sqrt{\frac{k_1}{k_2}}$ - постійна вольтметра.

В зв'язку з тим, що $K_V = \text{const}$, такі вольтметри мають лінійну статичну характеристику і рівномірну шкалу.

Як приклад можна навести мілівольтметри змінного струму ВЗ-43, ВЗ-40, ВЗ-41.

3.2 Електронні частотоміри

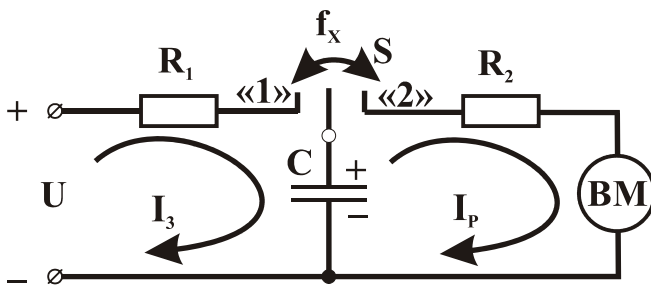
В основу побудови електронних частотомірів покладені такі методи вимірювання:

- заряду і розряду конденсатора;
- резонансний метод;
- дискретної лічби.

3.2.1 Суть методу заряду і розряду конденсатора

Даний метод ґрунтується на вимірюванні середнього струму розряду зразкового конденсатора, який перемикається із заряду на розряд з вимірюваною частотою f_x .

Структурна схема, яка пояснює сутність методу, наведена на рис.3.7, а часові діаграми – на рис.3.8.



Основними елементами наведеної схеми є: R_1, R_2 – струмообмежувальні резистори; C – зразковий конденсатор; S – перемикач; BM – вимірювальний механізм магнітоелектричної системи; I_3 – струм заряду конденсатора; I_p – струм розряду конденсатора.

Рисунок 3.7

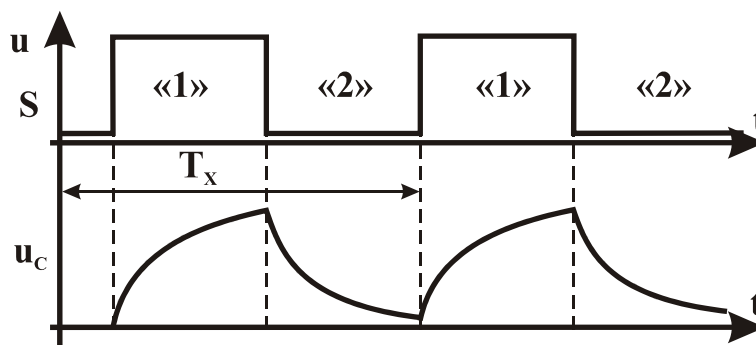


Рисунок 3.8

В положенні “1” перемикача S конденсатор C заряджається. Струм заряду проходить такий шлях:

$$+U \rightarrow R1 \rightarrow S(1) \rightarrow C \rightarrow -U.$$

В положенні “2” перемикача S конденсатор C розряджається. Струм розряду проходить такий шлях:

$$+C \rightarrow R2 \rightarrow BM \rightarrow -C.$$

Таким чином, за один період T_x через BM проходить заряд

$$q = C U, \tag{3.9}$$

і тому середнє значення струму в його колі пропорційне вимірюваній частоті:

$$I_{cp} = \frac{q}{T_x} = q f_x = C U \cdot f_x. \tag{3.10}$$

Даний метод покладено в основу побудови конденсаторного частотоміра.

3.2.2 Електронний конденсаторний частотомір

Принцип дії конденсаторного частотоміра пояснюється структурною схемою (рис.3.9) і часовими діаграмами (рис.3.10).

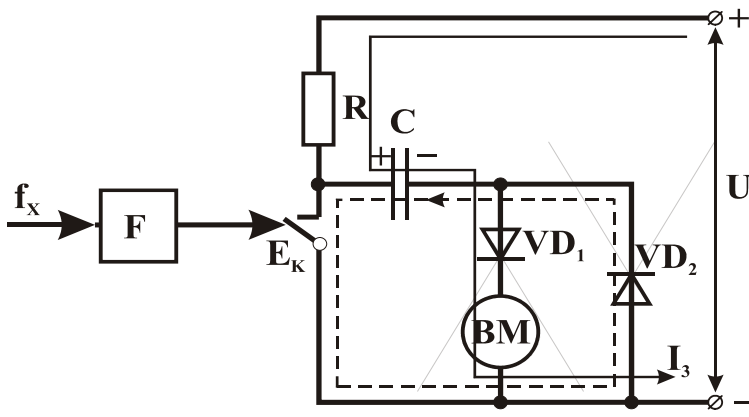


Рисунок 3.9

Напряга вимірюваної частоти f_x (рис.3.10) подається на вхід формувача F, вихідними прямокутними імпульсами якого керується схема електронного ключа ЕК.

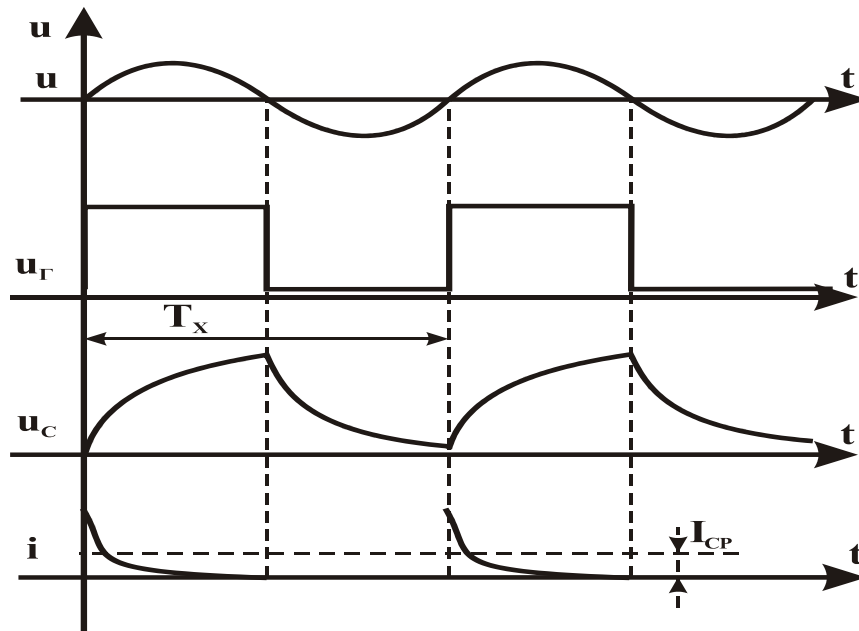


Рисунок 3.10

Припустимо, що при позитивних імпульсах ЕК розімкнено, а при негативних – замкнено.

При розімкненому стані ключа ЕК протягом позитивної половини періоду T_x конденсатор С через резистор R зарядиться до значення напруги U. Струм заряду I_3 проходить такий шлях:

$$+U \rightarrow R \rightarrow EK \rightarrow C \rightarrow VD1 \rightarrow BM \rightarrow -U.$$

При замиканні ЕК (протягом негативної половини періоду T_x) конденсатор С розрядиться через замкнений ЕК і діод VD2. Струм розряду I_p проходить такий шлях:

$$+C \rightarrow EK \rightarrow VD2 \rightarrow -C.$$

Отже, за один період вимірюваної частоти через рамку вимірювального механізму магнітоелектричної системи протікає струм, середнє значення якого становить

$$I_{cp} = \frac{q}{T_x} = q f_x = C U \cdot f_x. \quad (3.11)$$

Остаточне рівняння перетворення конденсаторного частотоміра матиме вигляд:

$$\alpha = S_{ВП} I_{cp} = S_{ВП} C U \cdot f_x = K_{ч} f_x, \quad (3.12)$$

де $K_{ч} = S_{ВП} C U = \text{const}$ - постійна частотоміра.

Отримане рівняння перетворення лінійне. Воно справедливе за умови, що конденсатор С встигає повністю зарядитися до значення U і повністю розрядитися до нуля.

Електронні частотоміри використовують для вимірювання частоти періодичного сигналу у діапазоні від десятків Гц до сотень кГц, зведена похибка при цьому не перевищує 2.5%.

3.3 Електронні фазометри

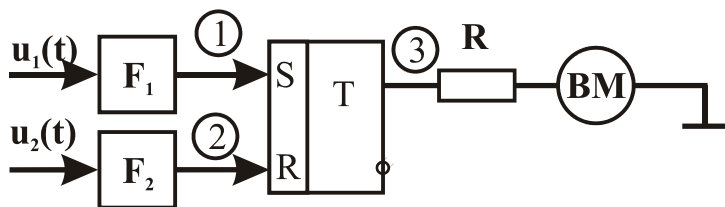
Залежно від способу перетворення різниці фаз в проміжну фізичну величину в основу побудови електронних фазометрів покладено такі методи:

- перетворення різниці фаз в часовий інтервал;
- вимірювання різниці фаз за допомогою осцилографа;
- вимірювання різниці фаз методом дискретної лічби.

3.3.1 Електронний фазометр часового перетворення

Суть часового перетворення полягає в перетворенні двох синусоїдних напруг у часовий інтервал, що формується у моменти переходу цих напруг через рівні нуля з похідними однакового знаку.

Структурна схема і часові діаграми роботи електронного фазометра наведено на рис.3.11 і рис.3.12 відповідно.



Напруги $u_1(t)$ і $u_2(t)$, різницю фаз φ_x між якими необхідно виміряти, надходять на входи формувачів F_1 і F_2 . В моменти переходу синусоїдних напруг $u_1(t)$

Рисунок 3.11

і $u_2(t)$ через рівні нуля на виходах

формувачів формуються короткі прямокутні імпульси, які надходять на S і R -входи тригера T . За допомогою SR -тригера T в кожному періоді T_x синусоїдних напруг $u_1(t)$ і $u_2(t)$ формується часовий інтервал τ_x , пропорційний різниці фаз φ_x .

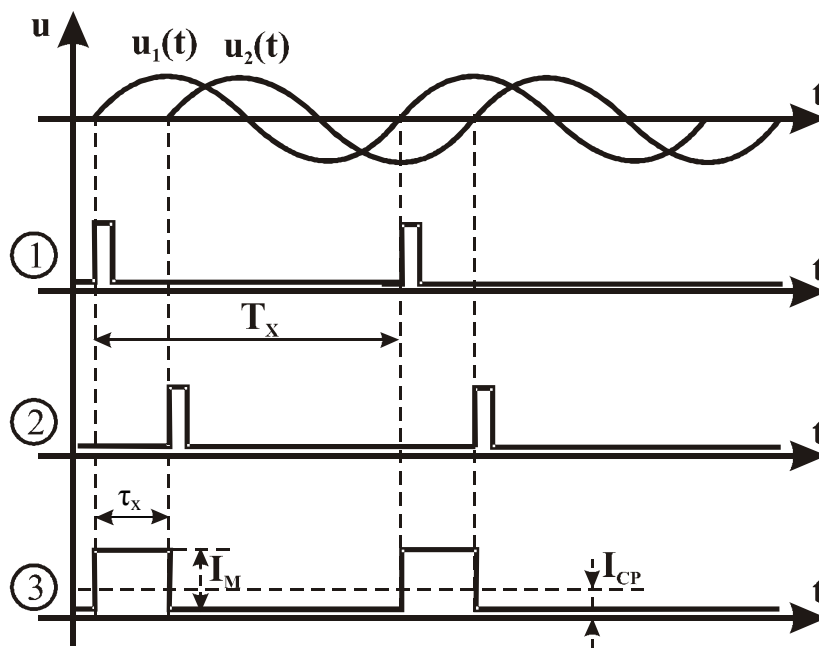


Рисунок 3.12

Якщо цю послідовність імпульсів τ_x подати на магнітоелектричний вимірювальний перетворювач BM , то його покази будуть відповідати середньому значенню струму:

$$I_{\text{ср}} = \frac{I_m \tau_x}{T_x} = I_m \tau_x f_x, \quad (3.13)$$

де $\tau_x = t_2 - t_1$, I_m - струм, максимальне значення якого задається за допомогою струмообмежувального резистора R .

Для отримання рівняння перетворення для даного фазометра знайдемо залежність між різницею фаз φ_x і часовим інтервалом τ_x :

$$\varphi_x = \varphi_2 - \varphi_1 = \omega t_2 - \omega t_1 = \omega \cdot (t_2 - t_1) = \omega \cdot \tau_x = 2\pi f_x \cdot \tau_x, \quad (3.14)$$

звідки

$$\tau_x = \frac{\varphi_x}{2\pi f_x}. \quad (3.15)$$

Підставимо (3.15) в (3.13) і отримаємо:

$$I_{cp} = I_m \frac{\varphi_x}{2\pi f_x} f_x = \frac{I_m}{2\pi} \cdot \varphi_x. \quad (3.16)$$

Оскільки даний середній струм вимірюється магнітоелектричним перетворювачем, то остаточне рівняння перетворення електронного фазометра матиме такий вигляд:

$$\alpha = S_{вп} I_{cp} = \frac{S_{вп} I_m}{2\pi} \cdot \varphi_x. \quad (3.17)$$

Якщо подати (3.17) у вигляді

$$\alpha = k_{\phi} \cdot \varphi_x, \quad (3.18)$$

і врахувати те, що

$$k_{\phi} = \frac{S_{вп} I_m}{2\pi} = \text{const},$$

то з (3.18) очевидна лінійність статичної характеристики цього фазометра.

Шкали магнітоелектричного амперметра градуують в градусах або в значеннях $\cos \varphi$.

Оскільки середній струм є результатом усереднення струму в кожному періоді T_x за час вимірювання, то такі фазометри називають фазометрами середніх значень.

Суттєвою перевагою електронних фазометрів порівняно з електромеханічними є інваріантність показів до частоти f_x .

3.4 Мостові засоби вимірювань

Мостові схеми застосовуються для вимірювання параметрів електричних кіл, а також для вимірювання неелектричних величин сумісно з параметричними вимірювальними перетворювачами.

Мостовим називають електричне коло, в якому можна виділити два розгалуження опорів, значення між якими дорівнює нескінченності при відповідному співвідношенні параметрів елементів кола, і скінченному значенню, якщо це співвідношення не виконується.

Засіб вимірювання, в основу якого покладено мостове коло, називають вимірювальним мостом.

Вимірювальні мости класифікують за такими ознаками:

- за родом струму, що живить мостове коло, виділяють мости постійного і змінного струму;
- за архітектурою побудови – чотири- і багатоплечі;
- за способом зрівноваження – автоматичні та з ручним зрівноваженням.

3.4.1 Міст Уїтстона. Загальна теорія мостових схем

Для з'ясування принципів побудови мостових схем найчастіше використовують міст Уїтстона, схема якого подана на рис.3.13.

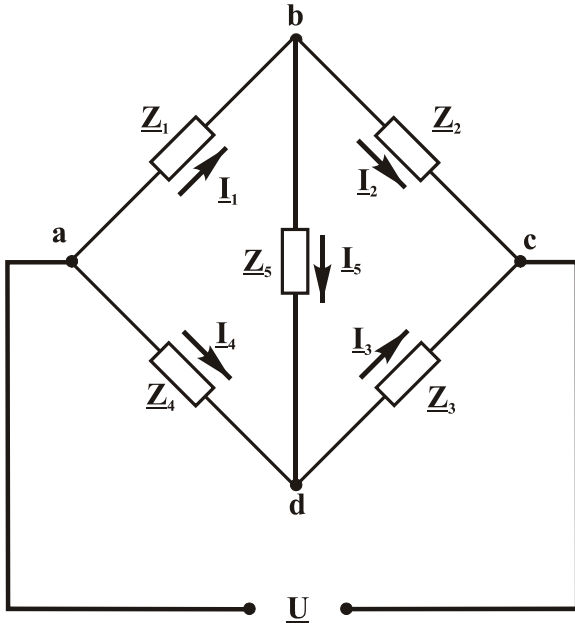


Рисунок 3.13

Такий міст має чотири опори: Z_1, Z_2, Z_3, Z_4 . Точки a, b, c, d називають вершинами моста. Електричне коло між двома суміжними вершинами називають плечем моста (Z_1, Z_2, Z_3, Z_4 – плечі моста). Електричне коло між двома протилежними вершинами називають діагоналлю моста (ac – діагональ живлення, bd – вимірювальна діагональ). В коло вимірювальної діагоналлі вмикається індикатор рівноваги IP , внутрішній опір якого Z_5 .

Виведемо умову рівноваги для моста Уїтстона. Міст вважається зрівноваженим, коли струм I_5 у вимірювальній діагоналлі відсутній ($I_5=0$). Отже, у зрівноваженій схемі потенціали точок b і d однакові (точки b і d екіпотенціальні). Однакові і спади напруг на першому і четвертому плечах, оскільки точка a є для них загальною:

$$\underline{I}_1 \cdot \underline{Z}_1 = \underline{I}_4 \cdot \underline{Z}_4. \quad (3.19)$$

Те саме справедливе і для напруг на другому і третьому плечах моста:

$$\underline{I}_2 \cdot \underline{Z}_2 = \underline{I}_3 \cdot \underline{Z}_3. \quad (3.20)$$

У зрівноваженому мостовому колі $\underline{I}_5=0$, отже,

$$\underline{I}_1 = \underline{I}_2, \quad (3.21)$$

а

$$\underline{I}_3 = \underline{I}_4. \quad (3.22)$$

Розділимо почленно (3.19) на (3.20) і одержимо умову рівноваги:

$$\underline{Z}_1 \cdot \underline{Z}_3 = \underline{Z}_2 \cdot \underline{Z}_4. \quad (3.23)$$

З (3.23) отримаємо умови рівноваги для мостів змінного струму. Записавши комплексні опори в показниковій формі, одержимо:

$$\underline{Z}_1 e^{j\varphi_1} \cdot \underline{Z}_3 e^{j\varphi_3} = \underline{Z}_2 e^{j\varphi_2} \cdot \underline{Z}_4 e^{j\varphi_4}. \quad (3.24)$$

З (3.24) матимемо дві умови рівноваги

$$\left. \begin{aligned} \underline{Z}_1 \cdot \underline{Z}_3 &= \underline{Z}_2 \cdot \underline{Z}_4, & (a) \\ \varphi_1 + \varphi_3 &= \varphi_2 + \varphi_4, & (б) \end{aligned} \right\} \quad (3.25)$$

Рівняння (3.25) показують, що умова рівноваги моста змінного струму складається завжди із двох частин – (а) та (б). Тому для зрівноваження моста він повинен мати два регульованих елемента, які дозволяють змінювати модуль та аргумент комплексного числа.

Зрівноваження моста змінного струму здійснюється почерговим регулюванням двох елементів. Число регулювань, необхідних для досягнення рівноваги моста, визначає так звану “збіжність” моста. Кількісно “збіжність” моста не оцінюється, оцінюється “збіжність” тільки якісно: хороша (швидка) “збіжність” чи погана “збіжність”.

На постійному струмі опори мостової схеми є чисто активними:

$$Z_1 = R_1, \quad Z_2 = R_2, \quad Z_3 = R_3, \quad Z_4 = R_4.$$

Тому мостова схема на постійному струмі буде зрівноваженою, коли виконується умова рівноваги

$$R_1 \cdot R_3 = R_2 \cdot R_4. \quad (3.26)$$

Порівнявши умови рівноваги (3.25) і (3.26) можна дійти висновку, що для зрівноваження мостів на змінному струмі необхідно досягти дві умови рівноваги (3.25), а на постійному тільки одну (3.26). В цьому і є основна особливість зрівноваження мостів постійного і змінного струму.

3.4.2 Вимірювальні мости постійного струму

Мости постійного струму застосовуються для вимірювання активних опорів і для вимірювання неелектричних величин сумісно з резистивними параметричними вимірювальними перетворювачами.

З мостів постійного струму практичне розповсюдження одержали чотириплечий (одинарний) та шестиплечий (подвійний) мости.

Одинарний (чотириплечий) міст постійного струму

Схема моста наведена на рис.3.14. Міст живиться від джерела постійного струму (в діагоналі живлення знаходиться джерело живлення з е.р.с. E та внутрішнім опором R_0). У вимірювальній діагоналі ввімкнено індикатор рівноваги (ІР).

Використавши (3.26) запишемо умову рівноваги для одинарного моста:

$$R_1 \cdot R_4 = R_2 \cdot R_3. \quad (3.27)$$

Процес вимірювання за допомогою одинарного моста полягає в тому, що в одне з плечей (наприклад, R_1) вмикають вимірюваний опір R_x . Тоді на основі наведених викладок запишемо умову рівноваги:

$$R_x \cdot R_4 = R_2 \cdot R_3. \quad (3.28)$$

З (3.28) знайдемо:

$$R_x = R_3 \cdot \frac{R_2}{R_4}, \quad (3.29)$$

де R_2, R_4 – плечі відношення, R_3 – плече порівняння.

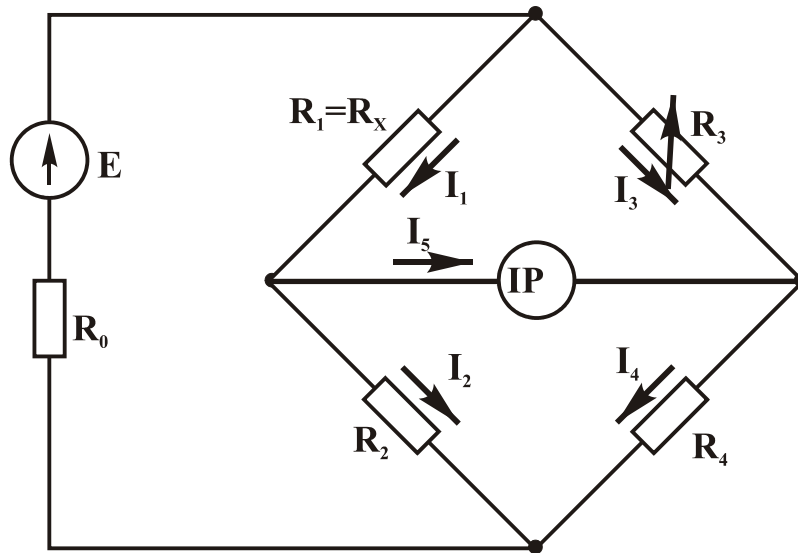
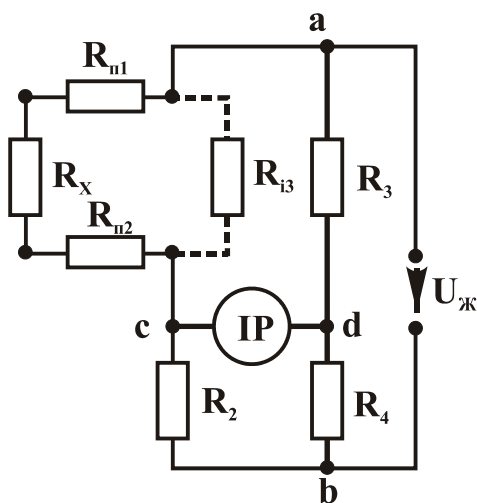


Рисунок 3.14

Із (3.29) видно, що значення опору R_x порівнюється із значенням опору R_3 в масштабі R_2/R_4 . Тому міст приводиться в рівновагу регулюванням опору R_3 , а R_2/R_4 – масштабний множник, значення якого вибирається рівним 10^n , де n – ціле додатне або від’ємне число, або $n = 0$. R_3 називають плечем зрівноваження, R_2 та R_4 – плечі відношення (з їх допомогою вибирається межа вимірювання моста).

Вимірюваний опір приєднується до затискачів моста за допомогою провідників. Крім того, є опір ізоляції між затискачами моста. З урахуванням цього схема моста може бути представлена у вигляді, зображеному на рис.3.15.

$U_{ж}$ – напруга живлення моста, $R_{п1}$ та $R_{п2}$ – опори підвідних проводів та контактів, $R_{і3}$ – опір ізоляції. Можна прийняти $R_{п1} = R_{п2} = R_{п}$. Якщо проводи виготовлені із міді, мають переріз $\geq 1 \text{ мм}^2$ та невелику довжину, то сумарний опір $2R_{п} \leq 0,01 \text{ Ом}$.



При вимірюванні низькоомних опорів $R_{і3}$ можна не враховувати. В цьому випадку сумарний опір плеча а–с

$$R_1 = R_x + 2R_{п} = R_x(1 + \delta_1), \quad (3.30)$$

де $\delta_1 = 2R_{п}/R_x$ – відносна похибка вимірювання опору R_x , обумовлена проводами та контактами. Щоб похибка δ_1 була меншою 0,1%, тобто $\delta_1 = 2R_{п}/R_x \leq 10^{-3}$, R_x повинно бути не менше $2R_{п} \cdot 10^3 = 0,01 \cdot 10^3 = 10 \text{ Ом}$.

Рисунок 3.15

Отже, $R_{\text{хн}} = 10 \text{ Ом}$ – нижня межа вимірюваних опорів за цих умов. Виходячи з того, що $R_{i3} = 10^{11} - 10^{16} \text{ Ом}$, розмірковуючи аналогічно, одержуємо при $R_{i3} = 10^{11} \text{ Ом}$ верхню межу $R_{\text{хв}} \leq 10^8 \text{ Ом}$.

Нижню межу можна значно знизити, якщо застосовувати чотирьополіусне приєднання вимірюваних опорів (рис.3.16).

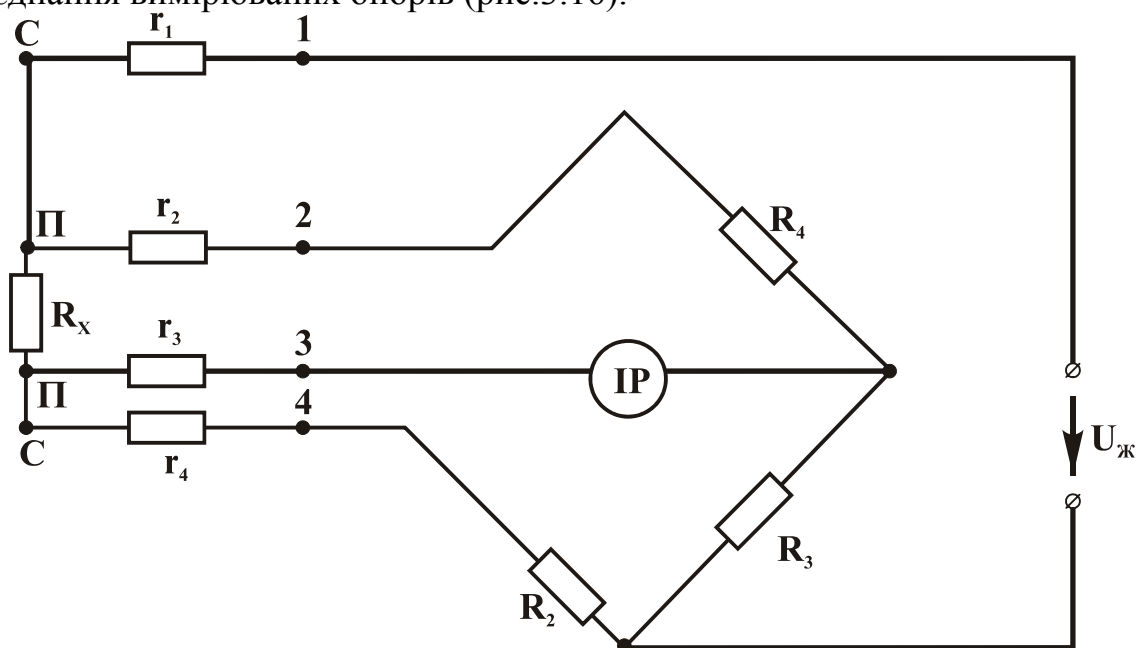


Рисунок 3.16

Вимірюваний опір має чотири затискачі: С–С – струмові затискачі, які мають велику площу контактів, П–П – потенціальні затискачі, r_1 , r_2 , r_3 та r_4 – опори підвідних проводів. Опори r_1 та r_3 знаходяться в діагоналях моста, в умову рівноваги вони не входять, отже, похибку в результати вимірювання не вносять. Дещо вони впливають на чутливість моста, але дуже мало. Опори r_2 та r_4 вмикаються послідовно з R_3 та R_2 , і якщо R_3 та R_2 більші 10 Ом, то похибка від впливу r_2 та r_4 буде малою.

При чотирьополіусному (чотирьопровідному) підключенні вимірюваних опорів нижня границя моста знижується до 10^{-4} Ом .

В мостах передбачаються перемички (або перемикачі), за допомогою яких можна здійснювати дво- або чотирьополіусне приєднання вимірюваних опорів.

Подвійний (шестиплечий) міст постійного струму

При вимірюванні дуже малих опорів чотирьоплечим мостом навіть при чотирьопровідному підключенні вимірюваного опору допускаються методичні похибки. В цих випадках застосовуються подвійні мости, нижня межа вимірювання яких 10^{-8} Ом , а верхня – 100 Ом.

Схема подвійного моста наведена на рис.3.17 (без урахування R_{34} , R_{4R} та R_{3R}).

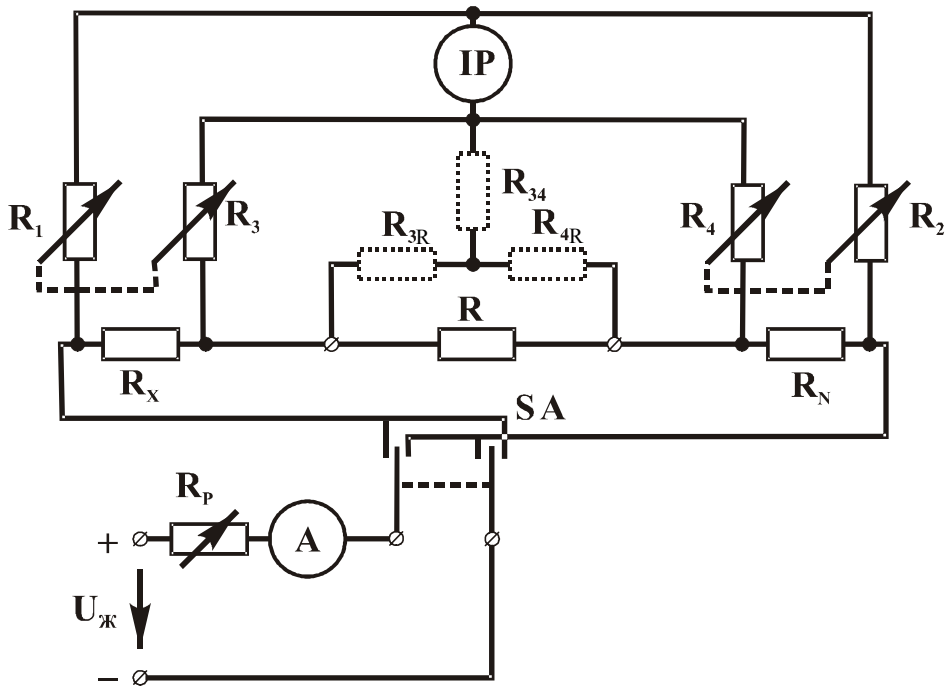


Рисунок 3.17

Вимірюваний опір R_x та зразковий R_N мають по чотири затискачі. R – опір короткого та товстого провідника, який з'єднує R_x та R_N . Він включає в себе опори перехідних контактів. Значення цього опору дуже мале.

Для одержання рівняння рівноваги перетворимо трикутник опорів R_3 - R - R_4 в еквівалентну зірку:

$$R_{34} = \frac{R_3 R_4}{R_3 + R_4 + R}, \quad R_{3R} = \frac{R_3 R}{R_3 + R_4 + R}, \quad R_{4R} = \frac{R R_4}{R_3 + R_4 + R}.$$

Після цього отримуємо чотириплечий міст, умова рівноваги для якого має вигляд:

$$(R_x + R_{3R}) \cdot R_2 = R_1 \cdot (R_{4R} + R_N), \quad (3.31)$$

$$R_x \cdot R_2 = R_1 \cdot R_{4R} + R_1 \cdot R_N - R_2 \cdot R_{3R}.$$

Підставимо в (3.31) формули для опорів еквівалентної зірки:

$$R_x \cdot R_2 = \frac{R_1 \cdot R_4 \cdot R}{R_3 + R_4 + R} + R_1 \cdot R_N - \frac{R_2 \cdot R_3 \cdot R}{R_3 + R_4 + R},$$

звідки

$$R_x = R_N \cdot \frac{R_1}{R_2} + \frac{R}{R_3 + R_4 + R} \left(\frac{R_1 \cdot R_4}{R_2} - R_3 \right). \quad (3.32)$$

З (3.32) видно, що R_x залежить від R , який входить у другу складову і має дуже мале значення опору. Другу складову можна виключити (зробити її рівною нулю), якщо виконати умову: $(R_1 \cdot R_4 / R_2) - R_3 = 0$. Але точно витримати цю умову на практиці не вдається через неточності виготовлення резисторів R_1 , R_2 , R_3 , R_4 . І для того, щоб друга складова була якомога меншою, потрібно, щоб

опір R був як можна меншим. Тоді можна прийняти другу складову в рівнянні (3.32) рівною нулю і вважати що

$$R_x = \frac{R_1}{R_2} \cdot R_N. \quad (3.33)$$

Для того, щоб $(R_1 \cdot R_4 / R_2) - R_3 = 0$, намагаються забезпечити рівності $R_1 = R_4$ та $R_2 = R_3$. Для цього R_1 та R_3 , а також R_2 та R_4 змінюють одночасно за допомогою однієї регулювальної рукоятки.

Як уже відмічалось, подвійний міст застосовується для вимірювання малих опорів. Але при малих R_x та R_N і спади напруг на них малі (≤ 1 мВ), тому потрібно враховувати дію термо-е.р.с., які виникають в потенціальних контактах R_x та R_N . Для зменшення похибки від термо-е.р.с. виконують два вимірювання при двох напрямках струму, які встановлюють за допомогою перемикача SA. Результат вимірювання R_x визначають як середнє арифметичне двох вимірювань.

Промисловість випускає комбіновані мости, в яких за допомогою простих перемикачів можна одержати одинарний та подвійний мости.

3.4.3 Вимірювальні мости змінного струму

Мости для вимірювання ємності

При вимірюванні ємності, наприклад конденсатора, необхідно враховувати, що в ньому виникають втрати, які спричинені поглинанням активної потужності.

Реальний конденсатор представляється еквівалентною схемою заміщення, послідовно (рис.3.18, а) чи паралельно (рис.3.18, б) з'єднаної ідеальної ємності з активним опором. Струм в колі такого конденсатора випереджає напругу на кут, менший ніж 90° .

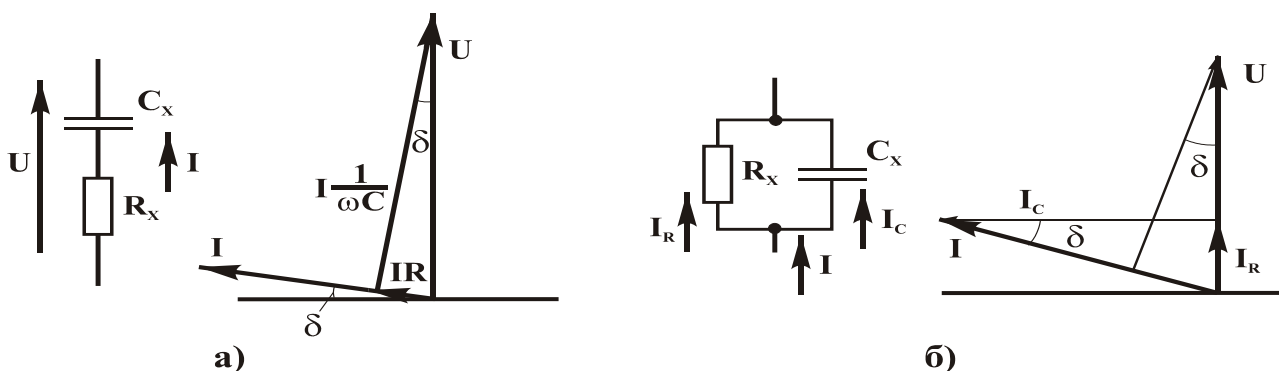


Рисунок 3.18

Для послідовної схеми

$$\operatorname{tg} \delta = I \cdot R_x / (I / \omega C_x) = \omega R_x C_x;$$

для паралельної

$$\operatorname{tg} \delta = I_R / I_C = (U / R_x) / (U \cdot \omega C_x) = 1 / \omega \cdot R_x \cdot C_x .$$

Виходячи зі схем заміщення конденсаторів в табл.3.1 наведено повні опори плеч мостів для вимірювання ідеальної ємності та ємності конденсаторів з малими і великими втратами.

Таблиця 3.1 – Повні опори плеч мостових схем

Назва моста	Плечі моста			
	\underline{Z}_x	\underline{Z}_2	\underline{Z}_3	\underline{Z}_4
Ідеальна ємність	$\frac{1}{j\omega C_x}$	$\frac{1}{j\omega C_2}$	R_3	R_4
З малими втратами	$R_x + \frac{1}{j\omega C_x}$	R_2	$R_3 + \frac{1}{j\omega C_3}$	R_4
З великими втратами	$\frac{R_x}{1 + j\omega C_x R_x}$	$\frac{R_2}{1 + j\omega C_2 R_2}$	R_3	R_4

На прикладі моста для вимірювання ємності з малими втратами наведемо загальну методику виведення умови рівноваги для мостів змінного струму.

1. Введемо такі позначення:

$$\underline{Z}_x, \underline{Z}_2, \underline{Z}_3, \underline{Z}_4 \quad (3.34)$$

2. Використавши позначення (3.34) запишемо умову рівноваги для даного моста

$$\underline{Z}_x \cdot \underline{Z}_4 = \underline{Z}_2 \cdot \underline{Z}_3. \quad (3.35)$$

3. Отримаємо залежності для повних опорів кожного із позначених плечей моста

$$\underline{Z}_x = R_x + 1/j\omega C_x; \quad \underline{Z}_2 = R_2; \quad \underline{Z}_3 = R_3 + 1/j\omega C_3; \quad \underline{Z}_4 = R_4. \quad (3.36)$$

4. Підставимо (3.36) в (3.35) і матимемо:

$$\left(R_x + \frac{1}{j\omega C_x} \right) \cdot R_4 = R_2 \cdot \left(R_3 + \frac{1}{j\omega C_3} \right). \quad (3.37)$$

5. Розкриємо дужки в (3.37):

$$R_x R_4 + \frac{R_4}{j\omega C_x} = R_2 R_3 + \frac{R_2}{j\omega C_3}. \quad (3.38)$$

Рівність (3.38) є рівністю двох комплексних чисел. А два комплексних числа будуть рівні тоді, коли рівні їх дійсні і уявні частини.

6. Прирівняємо дійсні частини (3.38)

$$R_x R_4 = R_2 R_3 \quad (3.39)$$

і знайдемо

$$R_x = R_3 \cdot \frac{R_2}{R_4}. \quad (3.40)$$

Оскільки R_x порівнюється з R_3 у співвідношенні R_2/R_4 , то резистор R_3 має бути змінним (регульованим).

7. Прирівняємо уявні частини (3.38)

$$\frac{R_4}{j\omega C_x} = \frac{R_2}{j\omega C_3} \quad (3.41)$$

і знайдемо

$$C_x = C_3 \cdot \frac{R_4}{R_2}. \quad (3.42)$$

Для зрівноваження моста конденсатор C_3 має бути конденсатором змінної ємності.

8. Знаходимо тангенс кута втрат

$$\operatorname{tg}\delta = \omega R_x \cdot C_x = \omega R_3 \cdot C_3. \quad (3.43)$$

Застосувавши наведену методику і формули (табл.3.1) для повних опорів мостів для вимірювання ємності конденсатора в табл.3.2 наведено кінцеві вирази для визначення R_x і C_x .

Міст з послідовною схемою заміщення застосовується для вимірювання параметрів конденсаторів з малими втратами, з паралельною схемою – для конденсаторів з великими втратами.

Таблиця 3.2 – Аналітичні залежності

Назва моста	R_x	C_x	$\operatorname{tg}\delta$
Ідеальна ємність	-	$C_x = C_2 \cdot \frac{R_3}{R_4}$	-
З малими втратами	$R_x = R_3 \cdot \frac{R_2}{R_4}$	$C_x = C_3 \cdot \frac{R_4}{R_2}$	$\operatorname{tg}\delta = \omega R_3 \cdot C_3$
З великими втратами	$R_x = R_3 \cdot \frac{R_2}{R_4}$	$C_x = C_3 \cdot \frac{R_4}{R_2}$	$\operatorname{tg}\delta = 1/\omega R_3 \cdot C_3$

Електричний кабель, наприклад, одножильний, складається із жили, яка розташовується по осі кабеля, та металевої оболонки. Між жилою та оболонкою знаходиться діелектрик. Жила та оболонка кабеля, таким чином, являють собою конденсатор. Випробування кабеля проводяться при напрузі, під якою він знаходиться під час експлуатації. При випробуваннях визначають ємність кабеля та $\operatorname{tg}\delta$ (які потім перераховують на одиницю довжини). В процесі випробувань високовольтних кабелів на вимірювальний міст доводиться подава-

ти високу напругу. Для цього випадку призначена схема моста на рис.3.20, яка забезпечує не тільки вимірювання параметрів кабелю, а й безпеку роботи.

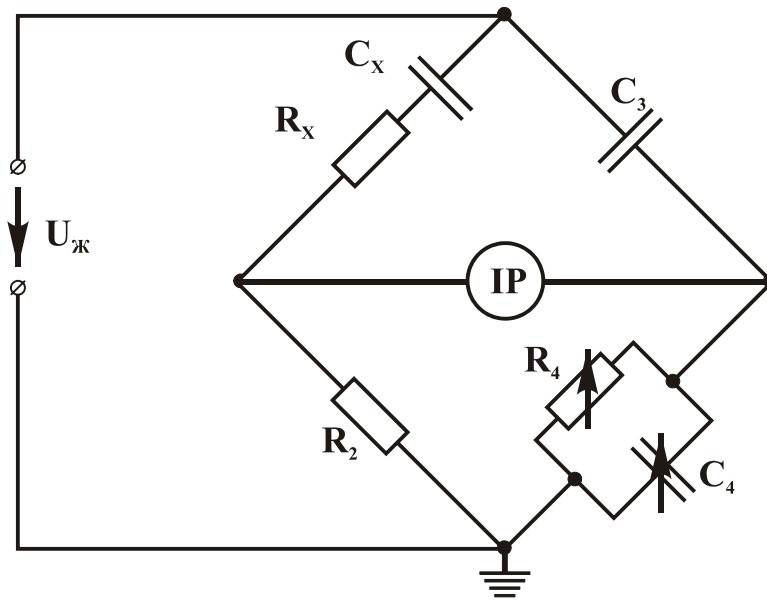


Рисунок 3.20

Параметри елементів моста підбираються так, щоб основна частина високої напруги припадала на верхні елементи схеми (C_x-R_x , C_3), а регульовані оператором елементи C_4 та R_4 були під низькою напругою. Ці елементи заземлюють.

Виходячи з наведеної раніше методики отримано формули, за якими обчислюються шукані параметри:

$$\begin{aligned} R_x &= R_2 \cdot (C_4 / C_3); \\ C_x &= C_3 \cdot (R_4 / R_2); \\ \operatorname{tg} \delta &= \omega R_x \cdot C_x = \omega R_4 \cdot C_4. \end{aligned} \quad (3.44)$$

Мости для вимірювання параметрів котушок індуктивності

Для котушки індуктивності застосовується переважно послідовна схема заміщення (рис.3.21). За допомогою моста визначаються параметри R , L та добротність $Q = \omega L / R$. Слід відмітити, що $\operatorname{tg} \delta$ та Q характеризують властивості конденсатора та котушки на певній частоті. Звичайно в мостах змінного струму вимірювання проводяться на фіксованих частотах.



Рисунок 3.21

Котушка індуктивності, параметри якої вимірюються, вмикається в одне з плечей моста. Щоб міст можна було зрівноважити, хоча б одне з пліч, що за-

лишилися, повинно містити або змінну індуктивність, або змінну ємність. Найчастіше застосовують змінну ємність, оскільки конденсатор змінної ємності можна виготовити з більшою точністю та з меншими затратами, ніж котушку зі змінною індуктивністю.

Схема моста приведена на рис.3.22,а. Умова рівноваги для даного випадку запишеться у вигляді:

$$R_x + j\omega L_x = \frac{R_2 \cdot R_3}{\left(R_4 + \frac{1}{j\omega C_4}\right)} \cdot \left(R_4 + \frac{1}{j\omega C_4}\right), \quad (3.45)$$

або після перемноження та ділення правої частини на

$$j\omega C_4: R_x + j\omega L_x = \frac{R_2 \cdot R_3}{R_4} \cdot (j\omega R_4 C_4), \quad (3.46)$$

звідки

$$R_x = \frac{R_2}{R_4} \cdot R_3; L_x = R_2 \cdot R_3 \cdot C_4. \quad (3.47)$$

Добротність котушки $Q = \omega L_x / R_x = \omega R_4 C_4$. Зрівноважується такий міст регулюванням R_3 та R_4 . Але, як видно з виразів для R_x та L_x , при виконанні однієї рівності регулюванням (наприклад, рівності $L_x = R_2 \cdot R_3 \cdot C_4$) порушується інша (яка досягається регулюванням R_4).

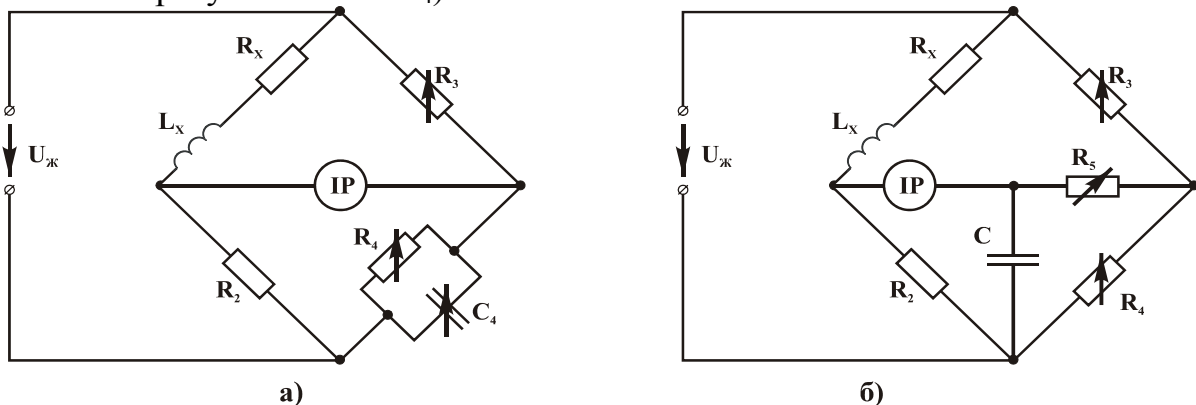


Рисунок 3.22

Недоліком цієї схеми моста є погана збіжність, особливо при низьких добротностях котушки. Якщо $Q = 1$, процес зрівноважування вже викликає труднощі, а при $Q < 0,5$ зрівноважування моста практично неможливе.

Вимірювання параметрів котушок індуктивності з низькою добротністю відбувається за допомогою шестиплечого моста (рис.3.22,б). Для одержання умови рівноваги цього моста потрібно трикутник, створений елементами R_4 , R_5 та C , перетворити в зірку. Після такого перетворення виходить чотириплечий міст, умова рівноваги якого відома. З неї випливає вираз для знаходження параметрів котушки (одержати самостійно).

Міст зрівноважується регулюванням R_4 та R_5 . Спочатку регулюванням R_4 добиваються виконання першої умови рівноваги, потім регулюванням R_5 міст

наближається до умови рівноваги. R_5 не впливає на першу умову, тому міст має хорошу збіжність.

3.4.4 Автоматичний міст постійного струму

Мости з автоматизованим процесом зрівноваження називаються автоматичними. Вони використовуються не тільки для вимірювання параметрів електричних елементів, але й для автоматичного управління різними процесами.

Схема автоматичного моста для вимірювання опорів R_x приведена на рис.3.23. Якщо міст зрівноважений, напруга у вимірювальній діагоналі дорівнює нулю, і ротор реверсивного двигуна РД нерухомий. При вимірюванні опору R_x на вимірювальній діагоналі з'явиться напруга. Значення цієї напруги визначається опором R_x . Ця напруга підсилюється підсилювачем та подається на реверсивний двигун, який пересуває повзун R_1 до тих пір, поки напруга у вимірювальній діагоналі не дорівнюватиме нулю (або буде дуже мало відрізнятись від нуля). Одночасно двигун повертає вказівник П, може переміщати перо для запису вимірюваної величини, керувати виконавчими органами для регулювання процесу (наприклад, вмикати або вимикати нагрівач печі).

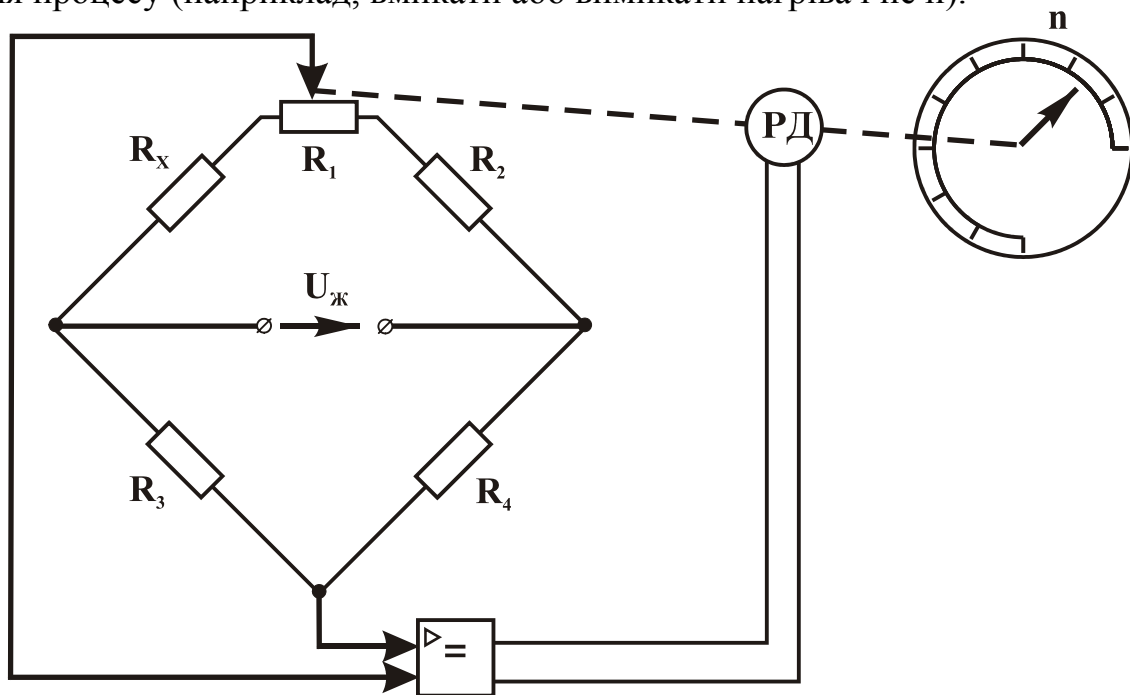


Рисунок 3.23

Автоматичні мости постійного струму мають основну зведену похибку $\pm(0,25\div 1)\%$. В автоматичних мостах змінного струму необхідно для досягнення рівноваги регулювати два елементи. Через це та в силу інших причин автоматичні мости змінного струму поступаються точністю автоматичним мостам постійного струму.

3.5 Компенсаційні засоби вимірювань

Принцип дії компенсатора полягає в компенсації (протиставлені) двох спрямованих назустріч фізичних величин, одна з яких вимірювана, а інша – зразкова (відома з високою точністю).

В електровимірювальній техніці як такі величини використовують напруги, струми, е.р.с. Останні на практиці зустрічаються рідко, тому надалі розглядаються тільки компенсатори з компенсацією напруг.

3.5.1 Компенсатори постійного струму

Дві схеми компенсації напруги

На рис.3.24, а показана принципова схема вимірювального кола компенсації напруг. Вимірювана напруга U_x компенсується зразковою напругою U_k , яка створюється у вигляді спаду напруги робочого струму I_p на опорі R_k , значення якого відомо з високою точністю. Змінюючи значення робочого струму I_p установочним резистором R_y , домагаються рівності вимірюваної U_x і компенсувальної U_k напруг. Момент рівності $U_x=U_k$ характеризується відсутністю струму в індикаторі рівноваги IP, тоді

$$U_x = U_k = I_p \cdot R_k \quad \left| \begin{array}{l} I_p \rightarrow \text{var} \\ R_k = \text{const} \end{array} \right. \quad (3.48)$$

Аналіз (3.48) показує, що вимірювана напруга пропорційна значенню робочого струму I_p . Тому шкалу амперметра А градуують у вольтах.

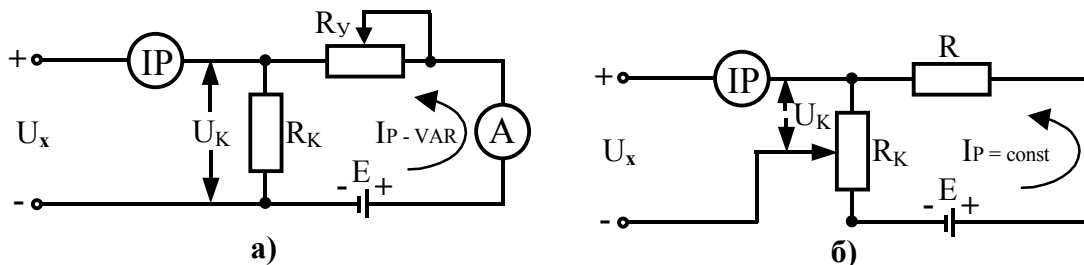


Рисунок 3.24

Компенсувальну напругу U_k можна змінювати також, змінивши значення опору резистора R_k (рис.3.24, б) при сталому робочому струмі I_p :

$$U_x = U_k = I_p \cdot R_k \quad \left| \begin{array}{l} I_p = \text{const} \\ R_k \rightarrow \text{var} \end{array} \right. \quad (3.49)$$

В даному випадку вимірювана напруга U_x буде пропорційна значенню резистора R_k . Лінійні або кутові положення цього резистора градуують у вольтах.

У момент повної компенсації компенсатор не споживає енергію від об'єкта вимірювання (струм у колі індикатора рівноваги відсутній $I_p=0$), отже, режим роботи об'єкта вимірювання на порушується. Крім того, відсутність струму в колі IP дозволяє суттєво зменшити вплив на результати вимірювання

спаду напруги на з'єднувальних провідниках, за допомогою яких компенсатор з'єднано з об'єктом вимірювання.

Ці дві важливі переваги мають місце тільки в компенсаторах.

Компенсатор постійного струму

Найбільш розповсюджена схема компенсатора постійного струму наведена на рис.3.25. В схемі НЕ – нормальний елемент, який є зразковою мірою е.р.с.; ДБ – допоміжна батарея. В положенні 1 ключа S регулюванням реостата R_p встановлюється робочий струм компенсатора I_p . При нульових показах ІР спад напруги на зразковому резисторі R_y дорівнює е.р.с. нормально-го елемента E_N : $I_p \cdot R_y = E_N$.

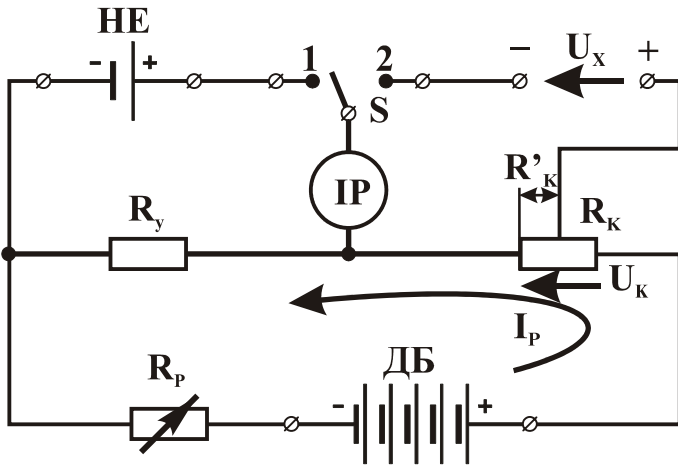


Рисунок 3.25

При точних значеннях E_N та R_y і високій чутливості ІР значення робочого струму встановлюється з високою точністю.

Після встановлення робочого струму перемикач S переводиться в положення 2. Регулюванням зразкового опору R_k добиваються нульового показу ІР. При цьому $I_p \cdot R'_k R_k = U_k = U_x$, де R'_k – частина зразкового опору R_k , яка відповідає нульовому показу ІР. З останньої рівності випливає, що при встановлених з високою точністю робочому струмі та R_k визначається з відповідною точністю значення U_x . При незмінному для даного компенсатора значенні робочого струму I_p регульований зразковий опір R_k можна проградувати безпосередньо у вольтах.

Для вимірювання струму в деякій вітці кола в цю вітку вмикається зразковий опір R_N . Вимірявши спад напруги на цьому опорі, за законом Ома визначають струм: $I = U_N / R_N$. Для вимірювання опору його вмикають послідовно з R_N (рис.3.26).

За спадом напруги на R_N визначають струм в колі I , а вимірявши U_x та знаючи I , обчислюють $R_x = U_x / I$.

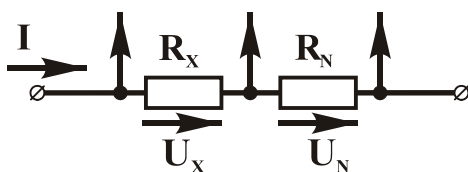


Рисунок 3.26

За допомогою компенсаторів можна виміряти е.р.с. та напруги з високою точністю. Класи точності компенсаторів постійного струму лежать у межах від 0,005 до 0,5. При цьому верхня межа вимірювання

не перевищує 1,5-2,5 В. Нижня межа вимірювання може складати одиниці нановольт. Якщо замість НЕ використати стабілізоване джерело напруги, то верхня межа вимірювання може бути підвищена до декількох десятків вольт. Для розширення діапазону вимірювання можуть

застосовуватись подільники напруги.

3.5.2 Компенсатори змінного струму

Вимірювана синусоїдна напруга може бути представлена вектором \underline{U}_x , розташованим на площині (рис.3.27).

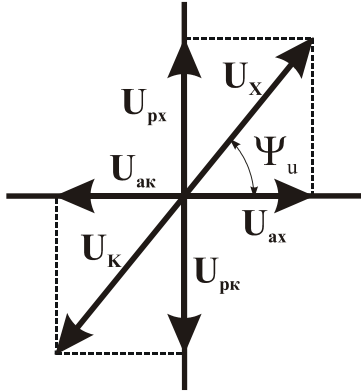


Рисунок 3.27

В полярно-координатному компенсаторі для компенсації вимірюваної напруги U_x необхідно створити напругу $U_k = U_x$, але зсунуту відносно U_x на 180° . У прямокутно-координатному необхідно створити дві напруги: U_{ak} та U_{pk} , які зрівноважують напруги U_{ax} та U_{px} , відповідно. Полярно-координатні компенсатори не випускаються через необхідність мати в них фазорегулятор з високими метрологічними характеристиками. В компенсаторах змінного струму необхідно також, щоб вимірювана та компенсувальна напруги мали однакову частоту.

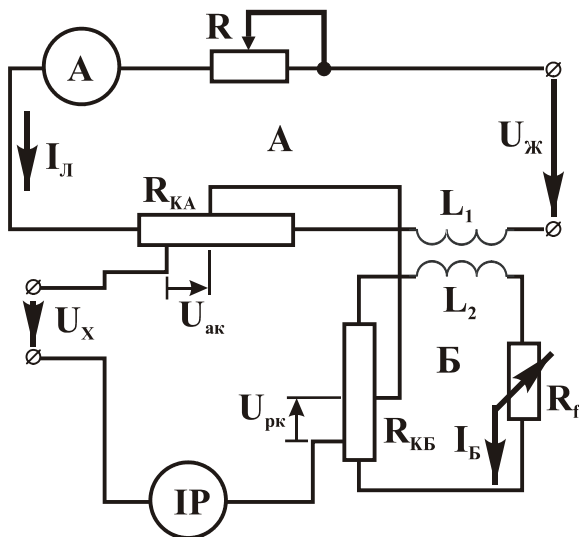


Рисунок 3.28

де R_B – сумарний опір контура Б. Значення опорів R_{KB} та R_f вибираються такими, щоб $(R_{KB} + R_f) \gg \omega L_2$.

Струм \underline{I}_B зсунутий відносно \underline{I}_A на 90° , тому напруги U_{ak} та U_{pk} на реохордах R_{KA} та R_{KB} також зсунуті на 90° . Переміщуючи повзуні реохордів, змі-

Вектор на площині може бути визначений двома способами: 1) довжиною вектора U_x та початковою фазою Ψ_u ; 2) взаємно перпендикулярними складовими вектора U_{ax} та U_{px} (активна та реактивна складові). В обох випадках вектор змінної напруги \underline{U}_x визначається двома параметрами, а не одним, як постійна напруга. У відповідності із способом визначення змінної напруги розрізняють компенсатори полярно-координатні та прямокутно-координатні.

Схема прямокутно-координатного компенсатора представлена на рис.3.28.

В ній є два контури А та Б з двома реохордами R_{KA} та R_{KB} , серединні точки яких з'єднані між собою. Робочий струм компенсатора в контурі А встановлюється за амперметром реостатом R. В контурі Б струм I_B створюється за допомогою котушки взаємної індуктивності M:

$$\underline{I}_B = \frac{\underline{E}_B}{R_B} = j \frac{\omega M}{R_B} \cdot \underline{I}_A, \quad (3.50)$$

нують величини та знаки напруг $U_{ак}$ та $U_{рк}$ до повного зрівноваження вимірюваної напруги U_x , настання якого визначається за нульовим показом ІР.

Точність вимірювання напруги U_x компенсатором змінного струму обмежена в першу чергу неможливістю точного встановлення робочого струму I_A . Амперметри, що застосовуються для цього, мають класи точності не вищі 0,1-0,2. Крім того, похибки вносять і інші елементи, так що сумарна похибка компенсатора звичайно знаходиться у межах $\pm 0,5\%$.

Останнім часом для встановлення робочого струму стали застосовуватись так звані **компаратори**, які дозволяють значно підвищити точність компенсаторів.

Компенсатори постійного та змінного струму можуть бути забезпечені пристроями для автоматичної компенсації вимірюваної напруги. Так само, як і в автоматичних мостах, напруга небалансу після підсилення підсилювачем подається на двигун, увімкнений в коло зворотного зв'язку. За допомогою двигунів (одного в компенсаторі постійного та двох в компенсаторі змінного струму) переміщуються повзунки реохордів (регульованих опорів) до настання компенсації.

3.6 Вимірювання електричної енергії електронними лічильниками

В електронних лічильниках енергії спочатку здійснюється операція усереднення миттєвої потужності за період змінного струму T :

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T u \cdot i \cdot dt.$$

Пристрої, які виконують цю операцію, називаються перетворювачами потужності. З наведеного виразу видно, що необхідним елементом перетворювача потужності є пристрій перемноження миттєвих значень u та i . Ці пристрої поділяють на параметричні та модуляційні.

Параметричні перемножувальні пристрої бувають з прямим та непрямим перетворенням. При прямому перемноженні використовується чотириполіусник, на вхід якого подається одна величина (наприклад, u), а інша величина (i) керує коефіцієнтом його передачі. Вихідний сигнал чотириполіусника пропорційний добутку $u \cdot i$.

При непрямому способі перемноження використовуються залежності:

$$4u_i \cdot u_u = [(u_u + u_i)^2 - (u_u - u_i)^2]$$

або

$$2u_i \cdot u_u = [(u_u^2 + u_i^2) - (u_u - u_i)^2],$$

де u_u і u_i – напруги, пропорційні, відповідно, напрузі на навантаженні та струмові в ньому.

Справа тут полягає у тому, що технічно простіше реалізувати дії додавання, віднімання двох напруг та піднесення до квадрату, ніж безпосереднє їх перемноження. Для виконання операцій додавання (віднімання) та піднесення

ня до квадрату застосовуються суматори та квадратори. Похибки вимірювань головним чином залежать від метрологічних характеристик цих пристроїв.

На рис.3.29 наведена структурна схема перетворювача потужності, побудованого на основі реалізації залежності $4u_i \cdot u_u = [(u_u + u_i)^2 - (u_u - u_i)^2]$, в якій Π_1 та Π_2 – перетворювачі (квадратувальні пристрої), ВП – віднімальний пристрій, ПУ – пристрій усереднення.

З рисунка видно, що $U_{\text{вих}} = \int_0^T 4K u_i dt = 4K \cdot P$.

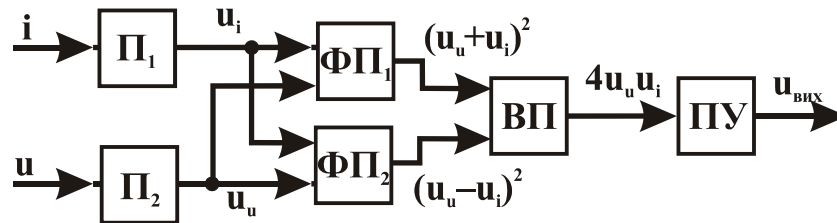


Рисунок 3.29

Найбільш точними є модуляційні перемножувальні пристрої, основані на подвійній модуляції імпульсних сигналів. Використовуються різні види модуляції, серед яких найбільше розповсюдження одержали широтно-імпульсна та амплітудно-імпульсна модуляції (ШІМ-АІМ). На рис.3.30, а представлена структурна схема перетворювача потужності з ШІМ-АІМ, а на рис.3.30, б – часові діаграми напруги, які пояснюють принцип його роботи. Генератор Г формує прямокутні двополярні імпульси напруги з постійними амплітудами U_m , періодом T_0 та тривалостями додатної (t_1) і від’ємної (t_2) півхвиль. При $t_1 = t_2$ середнє значення напруги на виході генератора дорівнює нулю. В широтному модуляторі ШІМ тривалість імпульсу t_1 збільшується при збільшенні струму i , а t_2 – зменшується. Різниця $(t_1 - t_2) = \Delta t$ пропорційна струму i . Відношення $\Delta t/T_0 = K_{\text{ш}} \cdot i$, де $K_{\text{ш}}$ – коефіцієнт перетворення ШІМ.

В амплітудному модуляторі відбувається амплітудна модуляція імпульсів, які надходять з виходу широтного модулятора.

Амплітуда імпульсів U_{m_a} на виході АМ пропорційна миттєвому значенню напруги u на навантаженні: $U_{m_a} = K_a \cdot u$, де K_a – коефіцієнт перетворення АМ. Тоді $u_{a \text{ ср.}} = U_{m_a} \Delta t/T_0 = K_a \cdot u \cdot K_{\text{ш}} \cdot i = K_a \cdot K_{\text{ш}} \cdot p$, тобто середнє за період значення напруги на виході АМ пропорційне миттєвому значенню потужності $p=ui$. Напруга на виході пристрою усереднення (ПУ):

$$U_{\text{вих}} = \frac{1}{T} \int_0^T u_{a \text{ ср.}} \cdot dt = \frac{1}{T} \int_0^T K_a \cdot K_{\text{ш}} \cdot u \cdot i \cdot dt = K \cdot P, \quad (3.51)$$

де T – період зміни струму i та напруги u ,

$K = K_a \cdot K_{\text{ш}}$ – коефіцієнт перетворення перетворювача потужності.

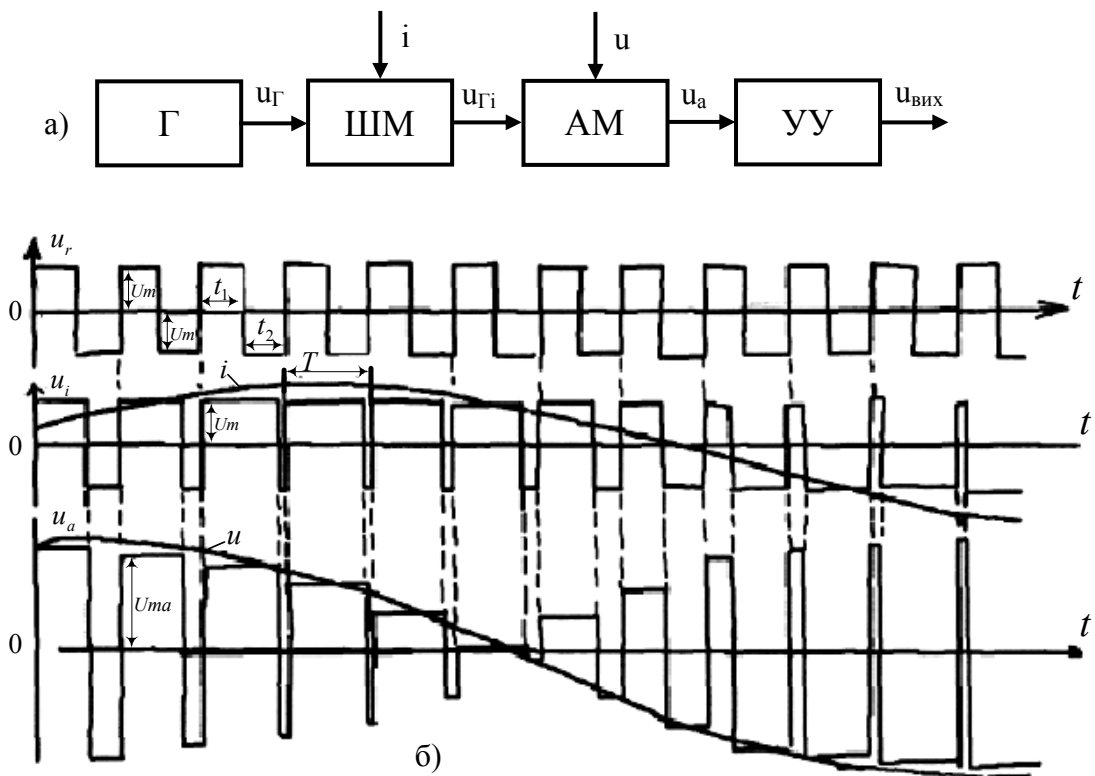


Рисунок 3.30

Електронний лічильник активної енергії будується на основі перетворювача потужності з наступним інтегруванням його вихідної величини у відповідності з виразом $W = \int_{t_1}^{t_2} P dt$.

Одна з можливих структурних схем такого лічильника показана на рис.3.31, де ППН – перетворювач потужності; ПНЧ – перетворювач напруги в частоту; ЛІ – лічильник імпульсів.

Частота f імпульсів пропорційна потужності. Ці імпульси підраховуються (інтегруються) лічильником імпульсів ЛІ. Отже, покази ЛІ пропорційні активній енергії W .

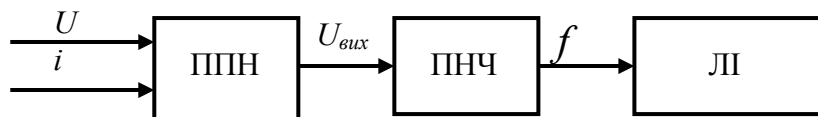


Рисунок 3.31

В даний час випускаються електронні лічильники для вимірювання як активної, так і реактивної енергії. Вони мають класи точності 0,2–2,5. Крім того випускаються лічильники для вимірювання енергії постійного струму, лічильники ампер-годин та лічильники вольт-годин.

3.7 Електронний осцилограф

Осцилограф – це прилад, призначений для спостереження, реєстрації та вимірювання параметрів досліджуваного сигналу (напруги), який залежить від часу.

В електронному осцилографі реєстрація здійснюється шляхом фотографування зображення з екрана.

Крім електронних осцилографів існують електромеханічні. Їх називають світлопроменевими. В них використовуються електромеханічні (переважно магнітоелектричні) механізми з малим моментом інерції, які перетворюють досліджуваний сигнал в переміщення променя світла.

В електронних осцилографах досліджуваний сигнал перетворюється у відхилення потоку електронів (електронного променя), який, потрапивши на люмінесцентний екран електронно-променевої трубки (ЕПТ), створює лінію, яка світиться. Форма цієї лінії відповідає сигналу, який змінюється в часі.

Для спостереження сигналів у вигляді поодиноких (що не повторюються періодично) імпульсів використовуються осцилографи з тривалим світінням ЕПТ. В осцилографах, призначених для спостереження періодичних сигналів, післясвітіння невелике. Тому в таких осцилографах для одержання нерухомого чітко видимого зображення необхідно, щоб електронний промінь періодично прокреслював на екрані ЕПТ лінію, що є графіком досліджуваного сигналу.

На рис.3.32 показаний принцип одержання нерухомого зображення періодичного сигналу.

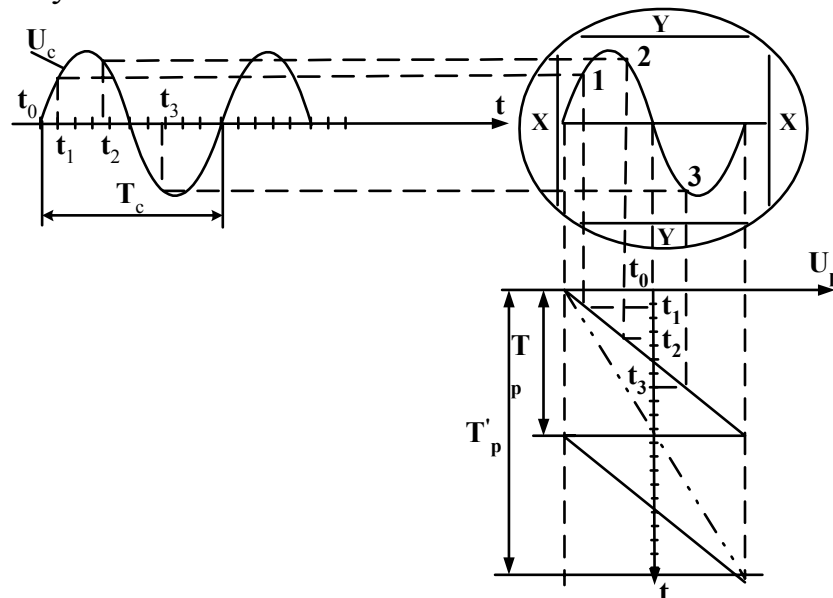


Рисунок 3.32

На вертикально-відхиляльній пластині Y-Y подається досліджувана напруга u_c , а на горизонтально-відхиляльній пластині X-X – напруга розгортки u_p , яка змінюється у часі лінійно. Штриховими лініями на рисунку показано одержання точок 0, 1, 2, 3 на екрані осцилографа в моменти t_0 , t_1 , t_2 та t_3 . У даному випадку періоди повторення напруг сигналу та розгортки однакові: $T_p = T_c$.

Для управління променем, установлення потрібних розмірів зображення, установлення масштабів на осях осцилограми та виконання інших операцій осцилограф має комплекс функціональних вузлів. Структурна схема з набором найбільш вживаних вузлів (блоків) в осцилографах приведена на рис.3.33.

Якщо період напруги розгортки T_p дорівнював би $2T_c$, напруга розгортки змінювалась би по штрих-пунктирній лінії. На екрані осцилографа вмістилося б дві хвилі досліджуваної синусоїдної напруги. Для одержання нерухомого зображення на екрані осцилографа потрібно, щоб період T_p був в ціле число n разів більший за період T_c : $T_p = nT_c$. Крім того, необхідно, щоб розгортка починалась кожного разу в момент часу, який відповідає одній і тій самій фазі сигналу, наприклад, в момент t_0 на рис.3.32. Це означає, що напруги сигналу та розгортки повинні змінюватись у часі синхронно, тобто ці напруги повинні бути синхронізовані між собою.

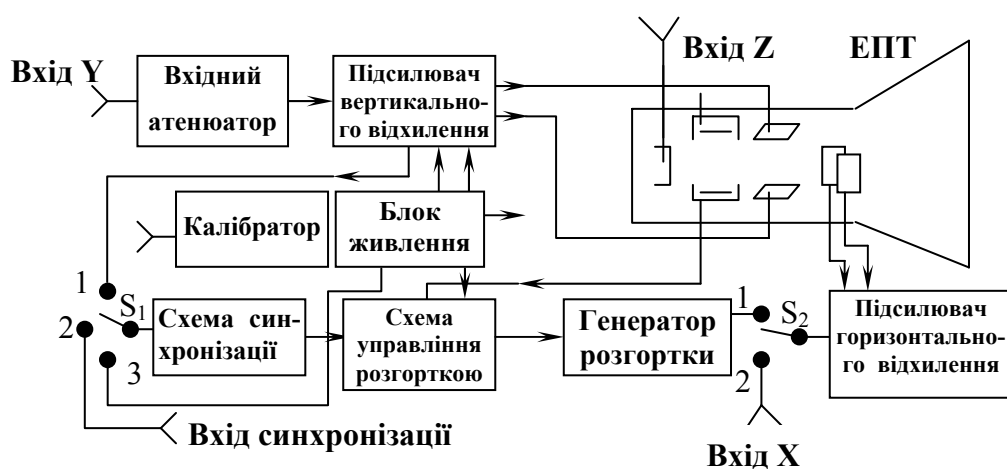


Рисунок 3.33

І ще потрібно, щоб за час зміни напруги u_p від максимального додатного до максимального від'ємного значення пучок електронів (електронний промінь) не потрапляв на екран, інакше буде видна на екрані горизонтальна лінія (під час зворотного ходу променя).

Досліджувана напруга подається на вхід Y каналу вертикального відхилення. За допомогою вхідного атенюатора вхідна напруга зменшується до такого значення, щоб вона могла бути без спотворень підсилена підсилювачем вертикального відхилення, напруга з виходу якого потрапляє на вертикально-відхиляльні пластини. З підсилювача вертикального відхилення в моменти $(t_0+n2\pi)$, де $n = 0, 1, 2, \dots$ (див. рис.3.33) в положенні 1 перемикача S_1 подається короткий імпульс, який запускає схему синхронізації. Сигнал зі схеми синхронізації надходить на вхід схеми управління розгорткою і далі на генератор пилоподібної напруги, через перемикач S_2 в положенні 1 на підсилювач горизонтального відхилення і, нарешті, на горизонтально-відхиляльні пластини ВПТ.

Якщо для запуску схеми синхронізації використовується досліджуваний сигнал (ключ S_1 в положенні 1), то така синхронізація називається внутрі-

шньою, при положенні 2 ключа S_1 синхронізація може бути здійснена зовнішнім сигналом, а в положенні 3 ключа S_1 – напругою мережі живлення.

В положенні 1 перемикача S_2 напруга з генератора, яка змінюється лінійно, надходить на вхід підсилювача горизонтальної напруги і далі на горизонтально-відхиляльні пластини для розгортки у часі досліджуваної напруги. У положенні 2 перемикача S_2 на вхід підсилювача горизонтального відхилення можна подати напругу від іншого джерела, наприклад, для вимірювання частоти за допомогою фігур Ліссажу.

Для контролю за коефіцієнтами вертикального та горизонтального відхилення та їх коректування у багатьох осцилографіях є калібратор – генератор, який виробляє стабільну за амплітудою та частотою напругу.

На вхід Z подаються сигнали, за допомогою яких можна промодулювати досліджувану напругу за яскравістю світіння, тобто накласти “мітки” на досліджуваний сигнал.

Промисловістю випускається велика кількість осцилографів різного призначення та з різноманітними характеристиками. Осцилографи поділяються на універсальні, швидкісні, стробоскопічні, запам’ятовувальні, багатопроменеві, спеціальні. Найбільш розповсюдженими є універсальні.

3.8 Світлопроменевий осцилограф

Світлопроменеві осцилографи являють собою електромеханічні прилади, призначені для реєстрації та спостережень змінних у часі електричних сигналів за допомогою світлового променя. Вони застосовуються для дослідження процесів з верхньою частотою, яка не перевищує 30 кГц. Перевагою цих приладів є простота побудови, можливість реєстрації великого числа (до 36) процесів.

Основними вузлами найбільш розповсюджених світлопроменевих осцилографів є: магнітний блок з осцилографічними гальванометрами (ОГ), оптична система, пристрій розгортки та відмітник часу.

Побудова та принцип дії світлопроменевого осцилографа пояснюється схемою на рис.3.34.

Тонкий промінь світла за допомогою оптичного пристрою від лампочки Л направляє на дзеркальце осцилографічного гальванометра ОГ. Осцилографічний гальванометр являє собою закріплену на розтяжках мініатюрну рухому рамку магнітоелектричного вимірювального механізму, поміщену в металевий немагнітний кожух з полюсними наконечниками з магнітом’якого матеріалу. Звичайно зовнішній діаметр кожуха дорівнює 6 мм. Така конструкція гальванометра з кожухом та ручкою для встановлення в гнізда магнітного блока називається гальванометром–вставкою. Магнітний блок складається з одного спільного для декількох вставок постійного магніту з магнітопроводом з гніздами для вставок. Таким чином, рамка ОГ знаходиться в сильному магнітному полі постійного магніту.

Промінь світла від дзеркальця ОГ, проходячи через призму П, розділяється на два, один з них потрапляє на фотоплівку, яка рухається із швидкістю

V , а другий – спочатку на гранований дзеркальний барабан розгортки РБ, а потім – на матовий екран Е. При протіканні струму i , зв'язаного з досліджуваним процесом, через рамку ОГ, вона відхиляється. Ці відхилення фіксуються на фотоплівці ФП і спостерігаються на екрані Е. Стрічкопротяжний механізм для фотоплівки і дзеркальний барабан приводяться в рух двигуном.

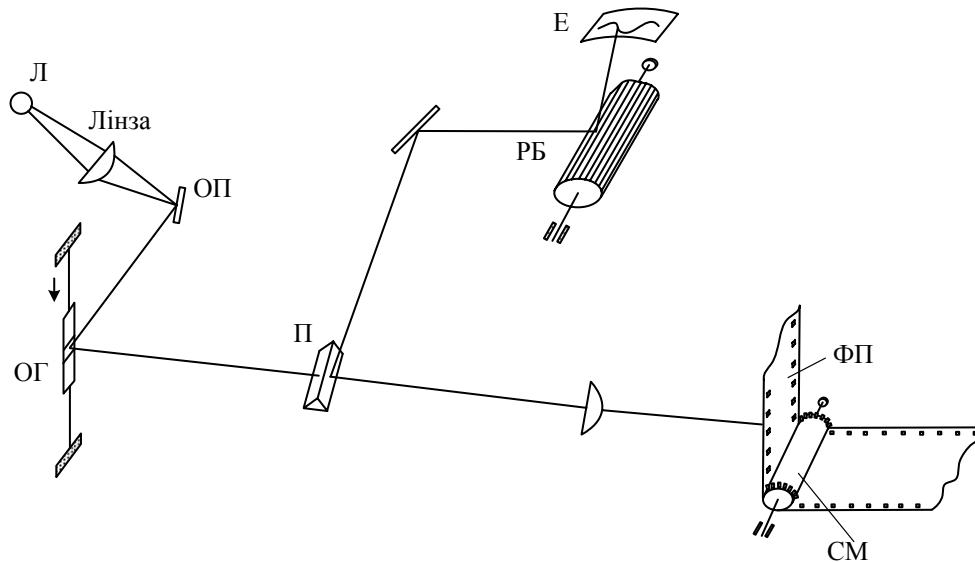


Рисунок 3.34

В деяких світлопроменевих осцилографах екран для спостереження за процесом відсутній. В таких осцилографах здійснюється тільки реєстрація процесів на фотоносії.

Для вибору масштабу часу застосовуються спеціальні відмітники часу, за допомогою яких на носій наносяться мітки через певні інтервали часу. Інтервали між мітками на носіїв залежать від швидкості руху носія V , яка задається двигуном з редуктором. При наявності багатоступеневого редуктора можна вибрати швидкість носія, обертання дзеркального барабана та частоту міток, відповідні частоти досліджуваного сигналу.

В даний час з'явилися світлопроменеві осцилографи, у яких замість ОГ використовуються мініатюрні електронно-променеві трубки. Це дозволяє реєструвати процеси з широким частотним спектром (до 100 кГц). Прикладом такого осцилографа може служити осцилограф типу НО63. У ньому є сім ЕПТ, одна з яких використовується для одержання міток часу. Недолік такого осцилографа – низька чутливість (0,14 мм/В).

Контрольні питання

1. Наведіть узагальнену структурну схему електронного вольтметра постійного струму і поясніть функціональні призначення кожного елемента цієї схеми.
2. Наведіть структурні схеми вольтметрів змінних напруг (детектор-підсилювач і підсилювач-детектор). Наведіть порівняльну характеристику цих схем (за чутливістю і частотним діапазоном).
3. Які детектори застосовуються в амплітудних (пікових) вольтметрах?
4. Наведіть структурну схему і поясніть принцип дії амплітудного вольтметра. За якою структурною схемою реалізовано даний засіб вимірювання?
5. Структурна схема, принцип дії електронного вольтметра діючих значень. Виведіть рівняння перетворення для даного вольтметра.
6. Поясніть суть методу заряду-розряду конденсатора.
7. Структурна схема, принцип дії, часові діаграми роботи електронного конденсаторного частотоміра. Виведіть рівняння перетворення.
8. Структурна схема, принцип дії, часові діаграми роботи електронного фазометра. Виведіть рівняння перетворення для такого фазометра.
9. Наведіть схему моста Уітстона. Виведіть умову рівноваги для мостів постійного і змінного струму.
10. Які мостові схеми застосовують для вимірювання активних опорів? Галузь застосування одинарних і подвійних мостів.
11. Які ви знаєте схеми заміщення конденсатора?
12. Наведіть методику виведення умови рівноваги мостів для вимірювання ємності конденсатора.
13. Наведіть дві схеми вимірювання індуктивності: зрівноваження змінною індуктивністю; зрівноваження змінною ємністю.
14. Структурна схема, принцип дії і галузь застосування автоматичного моста постійного струму.
15. Дві схеми компенсації напруги. Переваги компенсаторів порівняно з іншими засобами вимірювання електричних величин.
16. Структурна схема і принцип дії компенсатора постійного струму.
17. Структурна схема і принцип дії компенсатора змінного струму.
18. Які ви знаєте сучасні підходи до побудови електронних лічильників електричної енергії?
19. Поясніть принцип одержання нерухомого зображення на екрані електронно-променевої трубки.
20. Наведіть структурну схему електронно-променевого осцилографа. Розкрийте призначення кожного блока осцилографа.
21. Який елемент виконує функції розгортки? Покажіть форму сигналу на виході генератора розгортки.
22. Наведіть методику вимірювання тривалості імпульсу, періоду, частоти, різниці фаз, амплітуди за допомогою осцилографа.

23. Наведіть структурну схему і поясніть принцип дії світлопроменевого осцилографа.
24. Який елемент виконує функції розгортки в цьому осцилографі?
25. До якої системи електромеханічних вимірювальних перетворювачів відносять осцилографічний гальванометр?
26. Які переваги і недоліки світлопроменевого осцилографа порівняно з електронно-променевим?

Розділ IV ЦИФРОВІ ВИМІРЮВАЛЬНІ ПРИЛАДИ

Цифровими називаються такі вимірювальні прилади, в яких вимірювана величина автоматично в результаті квантування, дискретизації, порівняння, цифрового кодування і відповідних обчислень постає у вигляді коду.

4.1 Квантування і дискретизація.

Похибки цифрових вимірювальних приладів

Принцип роботи цифрових вимірювальних приладів (ЦВП) засновано на дискретному відображенні неперервних величин. Неперервна величина $X(t)$ - це величина, яка може мати в заданому діапазоні D нескінченно велике число значень в інтервалі часу t при нескінченно великому числі моментів часу (рис.4.1, а). Величина може бути неперервною або за значенням, або у часі.

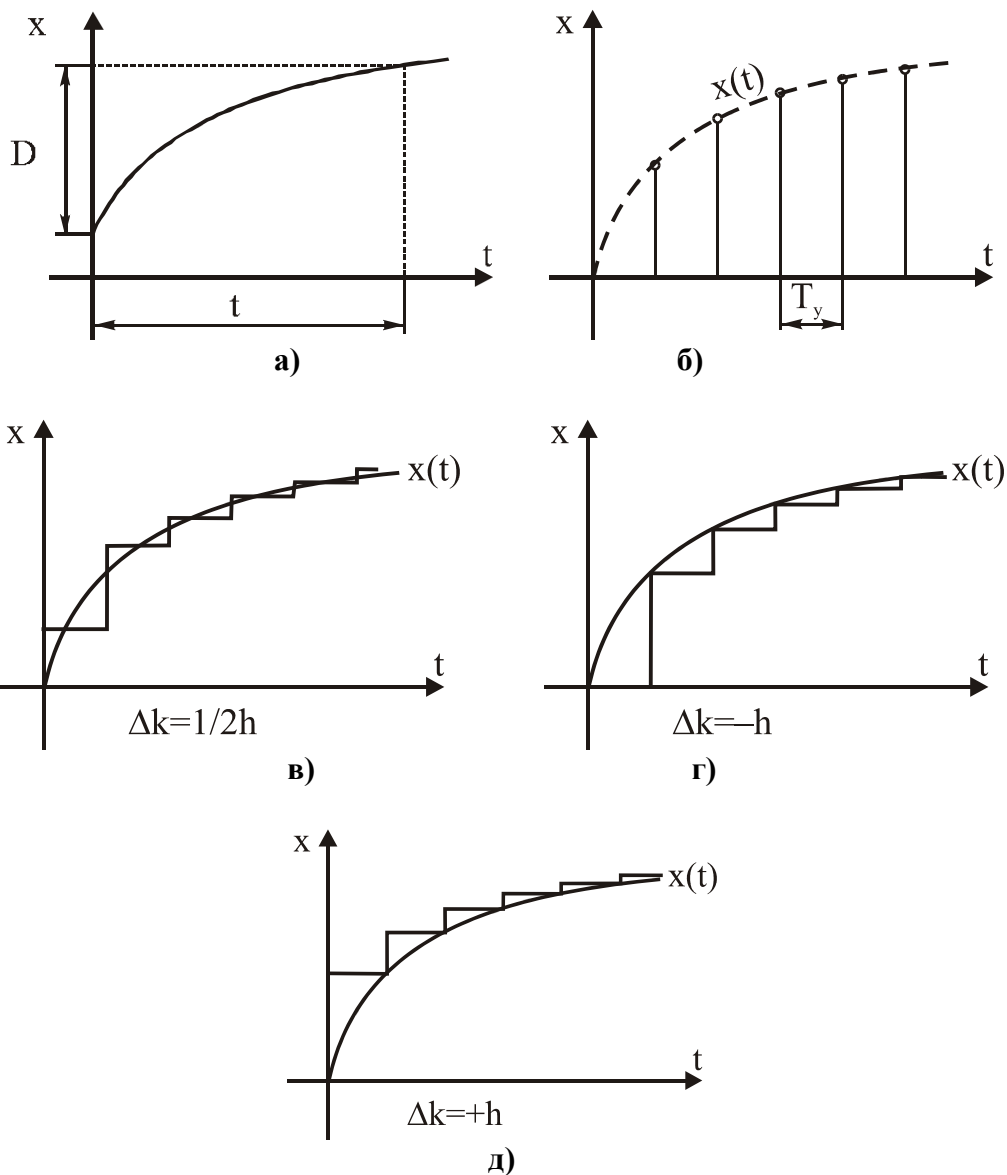


Рисунок 4.1

Величина, неперервна за значенням і перервна у часі, називається дискретизованою (рис.4.1, б). Значення дискретизованої величини відрізняється від нуля тільки в певні моменти часу.

Процес перетворення неперервної у часі величини в дискретизовану шляхом збереження її миттєвих значень тільки в детерміновані моменти часу t_1, t_2, \dots, t_n називається дискретизацією.

Кроком дискретизації T_d називається проміжок часу між двома сусідніми миттєвими значеннями сигналу.

Величина, неперервна в часі і перервна за значенням, називається квантованою (рис.4.1, в).

Вимірювальне перетворення аналогової величини у ступінчасто-змінювану із заданими розмірами квантів називається квантуванням.

Кроком квантування h називається різниця між двома сусідніми заданими значеннями квантованої величини. Крок квантування може бути змінним або постійним.

Неперервна величина може бути дискретизованою в часі і квантованою за значенням (рис.4.1, г, д). Аналогова величина $X(t)$ після квантування за рівнем і дискретизацією у часі в ЦВП обмежується кількістю значень цифрового відлікового пристрою. Як наслідок, у результаті квантування і дискретизації втрачається інформація, що є причиною виникнення похибок квантування і дискретизації.

Основні похибки цифрових вимірювальних приладів складаються з похибки квантування ΔX_k , дискретизації ΔX_d і інструментальної ΔX_i :

$$\Delta X_{\text{ЦВП}} = f(\Delta X_k, \Delta X_d, \Delta X_i). \quad (4.1)$$

Похибка квантування ΔX_k - це методична похибка, що виникає через обмежене число рівнів квантування h внаслідок заміни неперервної величини квантованою:

$$\Delta X_k = \frac{1}{2} h. \quad (4.2)$$

Похибка ΔX_k належить до статичних. У процесі вимірювання фізичної величини виникає і динамічна похибка, що дорівнює різниці між вихідним кодом приладу і дійсним значенням вимірюваної величини в момент часу, який розглядається (за умови, що статична похибка дорівнює нулю). Динамічна похибка, зумовлена обмеженим часом вимірювання $T_{\text{вим}} = T_d$, протягом якого вимірювана величина може значно змінюватися.

Динамічна похибка – це похибка, що виникає внаслідок зміни вимірюваної величини під час вимірювань:

$$\Delta X_d = \frac{1}{2} T_d \frac{dX}{dt}, \quad (4.3)$$

де T_d - крок дискретизації; $\frac{dX}{dt}$ - швидкість зміни вихідної величини.

З цього виразу випливає, що динамічна похибка обмежує швидкість зміни вимірюваної величини.

Похибки, пов'язані або викликані порогом чутливості пристрою порівняння або його нестабільністю, похибки від впливу завад на елементи цифрових вимірювальних приладів складають інструментальні похибки ΔX_i .

4.2 Класифікація цифрових вимірювальних приладів

Узагальнена структурна схема ЦВП (рис.4.2) складається з вимірювального перетворювача вхідної електричної величини X у вихідну електричну величину X_i , достатню для надійної роботи аналого-цифрового перетворювача А/D, перетворювачів код-код D/D і цифрового відлікового пристрою ВП.

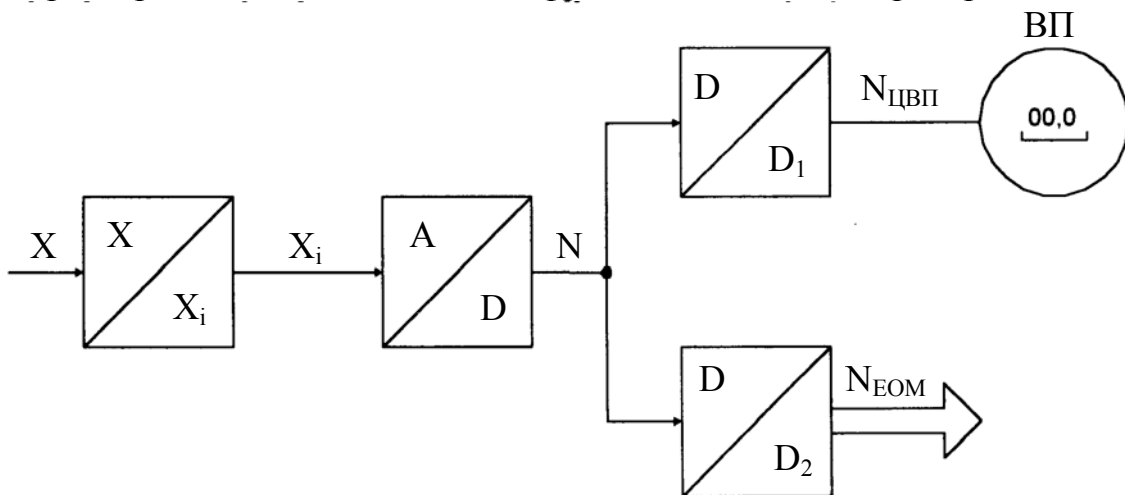


Рисунок 4.2

Аналого-цифровий перетворювач (АЦП) перетворює аналогову (вимірювану) величину в цифровий двійковий код, а ВП відображає це значення в десятковій системі числення.

Аналого-цифрові перетворювачі - не тільки складова частина ЦВП, вони можуть і самостійно використовуватись у вимірювальних, інформаційних, керувальних та інших системах. АЦП випускаються промисловістю як автономні пристрої, котрі на відміну від ЦВП не мають цифрового відлікового пристрою; вони формують на виході тільки двійковий код. Порівняно з цифровими вимірювальними приладами АЦП виконуються більш швидкодійними, але менш точними, найчастіше вони мають один діапазон для однієї вимірюваної величини.

Крім АЦП до цифрових перетворювачів відносяться цифро-аналогові перетворювачі ЦАП, які призначені для перетворення двійкового коду в аналогову квантовану величину. Такі перетворювачі застосовуються не лише як вузол ЦВП і АЦП, а й як автономні пристрої.

Необхідність перетворювачів код-код D/D пояснюється тим, що код, потрібний для роботи цифрового відлікового пристрою, може не відповідати ви-

хідному коду A/D . На виході A/D найчастіше формується двійковий код, а оператору для сприйняття найбільш зручний десятковий. У цьому зв'язку перетворювач код-код D/D_1 перетворює двійковий код N на двійково-десятковий $N_{\text{ЦВП}}$, який потім подається на цифровому відліковому пристрої у десятковій системі числення. Другий перетворювач код-код D/D_2 необхідний для уніфікації коду і подальшого спрощення з персональними комп'ютерами.

Класифікація ЦВП аналогічна класифікації методів прямих вимірювань, які поділяються на методи зіставлення і зрівноважування.

Відповідно, залежно від методу вимірювання, який реалізується, ЦВП поділяються на прилади зіставлення і зрівноважування. Структурні схеми ЦВП зіставлення розімкнені, а ЦВП зрівноважування - замкнені.

Структурна схема ЦВП розімкненого типу містить ряд послідовно ввімкнених вимірювальних перетворювачів, кожний з яких може бути охоплений власним зворотним зв'язком.

Характерною особливістю структури таких вимірювальних пристроїв є відсутність загального зворотного зв'язку з виходу на вхід. Засоби вимірювання цього типу характеризуються більш високою швидкістю і більшою похибкою порівняно з ЦВП зрівноважування.

Характерною рисою структури замкненого типу є наявність загального зворотного зв'язку з виходу на вхід, тобто вхідна величина у процесі перетворення зрівноважується вихідною величиною. Цифрові прилади зрівноважування поділяються на прилади слідкувального і розгортального зрівноважування.

У цифрових слідкувальних приладах компенсувальна величина постійно слідкує за змінами вхідної величини.

У цифрових приладах розгортального зрівноважування компенсувальна величина змінюється примусово циклами, які повторюються за раніше заданою програмою в бік збільшення чи зменшення керувальним автоматом і мірою. В свою чергу ЦВП розгортального зрівноваження реалізують алгоритми послідовного наближення або порозрядного зрівноваження.

В інформаційно-вимірювальній техніці переважного значення набув розвиток засобів вимірювань електричних величин (напруги, частоти, різниці фаз, параметрів електричних кіл), оскільки більшість фізичних величин у процесі вимірювання перетворюються на електричні, як найбільш зручні для передавання, порівняння, відтворення і вимірювання. Отже, за видом вхідної (вимірюваної) величини ЦВП поділяються на цифрові частотоміри, фазометри, вольтметри та вимірювачі параметрів електричних кіл. Якщо X є аналоговою величиною, зручною для квантування, тобто інтервалом часу T_X , частотою f_X , фазою φ_X , або напругою U_X , то застосовують розімкнену схему цифрового приладу зіставлення з перетворювачем T_X -код, f_X - код, φ_X - код або U_X - код.

4.3 Цифровий частотомір середніх значень

Частота f періодичного сигналу - це фізична величина, значення якої визначають кількістю коливань в одиницю часу.

Принцип дії цифрового частотоміра середніх значень засновано на підрахунку кількості імпульсів невідомої частоти f_x за зразковий часовий інтервал t_0 , який формується зразковою мірою часу.

Структурну схему цифрового частотоміра середніх значень наведено на рис.4.3, а часові діаграми його роботи – на рис.4.4.

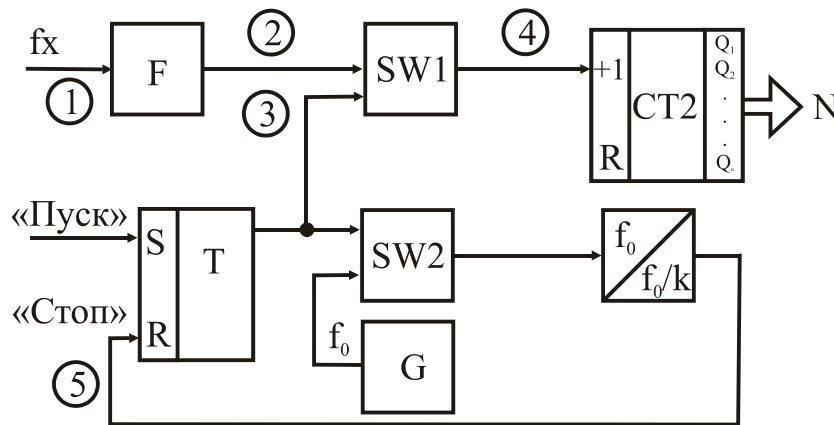


Рисунок 4.3

Структурна схема частотоміра містить такі основні блоки. Зразкову міру часу ЗМЧ (Т – RS – тригер, SW2 – схема збігу, G – генератор зразкової частоти, ПЧ – подільник частоти, що формує зразковий часовий інтервал t_0).

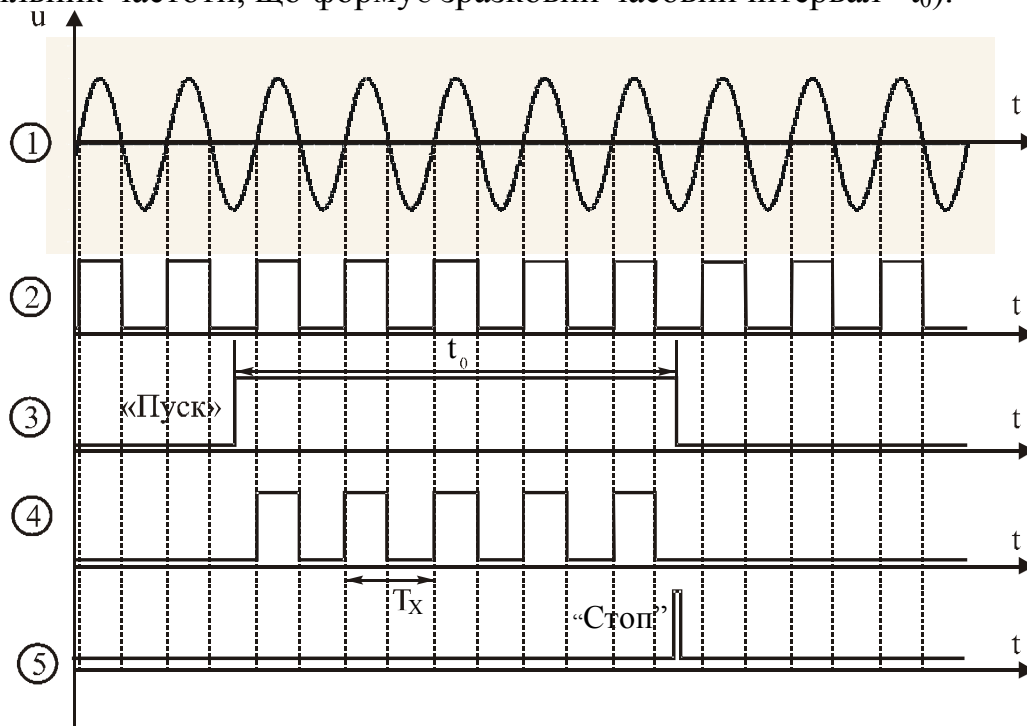


Рисунок 4.4

А також вона містить двійковий лічильник СТ2, який підраховує кількість імпульсів невідомої частоти f_x за зразковий інтервал часу t_0 , схема збігу SW1, де здійснюється квантування зразкового часового інтервалу імпульсами невідомої частоти, формувач імпульсів F, який із вхідних синусоїдних сигналів формує прямокутні імпульси, калібровані за амплітудою і тривалістю.

За командою "Пуск" тригер Т приймає стан логічної одиниці і таким чином відкриває схеми збігу SW1 і SW2. Імпульси, які проходять із частотою f_x через формувач F і відкриту схему SW1, надходять на вхід двійкового лічильника СТ2, який здійснює їх підрахунок. В цей самий момент часу через відкриту схему SW2 імпульси f_0 із виходу генератора G зразкової частоти надходять на вхід подільника частоти, коефіцієнт ділення якого розраховують з урахуванням забезпечення потрібного часового інтервалу t_0 . Після закінчення зразкового часового інтервалу заднім фронтом імпульсу t_0 тригер Т встановлюється у стан логічного нуля, схеми збігу SW1 і SW2 закриваються і в лічильнику СТ2 фіксується код N. Кількість імпульсів невідомої частоти, які підраховує двійковий лічильник за час t_0 , визначається так:

$$N_i = \int_{t_1}^{t_2} T_x dt = \frac{t_0}{T_x} = t_0 f_x, \quad (4.4)$$

де t_1, t_2 - моменти часу початку та закінчення зразкового часового інтервалу.

Зразковий часовий інтервал формується в подільнику частоти і визначається як

$$t_0 = k T_0, \quad (4.5)$$

де k - коефіцієнт ділення подільника частоти; T_0 - період імпульсів зразкової частоти f_0 .

Тоді остаточне рівняння перетворення цифрового частотоміра середніх значень матиме вигляд:

$$N_F = k T_0 f_x = \frac{k f_x}{f_0}. \quad (4.6)$$

Подане співвідношення є рівнянням перетворювання частотоміра, оскільки воно характеризує, яким чином пов'язані між собою вихідна N_F і вхідна f_x величини. Статична характеристика цифрового частотоміра середніх значень лінійна (рис.4.5).

У цифровому вимірювальному приладі за умови постійної абсолютної похибки в діапазоні зміни вимірюваної величини межа допуску основної похибки нормується у вигляді максимальної зведеної похибки

$$\delta = \frac{\Delta}{X_H} 100\% = \frac{1}{N} 100\%. \quad (4.7)$$

З урахуванням цього, рівняння похибки квантування цифрового частотоміра середніх значень подамо у вигляді

$$\delta_{kF} = \frac{1}{N_F} 100\% = \frac{f_0}{k f_x} 100\%. \quad (4.8)$$

Аналіз наведеного рівняння показує, що похибка квантування суттєво залежить від вимірюваної величини (рис.4.6). Під час вимірювання низьких частот похибка велика, і тому область застосування таких частотомірів – вимірювання середніх частот (>1000 Гц). Крім того, похибка квантування залежить також від величини зразкового часового інтервалу, який визначається коефіцієнтом k подільника частоти. Похибка квантування зменшується при збільшенні зразкового часового інтервалу t_0 . Однак, збільшення t_0 приводить до зростання часу вимірювання, а, отже, до зниження швидкодії. Оскільки δ_k зменшується при збільшенні f_x , то такі частотоміри ефективні в області середніх і високих частот (від одиниць кілогерц до десятків мегагерц).

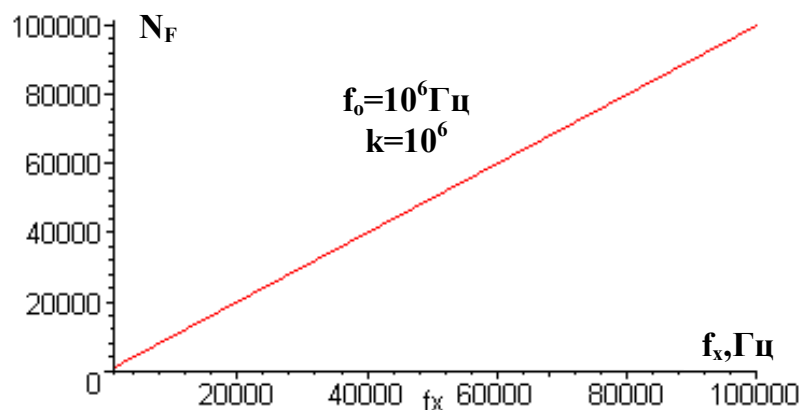


Рисунок 4.5

Другою складовою похибки вимірювання частоти є похибка зразкової міри часу $\delta_{змч}$, яка зумовлена неточністю первинного встановлення значення t_0 і його наступними часовими та температурними змінами.

Визначимо нижню межу вимірювання $f_{x \min}$. Для цього задамося нормованим значенням похибки квантування $\delta_k = \delta_{кн}$:

$$\delta_{кн} = \frac{100\% f_0}{k f_{x \min}} \Rightarrow f_{x \min} = \frac{f_0}{k \delta_{кн}} 100\%. \quad (4.9)$$

Знайдемо верхню межу вимірювання частотоміра середніх значень. Ця характеристика обмежена ємністю двійкового лічильника:

$$N_{\max} = 2^n,$$

де n – розрядність двійкового лічильника.

Підставимо N_{\max} в рівняння перетворення частотоміра і отримаємо рівняння для визначення верхньої межі вимірювання

$$f_{x \max} = \frac{2^n f_0}{k}. \quad (4.10)$$

Цифрові частотоміри цього типу вимірюють за час t_0 середнє значення частоти f_x . Тому їх називають частотомірами середніх значень.

В області низьких і інфранизьких частот більш ефективні частотоміри, які базуються на квантуванні вимірюваного періоду.

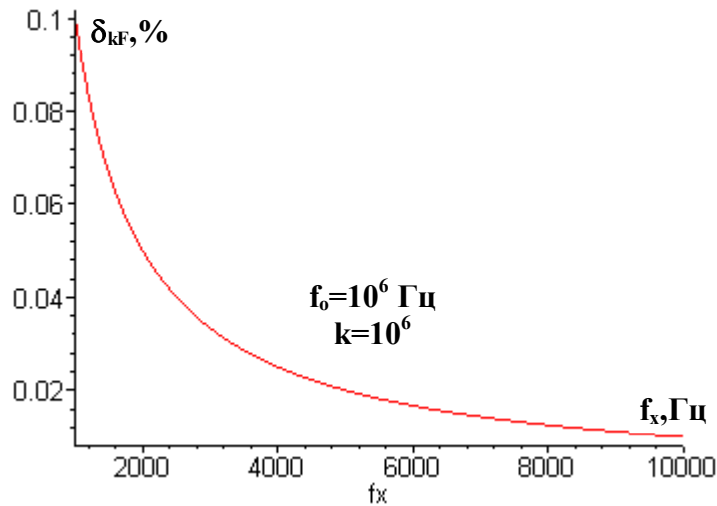


Рисунок 4.6

4.4 Цифровий періодомір (частотомір миттєвих значень)

У частотно-вимірювальній техніці основною характеристикою періодичного сигналу є період.

Періодом T періодичного сигналу називається найменший інтервал часу, через який регулярно послідовно повторюється довільно вибране миттєве значення періодичного сигналу $u(t)$. З математичної точки зору це інтерпретується так : період T - це найменший інтервал часу, що відповідає рівнянню $u(t+iT)=u(t)$, де i - будь-яке ціле число.

Принцип дії цифрового періодоміра заснований на квантуванні невідомого періоду сигналу T_x імпульсами зразкової частоти f_0 , що їх формує зразкова міра частоти (ЗМЧ).

Структурна схема цифрового періодоміра наведена на рис.4.7, а часові діаграми, що пояснюють принцип його роботи, наведені на рис.4.8.

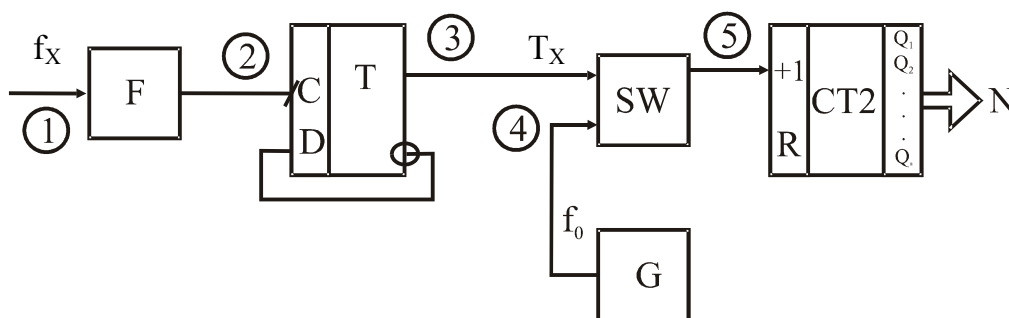


Рисунок 4.7

Основними елементами приведеної структури є формувач F , пристрій виділення періоду ПВП, генератор зразкової частоти G , схема збігу SW , двійковий лічильник $CT2$, перетворювач коду N_T/N_f і цифровий відліковий пристрій. Калібровані за амплітудою і тривалістю імпульси з виходу формувача F

надходять на вхід пристрою виділення періоду. ПВП являє собою лічильний тригер Т, на прямому виході якого з імпульсів із частотою f_x формується період T_x , що вимірюється. Період T_x у схемі збігу SW квантується імпульсами зразкової частоти f_0 . Протягом кожного періоду T_x схема SW відкрита. Імпульси f_0 із виходу генератора G через відкриту схему SW надходять на вхід лічильника СТ2. У лічильнику після закінчення кожного періоду T_x формується код

$$N_T = \int_{t_1}^{t_2} T_0 dt = \frac{T_x}{T_0} = T_x f_0 = \frac{f_0}{f_x}. \quad (4.11)$$

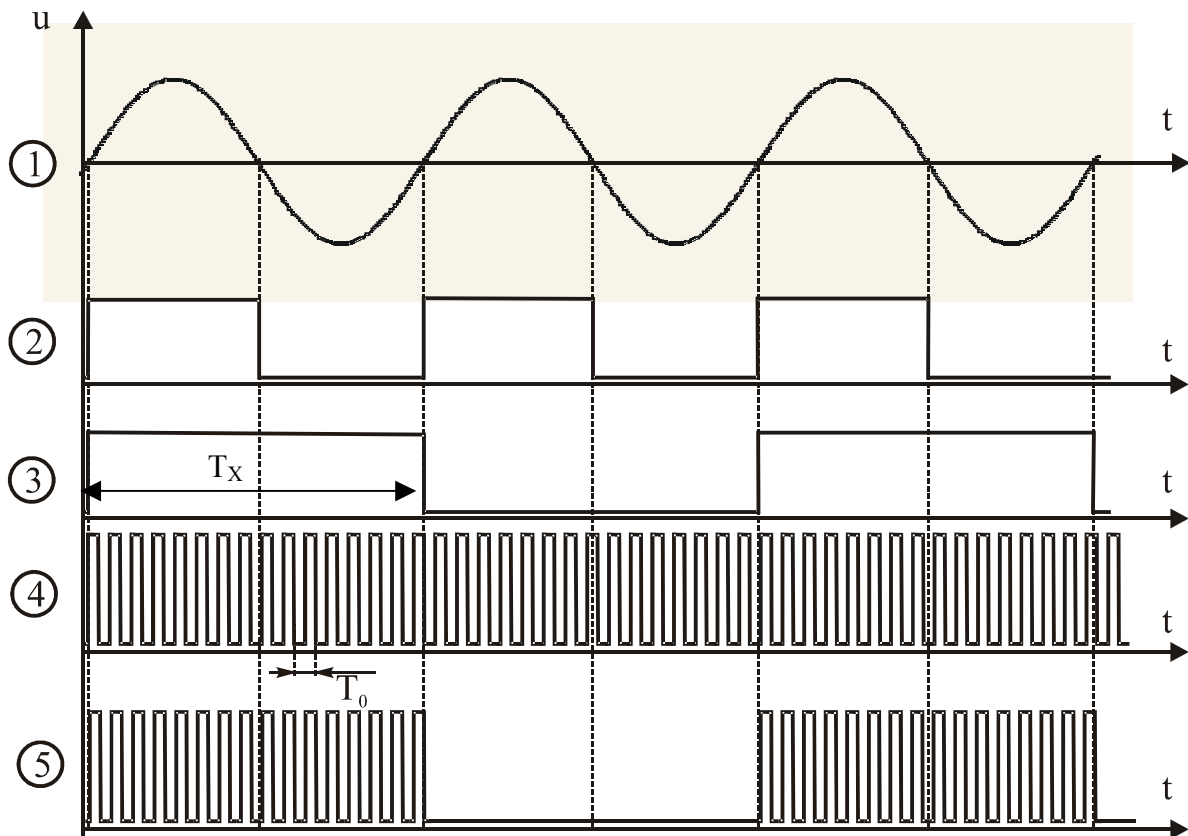


Рисунок 4.8

Останнє співвідношення є рівнянням перетворення цифрового періодоміра (цифрового частотоміра миттєвих значень), графічне подання (статична характеристика) якого наведено на рис.4.9.

Значення похибки квантування цифрового періодоміра визначається так

$$\delta_{кр} = \frac{1}{N} 100\% = \frac{1}{T_x f_0} 100\% = \frac{f_x}{f_0} 100\%. \quad (4.12)$$

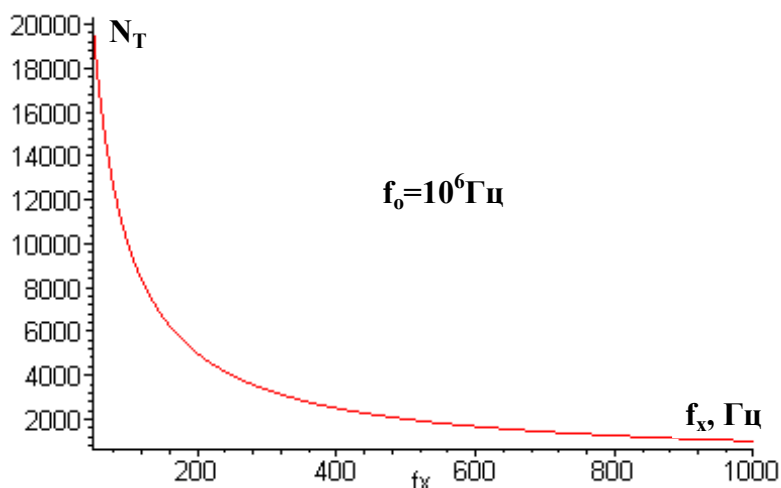


Рисунок 4.9

Аналіз рівняння похибки квантування (рис.4.10) показує, що можливим шляхом зменшення $\delta_{кТ}$ є збільшення частоти квантування f_0 і вимірюваної величини T_x .

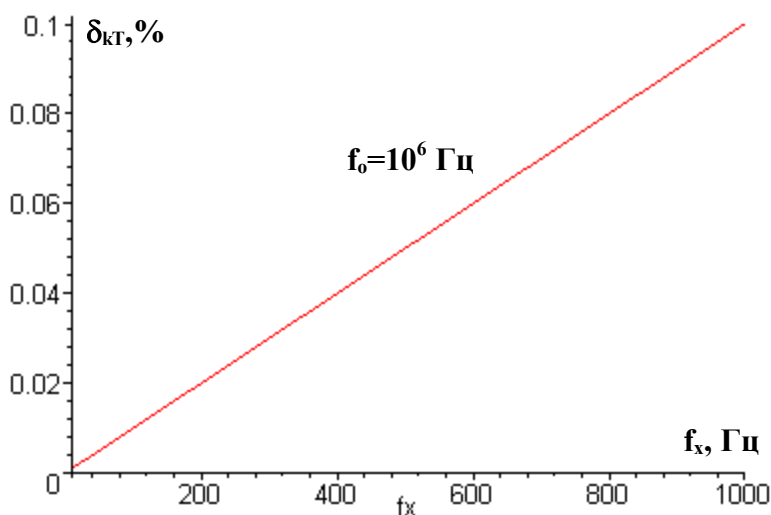


Рисунок 4.10

Збільшення частоти f_0 обмежене швидкодією елементної бази, на якій реалізується частотомір. Тому для зменшення цієї складової похибки для фіксованих T_0 і T_x квантують не один, а декілька періодів невідомої частоти.

Крім похибки квантування в частотомірі миттєвих значень виникає похибка $\delta_{змч}$, яка зумовлена неточністю первинного встановлення частоти генератора G , її часовою і температурною нестабільностями, а також похибкою виділення періоду.

Доповнивши структуру періодоміра перетворювачем N_T/N_f , в якому виконується операція $1/T_x$, одержують схему цифрового частотоміра миттєвих значень.

Знайдемо нижню і верхню межі вимірювань. Нижня межа вимірювань

обмежена максимальною ємністю двійкового лічильника і визначається

$$N_{\max} = \frac{f_0}{f_x} \Rightarrow 2^n = \frac{f_0}{f_{x \min}} \Rightarrow f_{x \min} = \frac{f_0}{2^n}. \quad (4.13)$$

Для визначення верхньої межі вимірювання задамося нормованим значенням похибки квантування $\delta_k = \delta_{\text{кн}}$ і знайдемо $f_{x \max}$:

$$\delta_{\text{кн}} = \frac{f_{x \max}}{f_0} 100\% \Rightarrow f_{x \max} = \frac{\delta_{\text{кн}} f_0}{100\%}. \quad (4.14)$$

Галузь застосування цифрового частотоміра миттєвих значень – вимірювання низьких та інфранизьких частот (до одиниць кілогерц).

4.5 Цифровий фазометр миттєвих значень

Принцип дії цифрових фазометрів заснований на перетворенні різниці фаз двох електричних сигналів однакової частоти у часовий інтервал t_x із наступним його квантуванням імпульсами зразкової частоти f_0 .

Структурну схему цифрового фазометра миттєвих значень наведено на рис.4.11, часові діаграми його роботи - на рис.4.12.

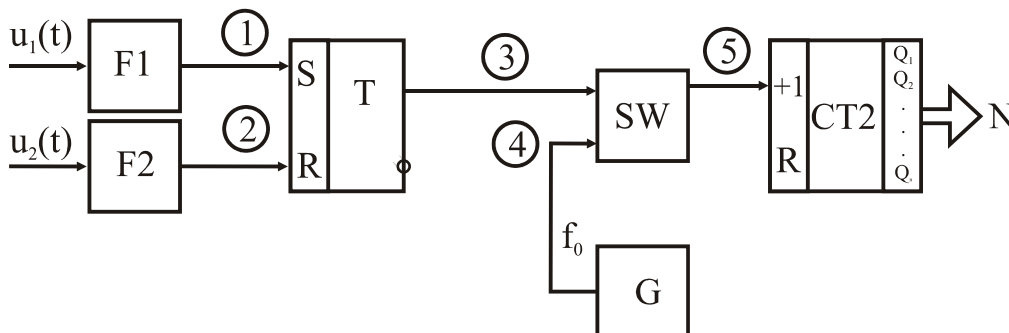


Рисунок 4.11

Основними елементами фазометра є два формувачі F_1 і F_2 , RS - тригер, схема збігу SW, генератор G, двійковий лічильник CT2 і цифровий відліковий пристрій. Перетворення різниці фаз двох електричних сигналів $u_1(t)$ і $u_2(t)$ із частотою f_x у часовий інтервал t_x здійснюють відповідні формувачі F_1 , F_2 і RS-тригер. Квантування часового інтервалу t_x імпульсами зразкової частоти f_0 відбувається за допомогою схеми збігу SW.

У момент переходу напруги $u_1(t)$ через рівень нуля на виході формувача F_1 формується короткий імпульс, що встановлює тригер T в стан логічної одиниці. Цим рівнем відкривається схема SW, і імпульси зразкової частоти f_0 із виходу генератора G через відкриту схему SW надходять на CT2. У лічильнику CT2 відбувається підрахунок імпульсів f_0 .

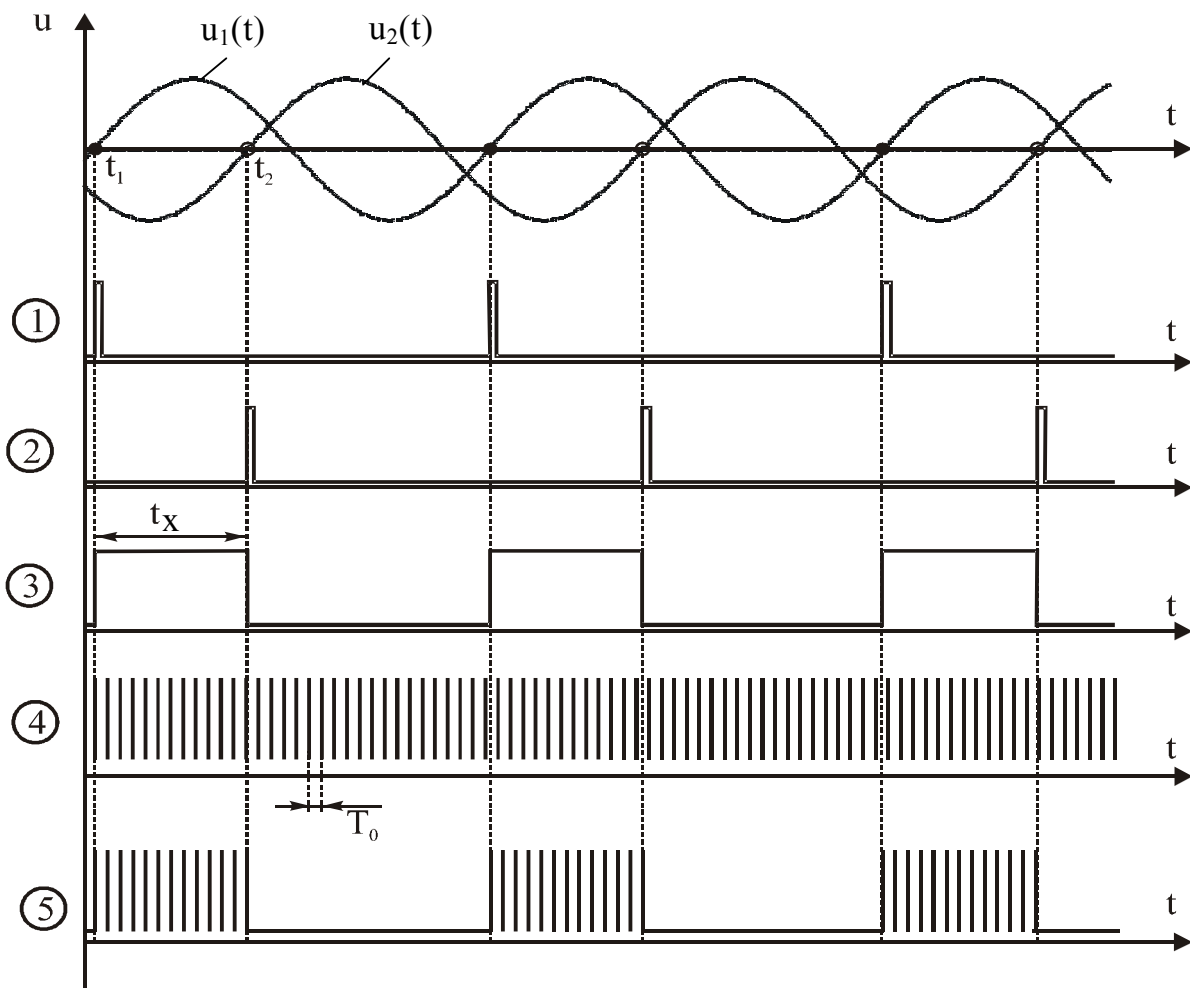


Рисунок 4.12

Цей процес відбувається доти, поки напруга $u_2(t)$ не перейде рівень нуля. В момент переходу $u_2(t)$ через нульовий рівень на виході формувача F_2 формується короткий імпульс, що встановлює тригер T в стан логічного нуля. Цим рівнем закривається схема SW , і припиняється надходження імпульсів із частотою f_0 на вхід лічильника $CT2$. Кількість імпульсів із частотою f_0 , що надійшли до лічильника $CT2$ за часовий інтервал t_x , визначається як

$$N_{\text{фм}} = \int_{t_1}^{t_2} T_0 dt = \frac{t_x}{T_0} = t_x f_0. \quad (4.15)$$

Оскільки різниця фаз φ_x , що вимірюється, є різницею початкових фаз напруг $u_1(t)$ і $u_2(t)$

$$\varphi_x = \varphi_2 - \varphi_1 = \omega t_2 - \omega t_1 = \omega t_x = 2\pi f_x t_x, \quad (4.16)$$

то рівняння перетворення цифрового фазометра миттєвих значень матиме вигляд (статична характеристика наведена на рис.4.13)

$$N_{\text{фм}} = t_x f_0 = \frac{1}{2\pi} \frac{f_0}{f_x} \varphi_x. \quad (4.17)$$

Рівняння похибки квантування цифрового фазометра миттєвих значень подається співвідношенням

$$\delta_{\text{фМ}} = \frac{1}{N_{\text{фМ}}} 100\% = \frac{2\pi f_x}{\varphi_x f_0} 100\%. \quad (4.18)$$

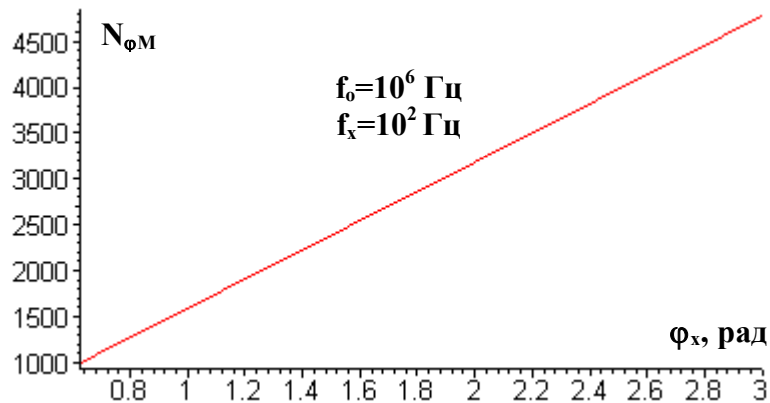


Рисунок 4.13

Аналіз рівняння похибки квантування (рис.4.14) показує, що результати вимірювань залежать від частоти вхідних сигналів f_x при постійних $f_0 = \text{const}$ та $\varphi_x = \text{const}$.

Для усунення цього недоліку застосовують усереднення вимірюваних інтервалів t_x протягом часу вимірювання t_B .

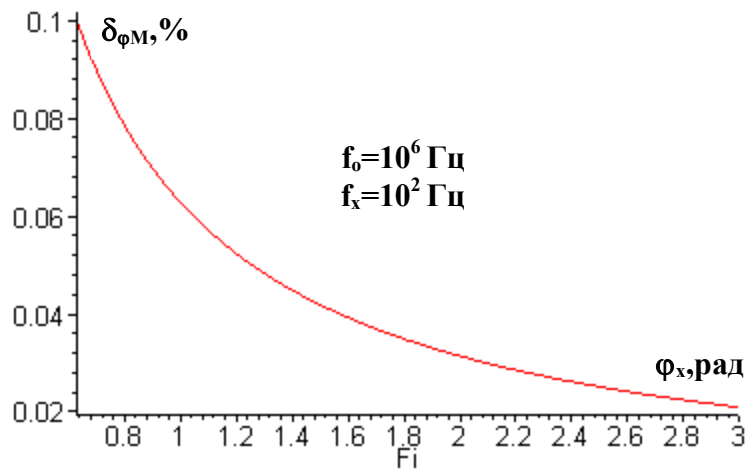


Рисунок 4.14

4.6 Цифровий вольтметр час-імпульсного перетворення

Принцип дії заснований на перетворенні вимірюваної напруги U_x в часовий інтервал t_x , із наступним його квантуванням імпульсами зразкової частоти f_0 .

Структурна схема цифрового вольтметра час-імпульсного перетворення наведена на рис.4.15, часові діаграми його роботи подані на рис.4.16.

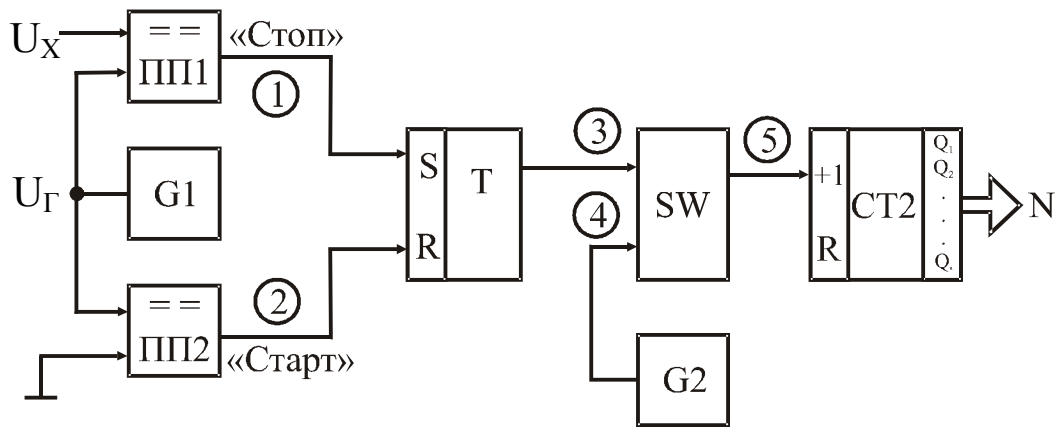


Рисунок 4.15

Основним елементом цього вольтметра є перетворювач вимірюваної напруги U_x у часовий інтервал t_x , який реалізований на двох компараторах ПП1 і ПП2, генераторі G1 лінійно змінюваної напруги U_r і RS-тригері T. Квантування часового інтервалу t_x імпульсами зразкової частоти f_0 , які формуються на виході генератора G2, здійснюється у схемі збігу SW.

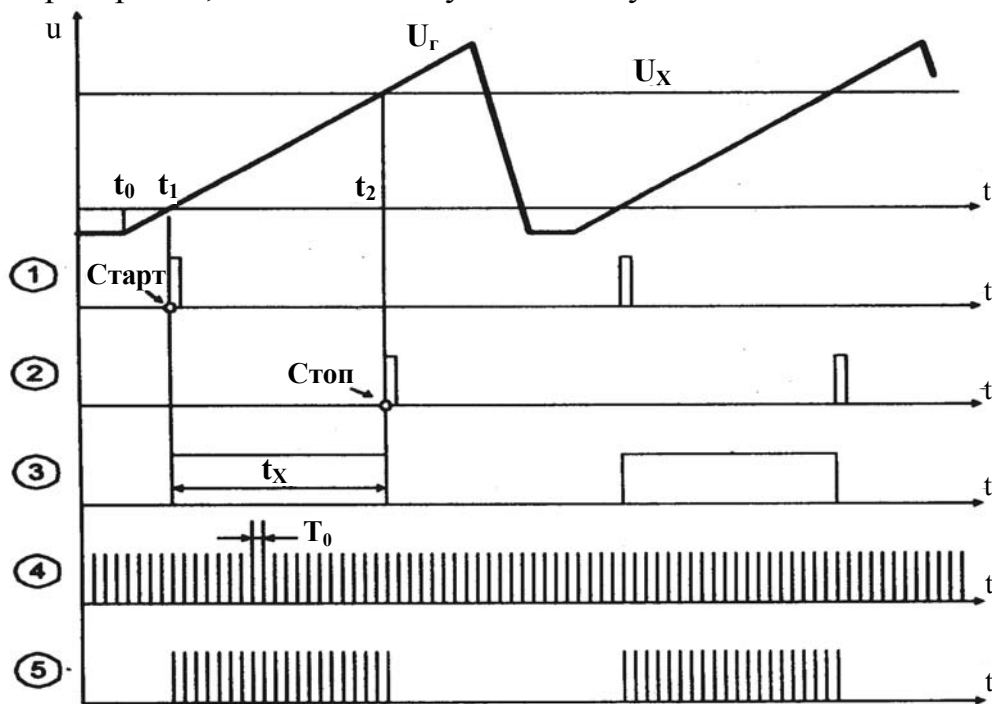


Рисунок 4.16

Двійковий лічильник CT2 підраховує кількість імпульсів f_0 за час t_x . Результат вимірювання відображається на цифровому відліковому пристрої. У момент часу t_0 сигналом «Пуск» запускається генератор G1 напруги, яка змінюється лінійно. Напруга U_r з виходу генератора G1 одночасно подається на входи компараторів ПП1 і ПП2, які по черзі спрацьовують у моменти часу t_1 і t_2 .

При переході напруги U_r через рівень нуля (момент часу t_1) спрацьовує

компаратор ПП2, і на його виході формується імпульс «Старт», що по S-входу встановлює в одиничний стан тригер Т. Рівнем логічної одиниці відкривається схема SW, і імпульси зразкової частоти f_0 із виходу генератора G2 надходять на вхід лічильника СТ2. Напруга U_r на виході генератора G1 зростає, поки не стане рівною U_x . Момент рівності $U_r = U_x$ (момент часу t_2) фіксує компаратор ПП1 і на своєму виході формує сигнал «Стоп». Сигнал «Стоп» на R - вході встановлює тригер Т в нульовий стан і закриває схему SW. На цьому процес вимірювання U_x закінчується. Таким чином, на виході тригера Т формується часовий інтервал t_x , пропорційний вимірюваній напрузі U_x , який квантується імпульсами зразкової частоти f_0 з виходу G2. Кількість імпульсів із частотою f_0 , що надходять на лічильник СТ2 за час t_x , визначається так:

$$N_v = \int_{t_1}^{t_2} t_x dt = \frac{t_x}{T_0} = t_x f_0. \quad (4.19)$$

Оскільки $t_x = k \cdot U_x$ (k -коефіцієнт пропорційності, що залежить від крутизни лінійно змінюваної напруги), то рівняння перетворення $N_v = f(U_x)$ цифрового вольтметра (рис.4.17) набуває вигляду

$$N_v = k U_x f_0, \quad (4.20)$$

а рівняння похибки квантування подається співвідношенням

$$\delta_{kv} = \frac{1}{N_v} 100\% = \frac{1}{k U_x f_0} 100\%. \quad (4.21)$$

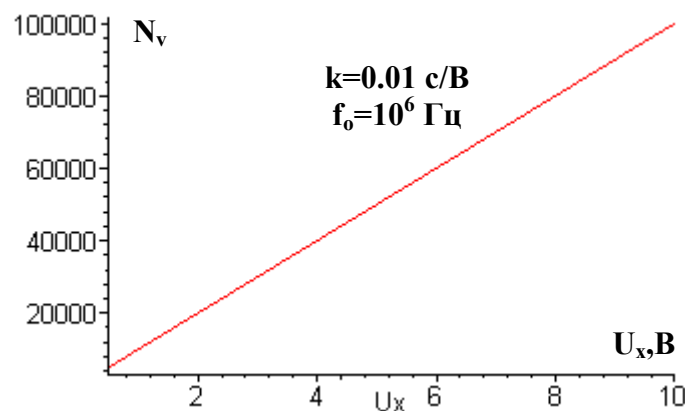


Рисунок 4.17

Залежність похибки квантування від вимірюваної напруги наведена на рис.4.18.

Крім того, похибка таких засобів вимірювань в основному зумовлена нелінійністю та нестабільністю лінійно змінюваної напруги U_r , нестабільністю порогу чутливості компаратора і нестабільністю частоти зразкового генератора.

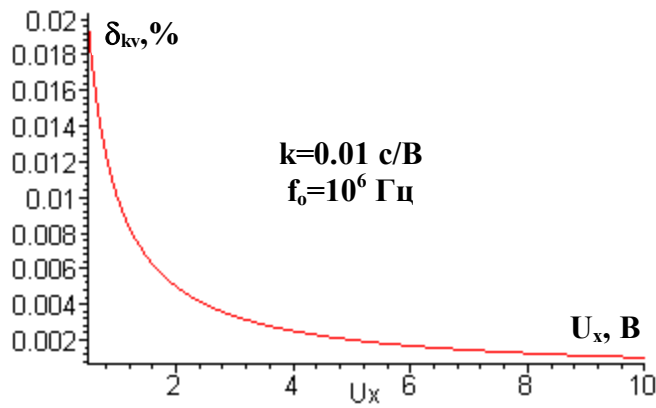


Рисунок 4.18

Суттєвим недоліком цифрового вольтметра час-імпульсного перетворення є низька завадостійкість. Для підвищення завадостійкості застосовують аналогове та цифрове інтегрування.

4.7 Цифровий вольтметр послідовного наближення

Суть алгоритму послідовного наближення полягає у зрівноваженні вимірюваної напруги U_x компенсувальною напругою U_k , яка змінюється рівномірними ступенями. Даний алгоритм називають ще «молодшими розрядами вперед».

Відлік результату вимірювання здійснюється в момент рівності (із заданою точністю) цих величин. Для циклічного одержання вимірюваної інформації необхідно повторювати вимірювальний цикл. На рис.4.19 наведено структурну схему цифрового вольтметра послідовного наближення, а часові діаграми його роботи - на рис.4.20.

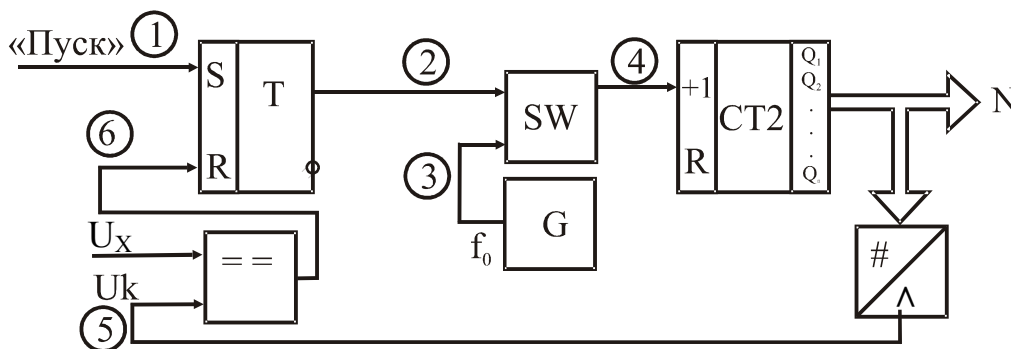


Рисунок 4.19

Основними елементами приладу є компаратор ПП, RS-тригер Т, схема збігу SW, генератор зразкової частоти G, двійковий лічильник СТ2, цифро-аналоговий перетворювач ЦАП і цифровий відліковий пристрій.

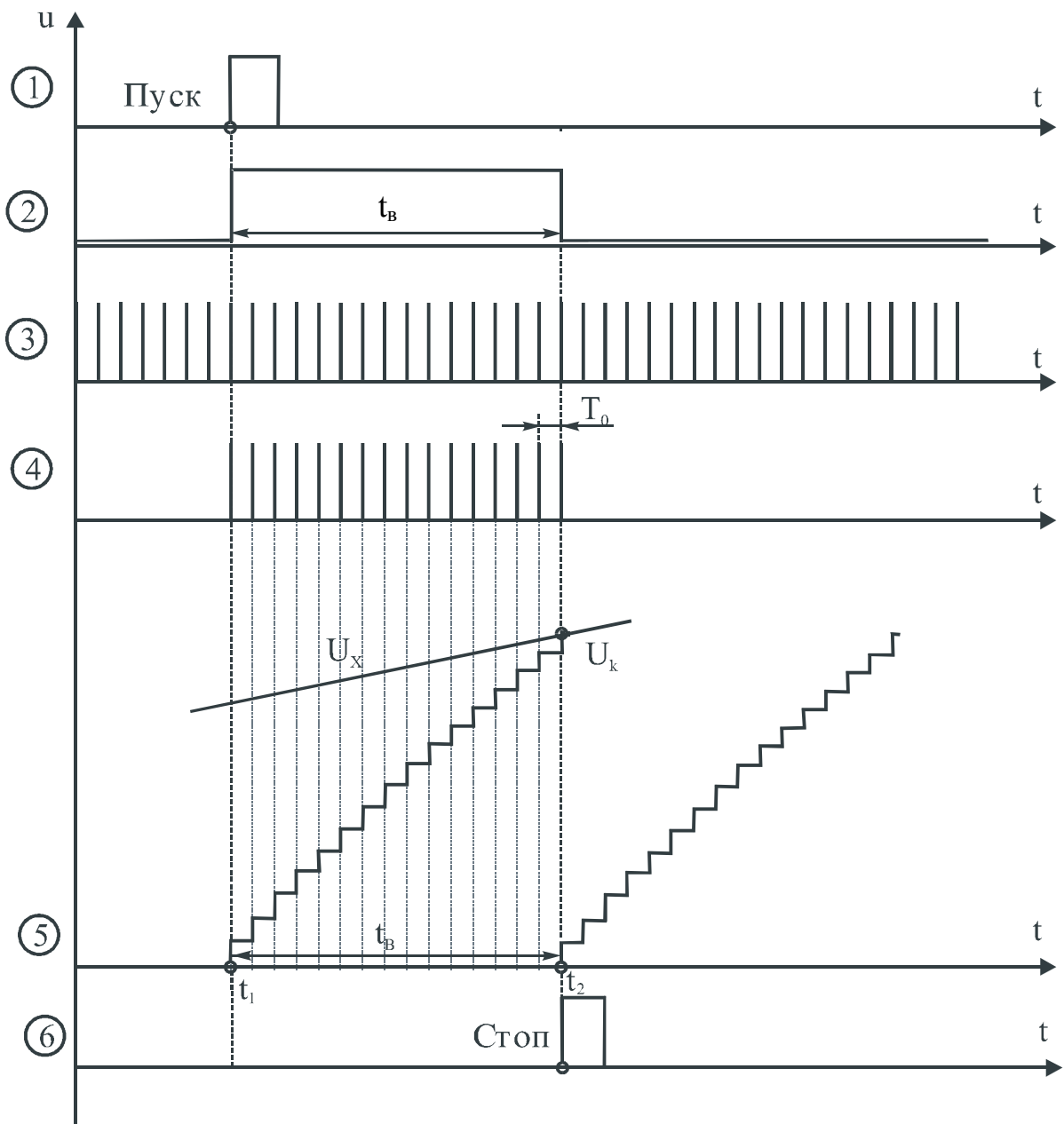


Рисунок 4.20

За командою «Пуск» (момент часу t_1) тригер Т встановлюється в одиничний стан і відкриває схему SW. Імпульси зразкової частоти f_0 із виходу генератора G через відкриту схему SW надходять на вхід двійкового лічильника СТ2, змінюючи тим самим двійковий код на його виходах. З паралельних виходів СТ2 двійковий код надходить на входи ЦАП і перетворюється там в аналоговий сигнал U_k . Прихід кожного імпульсу f_0 від генератора G формує нову сходинку компенсувальної напруги U_k на виході цифро-аналогового перетворювача. У момент часу t_2 , коли $U_x = U_k$, тригер Т сигналом «Стоп», який формується на виході компаратора, встановлюється в нульовий стан і закриває схему SW. Таким чином, у лічильнику СТ2 сформується двійковий код

$$N_{vp} = \frac{U_x}{h} = \frac{U_x}{U_0} 2^n, \quad (4.22)$$

де $h = U_0 / 2^n$ - крок квантування; n - розрядність двійкового лічильника; U_0 - напруга опорного джерела живлення ЦАП.

Статична характеристика вольтметра послідовного наближення наведена на рис.4.21.

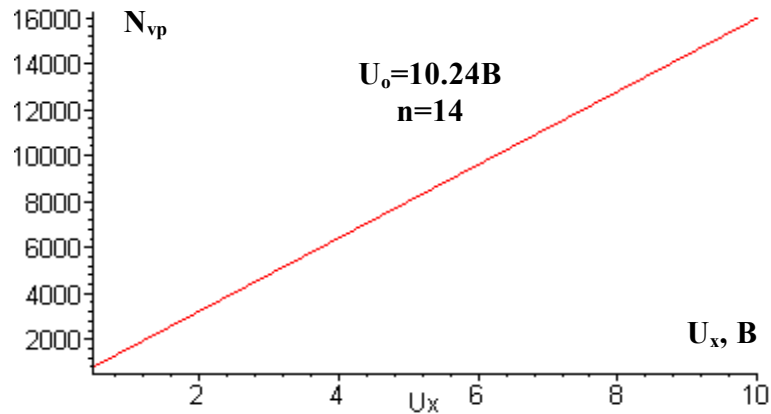


Рисунок 4.21

Похибка квантування вольтметра послідовного наближення визначається

$$\delta_{kvp} = \frac{1}{N_{vp}} 100\% = \frac{U_0}{U_x 2^n} 100\%, \quad (4.23)$$

а її графічне подання наведено на рис.4.22.

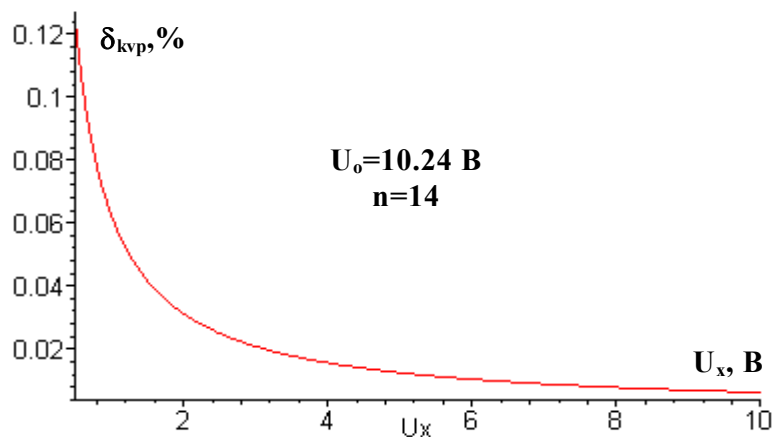


Рисунок 4.22

Час перетворення та похибка квантування вольтметрів послідовного наближення залежать від вимірюваної величини, а значення δ_{kvp} в основному визначається розрядністю ЦАП і зоною нечутливості компаратора.

4.8 Цифровий вольтметр слідкувального зрівноважування

Алгоритм слідкувального зрівноваження полягає в постійному слідкуванні компенсувальної напруги за змінами вимірюваної (інформативного параметра).

Цифрові вольтметри слідкувального зрівноважування працюють у режимі слідкування за змінами вимірюваної напруги. На рис.4.23 наведено структурну схему вольтметра слідкувального зрівноваження, а на рис.4.24 – часові діаграми його роботи.

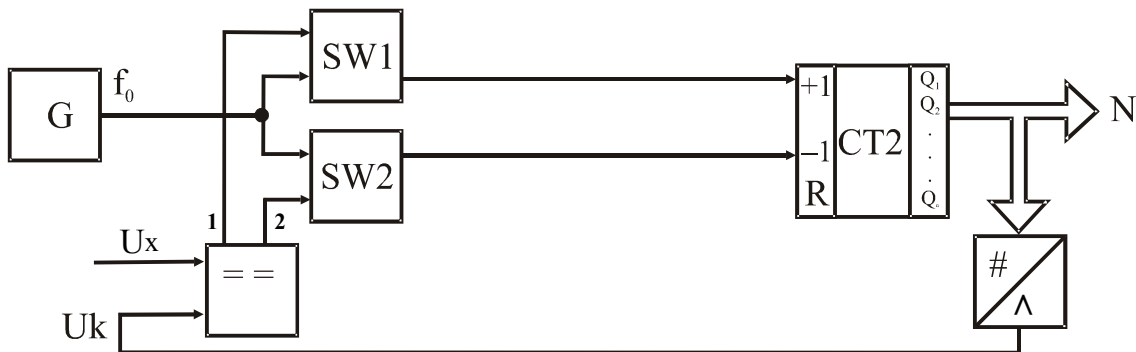


Рисунок 4.23

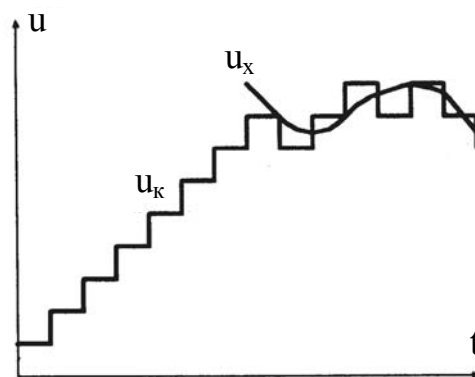


Рисунок 4.24

Особливістю побудови структурної схеми цифрового вольтметра слідкувального зрівноважування є наявність реверсивного двійкового лічильника СТ2 і двох схем збігу SW1 і SW2, які керуються вихідними сигналами компаратора ПП. В залежності від співвідношення напруг u_x і u_k у такій структурі компаратор ПП може знаходитися в одному з трьох можливих станів, що визначаються різницею $(u_x - u_k)$:

1. Напруга на обох виходах (1 і 2) компаратора дорівнює нулю при виконанні умови $(u_x = u_k)$. У цьому стані обидві схеми збігу закриті і імпульси з виходу генератора G не надходять на входи лічильника (рис.4.25).

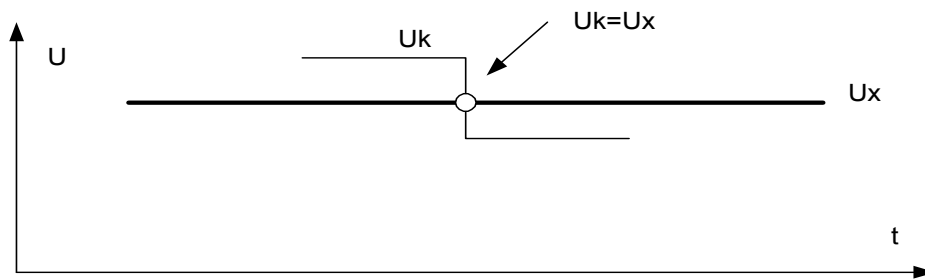


Рисунок 4.25

2. При виконанні умови $u_x > u_k$ (рис.4.26) на першому виході компаратора формується одиничний рівень, який відкриває схему збігу SW1, і імпульси зразкової частоти f_0 надходять на інкрементувальний вхід реверсивного лічильника СТ2. Схема збігу SW2 закрита нульовим рівнем.

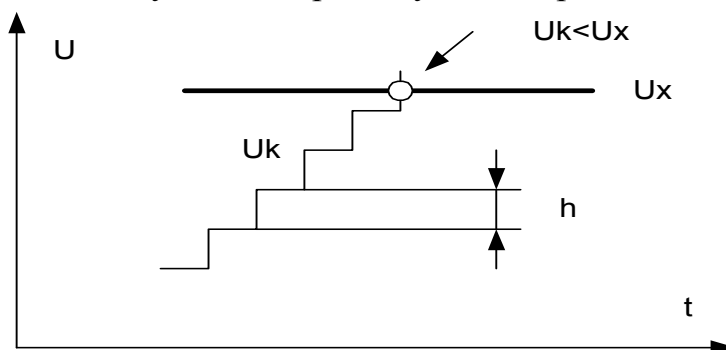


Рисунок 4.26

3. Схема SW2 відкрита одиничним рівнем з другого виходу компаратора при виконанні умови $u_x < u_k$. У цьому випадку (рис.4.27) працює декрементувальний вхід реверсивного лічильника, тому що схема SW1 закрита.

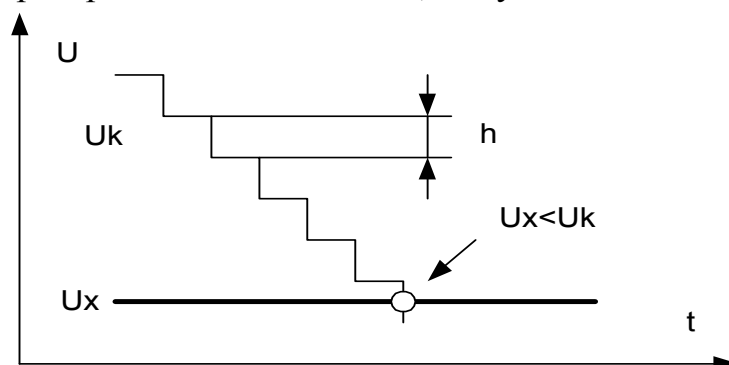


Рисунок 4.27

При роботі реверсивного лічильника в режимі підсумовування або віднімання напруга на виході цифроаналогового перетворювача ЦАП відповідно збільшується або зменшується так, що різниця напруг ($u_x - u_k$) прямує до деякого мінімального значення, яке характеризується похибкою квантування Δ_k . Крок квантування вибирається відповідно до ширини зони нечутливості компаратора.

Контрольні питання

1. Квантування і дискретизація. Похибки цифрових вимірювальних приладів.
2. Класифікація цифрових вимірювальних приладів.
3. Цифровий частотомір середніх значень: структурна схема, часові діаграми і принцип дії.
4. Виведіть рівняння перетворення і похибки квантування для частотоміра. Наведіть аналітичні залежності для верхньої і нижньої меж вимірювання.
5. Цифровий частотомір миттєвих значень: структурна схема, часові діаграми і принцип дії.
6. Виведіть рівняння перетворення і похибки квантування для періодоміра. Наведіть аналітичні залежності для верхньої і нижньої меж вимірювання.
7. Цифровий фазометр миттєвих значень: структурна схема, часові діаграми і принцип дії.
8. Виведіть рівняння перетворення і похибки квантування для фазометра.
9. Цифровий вольтметр час-імпульсного перетворення: структурна схема, часові діаграми і принцип дії.
10. Виведіть рівняння перетворення і похибки квантування для вольтметра час-імпульсного перетворення.
11. Цифровий вольтметр послідовного наближення: структурна схема, часові діаграми і принцип дії.
12. Виведіть рівняння перетворення і похибки квантування для вольтметра послідовного наближення.
13. Цифровий слідкувальний вольтметр: структурна схема і принцип дії.
14. Часові діаграми роботи слідкувального вольтметра.

Розділ V ВИМІРЮВАННЯ МАГНІТНИХ ВЕЛИЧИН

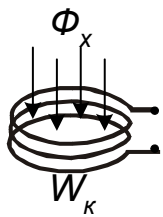
Магнітні вимірювання виконуються з метою дослідження характеристик магнітних полів, матеріалів та готових виробів. Широке застосування магнітні вимірювання знаходять в магнітній дефектоскопії, в контролі за роботою установок атомної та ядерної фізики, при визначенні характеристик електромагнітних полів високовольтних ліній електропередач та ін.

Основними величинами, які визначають магнітне поле, є напруженість H , індукція B та магнітний потік Φ . Магнітні матеріали характеризуються залежностями $B(H)$, залежністю магнітної проникності від напруженості $\mu(H)$ та ін. Зв'язок між магнітними величинами визначається співвідношеннями: $\vec{B} = \mu_a \vec{H}$, $\Phi = \int \vec{B} d\vec{S}$. Рисочки над літерами позначають векторні величини.

Для вимірювання магнітних величин електричними методами їх необхідно спочатку перетворити в електричні величини. Для цього застосовуються перетворювачі магнітних величин в електричні.

5.1 Вимірювальні перетворювачі магнітних величин

Індукційні перетворювачі. Дія індукційного перетворювача основана на явищі електромагнітної індукції. За допомогою індукційних перетворювачів можна визначити характеристики як постійних, так і змінних магнітних полів.



Найбільш поширеним видом індукційного перетворювача є вимірювальна котушка W_k , яка поміщається в вимірювальне поле (рис. 5.1). Потім будь-яким способом здійснюється зміна магнітного потоку Φ_x , який проходить через площину S , охоплену витками вимірювальної котушки. В котушці при цьому індукується е.р.с. $e = -W_k(d\Phi_x/dt)$.

Рисунок 5.1

Отже, відбувається перетворення магнітної величини в електричну – е.р.с. e . Потім здійснюється обробка е.р.с. або струму, що наводиться в колі котушки цієї е.р.с., в результаті якої визначається Φ_x та пов'язані з Φ_x магнітні величини.

Якщо потік, що перетинає вимірювальну котушку, постійний, то його можна змінювати різними способами: внести котушку в поле, вилучити її з поля, повернути її на певний кут, увімкнути або вимкнути струм, який створює поле (коли воно створюється за допомогою котушок або електромагнітів). Таку котушку називають індукційно-імпульсним перетворювачем. Існують також обертові та вібраційні вимірювальні котушки для вимірювання характеристик постійних магнітних полів.

Потік Φ_x може бути змінним у часі; у цьому випадку немає необхідності здійснювати які-небудь маніпуляції з вимірювальною котушкою.

Гальваномагнітні перетворювачі. В гальваномагнітних перетворювачах використовуються ефекти, що виникають у напівпровідниках або металах,

які знаходяться в магнітному полі. Найбільш широко для магнітних вимірювань використовуються ефект Холла та ефект Гаусса.

Ефект Холла полягає у виникненні різниці потенціалів між боковими гранями пластини з напівпровідникового матеріалу, яка поміщається в магнітне поле. Через дві інші грані пластини пропускається струм I (рис. 5.2).

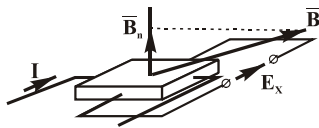


Рисунок 5.2

Різниця потенціалів, яка виникає між гранями пластини, називається е.р.с. Холла E_x . Вона пов'язана з вимірюваною магнітною індукцією співвідношенням:

$$E_x = R_x \cdot I \cdot B_n / n, \quad (5.1)$$

де R_x – постійна Холла, яка залежить від властивостей матеріалу пластини; I – струм, B_n – нормальна до пластини складова вектора магнітної індукції; n – товщина пластини.

Як видно із співвідношення (5.1), е.р.с. Холла залежить від кута нахилу вектора \vec{B} до поверхні пластини. Повертаючи пластину, за максимумом е.р.с. можна визначити напрям вектора індукції \vec{B} .

Пластину перетворювача Холла має малі розміри (максимальний з розмірів 1–1,5 мм), тому за допомогою цього перетворювача можна вимірювати індукцію в малих проміжках.

Матеріалами для виготовлення перетворювачів Холла служать германій, кремній, арсенід галію, сурм'янистий індій та ін.

Перетворювачі Холла застосовуються для вимірювання як постійних, так і змінних магнітних полів у широкому діапазоні частот. Похибка перетворення складає 1–3%. Недоліками перетворювача Холла є невисока чутливість та сильна залежність постійної Холла від температури.

Ефект Гаусса полягає у зміні опору деяких матеріалів при внесенні їх у магнітне поле. Перетворювачі, які використовують цей ефект, називаються магніторезистивними. Для їх виготовлення використовують вісмут, сурм'янистий індій, сурм'янистий нікель та інші матеріали.

Відносна зміна опору матеріалу під дією магнітної індукції

$$\Delta R / R_0 = A \cdot u_{H3} \cdot B^2, \quad (5.2)$$

де R_0 – опір при $B = 0$; A – коефіцієнт, який залежить від форми і розмірів перетворювача та властивостей матеріалу; u_{H3} – рухливість носіїв заряду.

Найбільшу відносну зміну дає перетворювач, який має форму диска з електродом в центрі та електродом у вигляді обода на диску (диск Корбіно).

Знаходять застосування перетворювачі у вигляді спіралі, прямокутної форми та у вигляді меандру. Перевагою останнього є високий омичний опір. Недоліком магніторезистивних перетворювачів, як і перетворювачів Холла, є сильна залежність від температури.

Магніторезистивні перетворювачі звичайно вмикаються в чотириплечі мости.

Гальваномагніторекombaційні перетворювачі (ГМРП) основані на зміні середньої концентрації носіїв заряду під дією магнітного поля, що проявляється у провідниках, які мають поверхні з різною швидкістю рекомбації носіїв заряду. ГМРП звичайно представляють собою тонку напівпровідникову пластину (рис. 5.3), у якій одна з бокових поверхонь (1) оброблена грубо, а інша (2) – відполірована. Внаслідок цього біля поверхні 1 швидкість рекомбації носіїв зарядів на 2–3 порядки більша, ніж біля поверхні 2.

При розміщенні пластини в магнітному полі під дією сили Лоренца відбудеться зміщення носіїв зарядів до однієї з бокових поверхонь. Якщо напрям вектора \vec{B} такий, що заряди переміщуються до поверхні 1, то загальна концентрація носіїв зарядів зменшується, і відповідно зростає опір ГМРП. При зворотному напрямі вектора індукції опір ГМРП зменшиться. Отже, на відміну від магніторезисторів, у ГМРП зміна опору залежить від напрямку вектора магнітної індукції \vec{B} . При незмінному напрямі \vec{B} зміни знака приросту опору можна досягти зміною напрямку струму. Отже, в магнітному полі ГМРП має властивості, аналогічні властивостям діода.

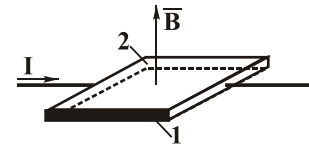


Рисунок 5.3

Чутливість до магнітної індукції ГМРП $S_B = \Delta U_{\text{вих}} / \Delta B$ на 2–3 порядки більша за чутливість перетворювачів Холла.

Феромодуляційні перетворювачі (ферозонди) являють собою у найпростішому випадку систему із двох однакових стержневих магнітопроводів, виконаних з матеріалів з високою магнітною проникністю (пермалюю), з нанесеними на кожний з них двома обмотками (рис.5.4), причому $W_1 = W_2$, $W_3 = W_4$.

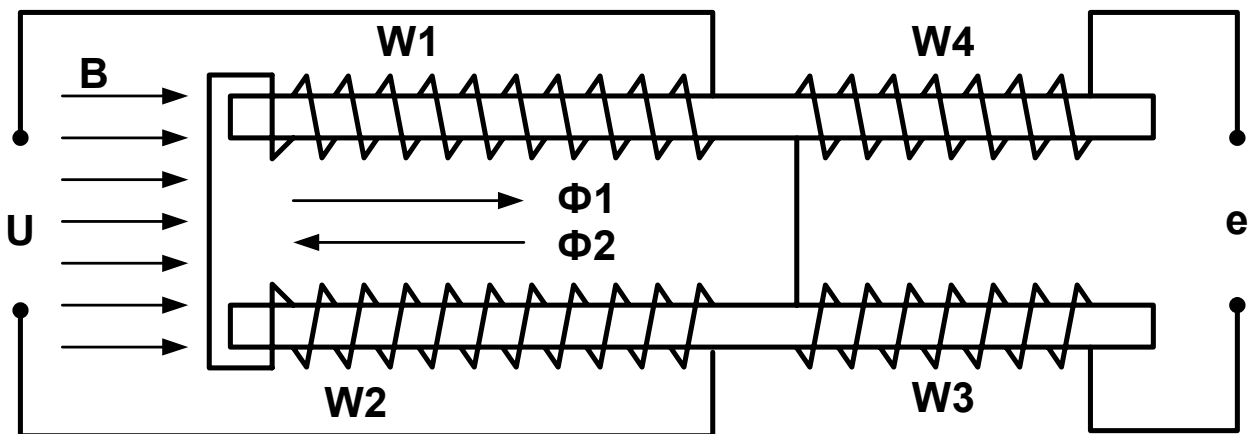


Рисунок 5.4

Обмотки W_1 та W_2 називаються обмотками збудження. Вони з'єднані таким чином, що створювані ними магнітні потоки направлені назустріч один одному. У відсутності зовнішнього магнітного поля при синусоїдному намагнічувальному струмі потоки в магнітопроводах несинусоїдні через нелінійність характеристики $B(H)$ матеріалу осердь, але симетричні відносно осі часу. Е.р.с., що наводяться потоками у вимірюваних обмотках W_3 та W_4 , будуть рів-

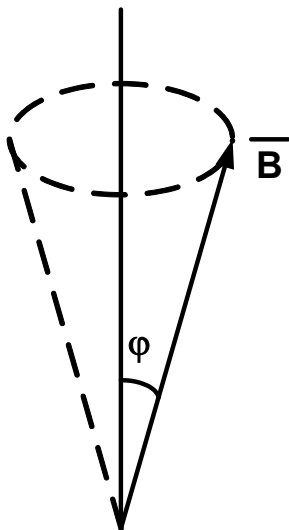
ні, хоча вони також несинусоїдні, але симетричні відносно осі часу. Результувальна е.р.с. при зустрічному включенні обмоток W_3 та W_4 дорівнює нулю.

В результаті у вимірювальних обмотках W_3 та W_4 наведуться несинусоїдні та несиметричні відносно осі часу е.р.с. e_3 та e_4 ; при цьому непарні гармоніки будуть збігатися за фазою, а парні будуть у протифазі. Оскільки обмотки W_3 та W_4 з'єднані послідовно назустріч одна одній, то результувальна е.р.с. містить тільки суму парних гармонік, з якої за допомогою фільтра виділяють другу. Вона й несе інформацію про вимірювану індукцію магнітного поля.

Феромодуляційні перетворювачі придатні для вимірювань як постійних, так і змінних магнітних полів. Прилади з цими перетворювачами найбільш чутливі. Їх похибка 1–2%.

Ядерні перетворювачі магнітної індукції відносяться до групи квантових перетворювачів, робота яких основана на взаємодії мікрочастинок з магнітним полем, такими мікрочастинками, зокрема, є ядра атомів речовини, яка має момент кількості руху (спін та магнітний момент). Відношення магнітного моменту мікрочастинок до її механічного моменту називають гіромагнітним відношенням і позначають γ .

Відомо, що магнітні моменти ядер речовини, внесеної в постійне магнітне поле, орієнтуються в напрямку цього поля. При зміні напрямку зовнішнього поля результувальний ядерний магнітний момент M_m починає прецесувати відносно нового напрямку вектора магнітної індукції (рис.5.5), тобто вектор M_m буде обертатись з частотою $\omega = \gamma B$ відносно вектора магнітної індукції, створюючи конус з кутом ϕ при вершині. З часом процес затухає, при цьому кут прецесії ϕ прямує до нуля, а речовина набуває стаціонарної намагніченості, вектор якої збігається з новим напрямком вектора магнітної індукції зовнішнього поля.



Перетворювач для вимірювання слабких магнітних полів на основі ядерного магнітного резонансу має ампулу з робочою речовиною, яка розташована всередині котушки індуктивності.

Рисунок 5.5

При пропусканні струму через котушку індуктивності створюється попередня поляризація (тобто створюється початкова намагніченість) в напрямі вектора \bar{B}_1 , який перпендикулярний до вектора індукції \bar{B} вимірюваного поля. Потім струм відмикають і вимірюють частоту е.р.с., що наводиться в котушці за рахунок прецесії.

Точність вимірювань магнітної індукції за допомогою приладів, які використовують ядерний магнітний резонанс, може бути досягнута досить велика (0,001%), оскільки гіромагнітне відношення γ та частота прецесії ω можуть бути визначені дуже точно, тому такі прилади використовують дуже часто для повірки інших приладів з більш низькими класами точності.

Недоліком приладів на основі ядерного магнітного резонансу є неможливість їх застосування для вимірювань в неоднорідних магнітних полях.

5.2 Вимірювання характеристик постійних магнітних полів

Балістичний магнітоелектричний гальванометр відрізняється від звичайних збільшеним моментом інерції рухомої частини. Для магнітних вимірювань балістичний гальванометр використовується разом з вимірюваною котушкою (рис.5.6, а). При різкій зміні потоку Φ_x у вимірювальній котушці наводиться імпульс струму тривалістю τ_i (рис.5.6, б). Рухомі частини гальванометра приходять в коливальний рух з періодом коливань T_0 , який значно перевищує τ_i : $T_0 = (20 \div 30)\tau_i$.

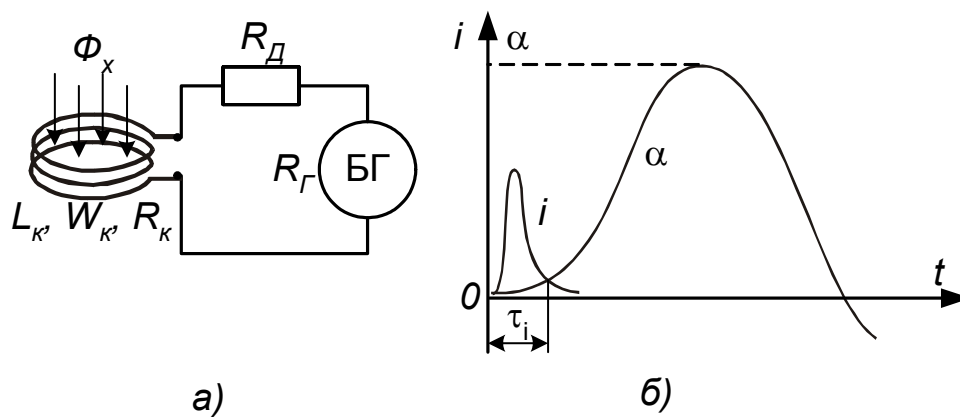


Рисунок 5.6

В момент часу $t = \tau_i$ відхилення рухомої частини α від положення рівноваги, в якому вона знаходилась до появи імпульсу, практично дорівнює нулю.

Приблизно те саме можна сказати про пройдений артилерійським снарядом шлях в момент його вильоту із ствола у порівнянні з дальністю його польоту. Рух артилерійського снаряда описується балістикою, тому гальванометр, рух рухомої частини якого подібний рухові снаряда, називається балістичним.

Рівняння руху рухомої частини гальванометра було одержано нами раніше (2.19). Воно має вигляд:

$$J \cdot \frac{d^2 \alpha}{dt^2} + P \cdot \frac{d\alpha}{dt} + W_{\text{ПТ}} \cdot \alpha = \Psi_0 \cdot i. \quad (5.3)$$

Розв'язуючи, тобто інтегруючи це рівняння при допущенні (у першому наближенні) $P = 0$ та умовах $i(0) = 0$; $i/t = \tau_i = 0$; $\alpha(0) = 0$; $\alpha/t = \tau_i = 0$, одержимо, що рух рухомої частини буде описуватись рівнянням:

$$\alpha = \frac{\Psi_0}{J \cdot \omega} \cdot (\sin \omega t) \cdot Q, \quad (5.4)$$

де $\omega = \sqrt{W_{\text{ПТ}}/J}$ – частота коливань рухомої частини, Q – кількість електрики в імпульсі струму.

Таким чином, амплітуда коливань рухомої частини виявляється пропорційною кількості електрики Q в імпульсі струму. У відповідності з рівнянням (5.4) коливання рухомої частини незгасальні, оскільки було прийнято $P = 0$. При $P \neq 0$ та $(P/2J)^2 < (W_{\text{ПТ}}/J)$ рух носить коливальний згасальний характер. Але амплітуда першого коливання (першого “відкиду”) α_{m1} залишається пропорційною кількості електрики в імпульсі:

$$\alpha_{m1} = S_Q \cdot Q, \quad (5.5)$$

де S_Q – чутливість гальванометра до кількості електрики.

Як уже відмічалось вище, наведена у вимірювальній котушці е.р.с. пов’язана з вимірюваним потоком співвідношенням: $e = -W_k \frac{d\Phi_x}{dt}$. Вона врівноважується напругами на активних опорах та індуктивності кола:

$$e = -W_k \frac{d\Phi_x}{dt} = i \cdot R + L \frac{di}{dt}, \quad (5.6)$$

де $R = R_k + R_r + R_d$ – активний опір кола; R_k – опір вимірювальної котушки; R_r – опір рамки гальванометра; R_d – додатковий опір, який служить для встановлення коливального режиму руху рухомої частини та певної чутливості гальванометра; L – індуктивність вимірювального кола.

Інтегруючи (5.6) у межах від 0 до $t = \tau_i$ при початкових умовах $\Phi(0) = \Phi_x$; $\Phi/t = \tau_i = 0$; $i(0) = 0$; $i/t = \tau_i = 0$ та вважаючи L постійною величиною, одержуємо $\Phi_x = (R/W_k) \cdot Q$, звідки

$$Q = (W_k/R) \cdot \Phi_x. \quad (5.7)$$

Підставивши (5.7) в (5.5), одержуємо:

$$\alpha_{m1} = S_Q (W_k/R) \cdot \Phi_x,$$

звідки

$$\Phi_x = (R/W_k) \cdot Q$$

або

$$\Phi_x = (C_\Phi/W_k) \cdot \alpha_{m1}, \quad (5.8)$$

де $C_\Phi = R/S_Q$ – постійна (ціна поділки) гальванометра за магнітним потоком. C_Φ залежить від опору R , тому її визначають експериментально за допомогою зразкової котушки індуктивності.

Якщо магнітне поле, в якому знаходиться вимірювальна котушка, однорідне, а площа її витків перпендикулярна силовим лініям, то індукцію та напруженість можна знайти із співвідношення: $B_x = \Phi_x/S_k$, $H_x = B_x/\mu_a$, де S_k –

площина, охоплена середнім витком вимірювальної котушки, μ_a – абсолютна магнітна проникність середовища.

5.3 Вимірювання різниці магнітних потенціалів

Різницю магнітних потенціалів (магнітну напругу) між точками а та б магнітного поля (рис.5.7) можна виміряти за допомогою потенціалометричної котушки (гнучкого магнітного пояса).

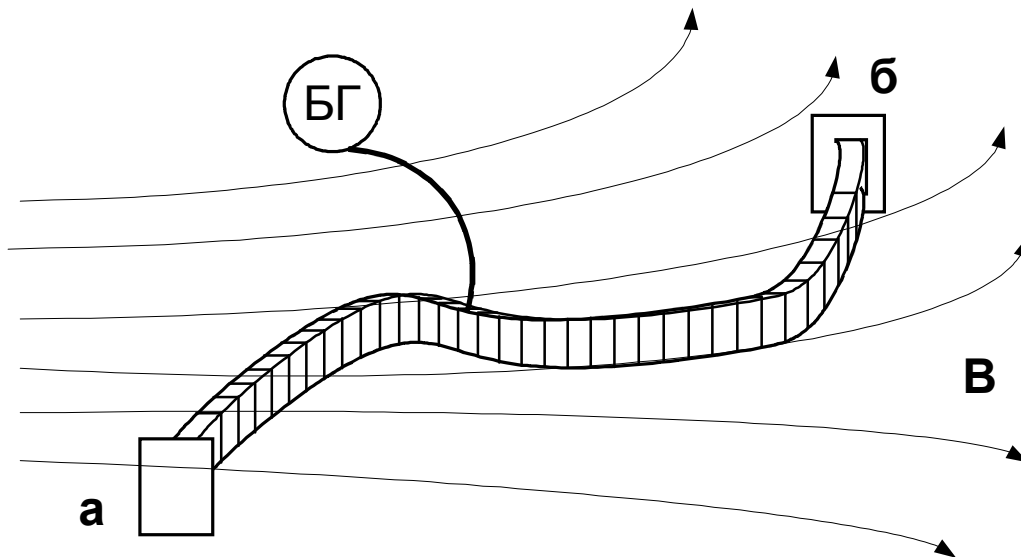


Рисунок 5.7

Потенціалометрична котушка являє собою обмотку, яка складається з парного числа шарів i намотана на гнучкому каркасі з ізоляційного матеріалу. Виводи від обмотки являють собою гнучкі скручені провідники. Розташовані виводи на середині магнітного пояса. За допомогою цих виводів потенціалометр приєднується до балістичного гальванометра.

Потокозчеплення Ψ з потенціалометричною котушкою, кінці якої знаходяться в точках а та б, визначається виразом:

$$\Psi = \frac{W_k S}{l} \int_a^b B_1 \cdot dl = \mu_0 \cdot K \int_a^b H_1 \cdot dl, \quad (5.9)$$

де S – площа, охоплена середнім витком котушки; l – довжина котушки; B_1 – проекція вектора \vec{B} на напрямлення dl ; $K = W_k \cdot S / l$ – постійна котушки (магнітного пояса). Значення інтеграла від H_1 по dl не залежить від шляху інтегрування. Воно визначається тільки розташуванням точок а та б.

Різниця магнітних потенціалів між точками а та б, тобто магнітна напруга

$$U_{mab} = \int_a^b H_1 \cdot dl. \quad (5.10)$$

Із зіставлення (5.9) та (5.10) видно, що

$$U_{\text{mab}} = \frac{\Psi}{\mu_0 \cdot K}. \quad (5.11)$$

Для вимірювання U_{mab} пояс розташовують так, щоб його кінці знаходились в точках а та в. Потім за допомогою балістичного гальванометра вимірюють Ψ , вилучаючи котушку з поля, або відключають струм, який створює поле, і помічають максимальний “відкид” гальванометра.

Постійну потенціалометричної котушки визначають експериментально, для чого використовують поле з відомою напруженістю.

За допомогою потенціалометричної котушки можна виміряти різницю потенціалів як в однорідних, так і в неоднорідних магнітних полях.

5.4 Вимірювання характеристик постійних магнітних полів веберметром

В практиці магнітних вимірювань застосовуються магнітоелектричні, фотокомпенсаційні та електронні веберметри. В усіх цих приладах використовується як перетворювач вимірювальна котушка.

Розглянемо магнітоелектричний веберметр.

Магнітоелектричний веберметр (рис.5.8) являє собою чутливий магнітоелектричний механізм без протидійного моменту ($W_{\text{пт}} = 0$), до якого через безмоментні струмопідводи приєднується вимірювальна котушка з числом витків W_k . У зв'язку з тим, що опір кола механізму разом з вимірювальною котушкою малий, механізм працює в аперіодичному режимі з великим ступенем заспокоєння. При цьому коефіцієнт індукційного заспокоєння багато більший за коефіцієнт повітряного заспокоєння. Оскільки $P_i \gg P_n$, вважаємо, що результувальний коефіцієнт заспокоєння $P \approx P_i$. При $W_{\text{пт}} = 0$ рівняння руху рухомої частини буде мати вигляд:

$$J \cdot \frac{d^2 \alpha}{dt^2} + P \cdot \frac{d\alpha}{dt} = \Psi_0 \cdot i. \quad (5.12)$$

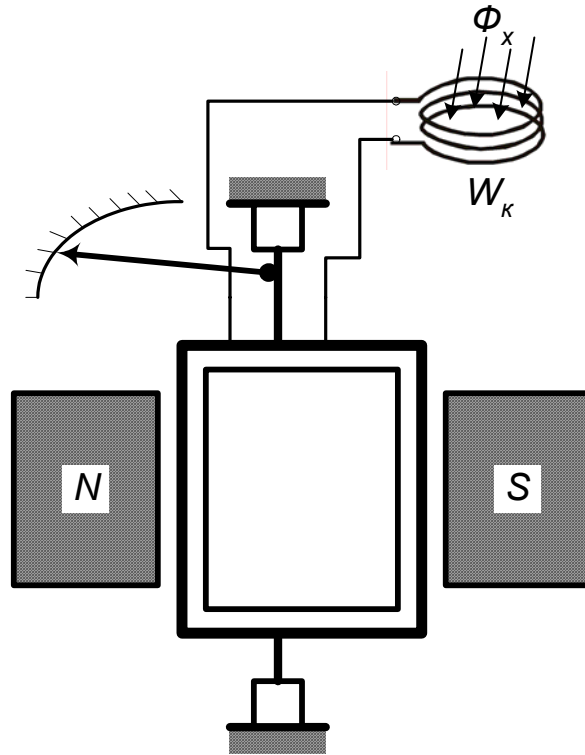


Рисунок 5.8

В подальшому будемо вважати, що вимірюваний магнітний потік Φ_x змінюється від Φ_x до нуля або від нуля до Φ_x . В будь-якому випадку зміна потоку $\Delta\Phi_x = \Phi_x$. При зміні потоку у вимірювальній котушці виникає е.р.с. $e = -W_k \frac{d\Phi_x}{dt}$. Вона врівноважується напругами на елементах кола: $e = iR + L \frac{di}{dt}$, звідки маємо

$$i = \frac{1}{R} \left(e - L \frac{di}{dt} \right), \quad (5.13)$$

де $R = R_k + R_p$ – активний опір кола, R_k – опір вимірювальної котушки, R_p – опір рамки механізму веберметра, L – індуктивність вимірювального кола. Підставимо (5.13) в (5.12):

$$J \cdot \frac{d^2\alpha}{dt^2} + P \cdot \frac{d\alpha}{dt} = \frac{\Psi_0}{R} \left(e - L \frac{di}{dt} \right). \quad (5.14)$$

Позначимо $t = 0$ – момент часу, який безпосередньо передуює зміні потоку Φ_x ; $t = t_1$ – момент часу, що настає відразу за закінченням зміни потоку Φ_x . Будемо мати на увазі, що струм i в колі існує тільки тоді, коли $e \neq 0$, тобто має місце зміна потоку Φ_x , а рухома частина механізму переміщується (при великому моменті індукційного заспокоєння) тільки тоді, коли $i \neq 0$. Проінтегруємо (5.14) від $t = 0$ до t_1 :

$$J \cdot \int_0^{t_1} \frac{d^2 \alpha}{dt^2} dt + P \cdot \int_0^{t_1} \frac{d\alpha}{dt} dt = \frac{\Psi_0}{R} \int_0^{t_1} e \cdot dt - L \frac{\Psi_0}{R} \int_0^{t_1} \frac{di}{dt} dt.$$

Одержимо:

$$J \cdot \left. \frac{d\alpha}{dt} \right|_0^{t_1} + P \cdot \alpha \Big|_{\alpha_1}^{\alpha_2} = \frac{\Psi_0}{R} \int_0^{t_1} e \cdot dt - L \frac{\Psi_0}{R} \cdot i \Big|_{i(0)}^{i(t_1)}. \quad (5.15)$$

У (5.15) $\left. \frac{d\alpha}{dt} \right|_{t=0} = 0$, оскільки рухома частина ще не рухається; $\left. \frac{d\alpha}{dt} \right|_{t=t_1} = 0$, бо ру-

хома частина вже не рухається. Тому перша складова $J \cdot \left. \frac{d\alpha}{dt} \right|_0^{t_1} = 0$.

Позначимо положення рамки (i , таким чином, стрілки на шкалі приладу) в момент $t = t_1$ кутом α_2 . Тоді друга складова у лівій частині рівності дає нам $P \cdot (\alpha_2 - \alpha_1) = P \cdot \Delta\alpha$, де $\Delta\alpha$ – зміна показів веберметра.

Остання складова в (5.15) дорівнює нулю, оскільки $i(0) = 0$ і $i(t_1) = 0$. В результаті одержуємо:

$$P \cdot \Delta\alpha = \frac{\Psi_0}{R} \int_0^{t_1} e \cdot dt. \quad (5.16)$$

Підставимо в (5.16) $e = -W_k \frac{d\Phi_x}{dt}$:

$$P \cdot \Delta\alpha = -\frac{\Psi_0}{R} W_k \int_0^{t_1} \frac{d\Phi_x}{dt} \cdot dt = -\frac{W_k \cdot \Psi_0}{R} \Delta\Phi_x, \quad (5.16, a)$$

звідки (без урахування знака мінус)

$$\Delta\Phi_x = \Phi_x = \frac{R \cdot P}{W_k \cdot \Psi_0} \cdot \Delta\alpha = C_\Phi \cdot \Delta\alpha, \quad (5.17)$$

де $C_\Phi = (R \cdot P) / (W_k \cdot \Psi_0)$ – постійна (ціна поділки) веберметра. З рівняння (2.22) виходить, що коефіцієнт індукційного заспокоєння $P_i = \Psi_0^2 / R$. Тоді

$$C_\Phi = \frac{R \cdot P}{W_k \cdot \Psi_0} = \frac{R \cdot \Psi_0^2}{R \cdot W_k \cdot \Psi_0} = \frac{\Psi_0}{W_k}. \quad (5.18)$$

Останнє співвідношення показує, що постійна веберметра не залежить від опору кола. Але цей вираз для C_Φ одержаний при допущенні $P_i \gg P_n$, тобто коли опір кола малий. При великих опорах P_n стає порівняним з P_i , і постійна веберметра збільшується. Тому після експериментального визначення C_Φ за допомогою зразкової котушки взаємної індуктивності цю котушку з кола веберметра не виключають, залишаючи її ввімкненою послідовно (вторинною обмоткою) з вимірювальною котушкою. Тоді опір кола під час вимірювань веберметром залишається таким самим, яким він був під час визначення C_Φ .

У зв'язку з відсутністю механічного протидійного моменту вказівник веберметра займає довільне положення. Для встановлення вказівника в потрібне положення у веберметрі передбачений електромеханічний коректор, який являє собою допоміжний магнітоелектричний механізм.

До недоліків магнітоелектричного веберметра слід віднести невисоку чутливість та велику похибку ($1\div 3\%$ і більше в залежності від опору зовнішнього кола).

5.5 Випробування феромагнітних матеріалів

Феромагнітні матеріали використовуються у багатьох електротехнічних пристроях таких, як осердя котушок в реле, трансформаторах, електромеханічних вимірювальних приладах та ін., а також у вигляді постійних магнітів. Для правильного використання феромагнітних матеріалів необхідні знання про їх магнітні властивості. Для визначення властивостей проводять випробування феромагнітних матеріалів, тобто зняття (одержання) їх характеристик.

Характеристики феромагнітних матеріалів поділяють на статичні та динамічні. Статичні характеристики одержують в постійних полях або в полях, які змінюються повільно. До них відносяться початкова крива намагнічування, основна крива намагнічування та гранична петля гістерезису.

Динамічними називають характеристики магнітних матеріалів, одержані у змінних полях. Ці характеристики залежать не тільки від властивостей матеріалу, але й від цілого ряду факторів таких, як форма та розміри зразка, товщина листа, форма кривої залежності напруженості поля від часу та ін. Зважаючи на це вони лише умовно можуть бути названі характеристиками. Динамічними характеристиками матеріалу є гранична динамічна петля перемагнічування, основна динамічна крива намагнічування, втрати енергії в матеріалі і інші, які можуть бути визначені за петлею та основною кривою (наприклад, такі, як різні види проникності).

Для випробувань виготовляють зразки матеріалу. Найбільш прийнятними є кільцеві зразки, в яких можна одержати майже однорідне поле. Вони забезпечують мінімальні потоки розсіювання та дозволяють з високою точністю розрахувати напруженість магнітного поля в них.

5.5.1 Визначення статичних магнітних характеристик

Схема установки приведена на рис.5.9. На кільцевий зразок намотані дві обмотки: W_1 – намагнічувальна; W_2 – вимірювальна, в коло якої увімкнуті балістичний гальванометр БГ та котушка взаємної індуктивності М.

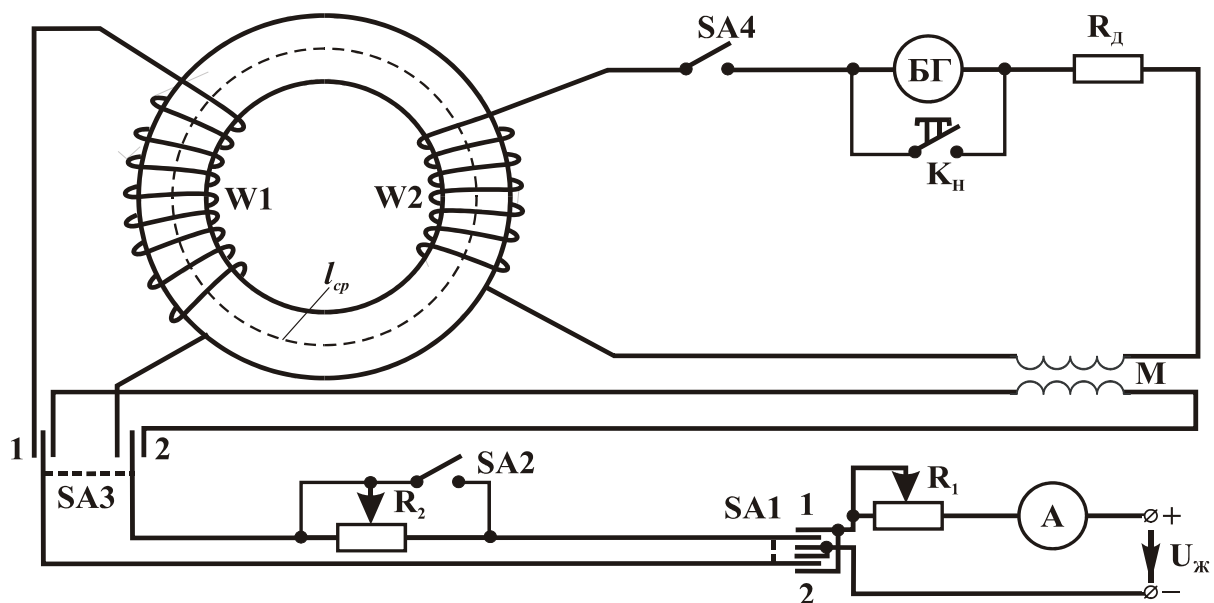


Рисунок 5.9

Перед випробуванням матеріалу визначають за допомогою котушки взаємної індуктивності M постійну за поточозчепленням балістичного гальванометра.

Для цього при розімкненому $SA4$ та ключі $SA3$ в положенні 2 через первинну обмотку котушки M встановлюють припустимий для котушки струм. Потім замикають $SA4$ і вмикають струм у первинній котушці, фіксуючи перший максимальний “відкид” гальванометра. У вторинному колі котушки M відбувається зміна поточозчеплення на величину $\Psi_M = I \cdot M$; пропорційним йому виходить перший максимальний “відкид”: $\Psi_M = C_{\Psi} \cdot \alpha_{m1}$. Звідси визначають постійну гальванометра за поточозчепленням.

Потім необхідно розмагнітити зразок. Перемикач $SA3$ повинен при цьому знаходитись в положенні 1, вимикач $SA4$ при виконанні всіх підготовчих операцій повинен знаходитись у вимкненому стані, $SA2$ – в замкнутому положенні.

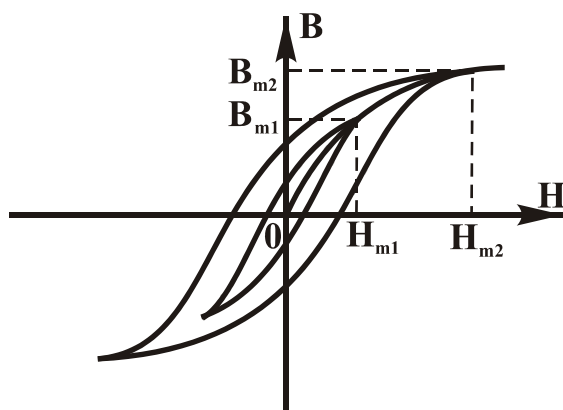


Рисунок 5.10

Для знімання якої-небудь точки основної кривої намагнічування перш за все необхідно здійснити магнітну підготовку, яка полягає в циклічному (10–20 разів) перемагнічуванні зразка при встановленому струмі, наприклад, струмі I_1 , якому відповідає напруженість H_{m1} (рис.5.10). При зніманні основної кривої

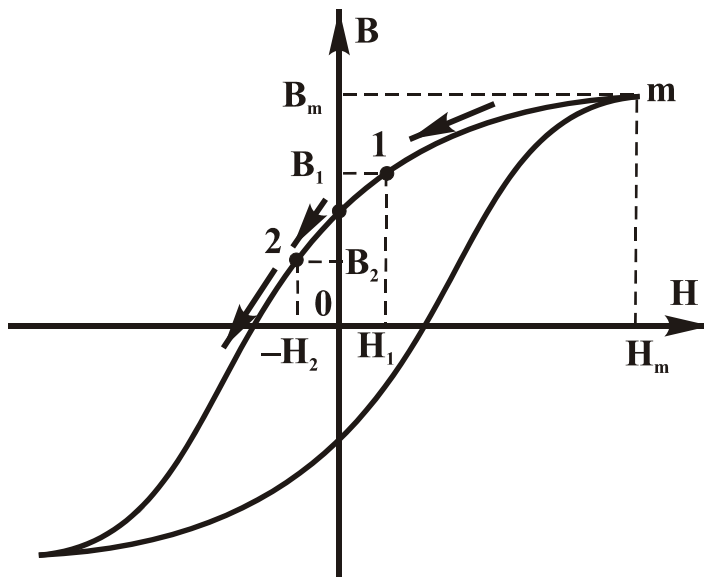
операций повинен знаходитись у вимкненому стані, $SA2$ – в замкнутому положенні. Реостатом R_1 встановлюють струм, який відповідає глибокому насиченню матеріалу. Потім, постійно перемикаючи $SA1$ з одного положення в інше (змінюючи тим самим напрям струму в обмотці W_1), зменшують реостатом R_1 , а якщо потрібно – і R_2 (при розімкненому $SA2$), струм в обмотці W_1 до нуля. Після цього можна приступати до випробувань матеріалу.

намагнічування (у тому числі й при магнітній підготовці) перемикач SA2 повинен бути замкнений.

Струм в намагнічувальній обмотці встановлюється реостатом R_1 за амперметром А. Після закінчення магнітної підготовки ключ SA1 замикають в будь-якому положенні – 1 чи 2, замикають SA4 та вимикають (або перемикають) струм в обмотці W_1 . За “відкидом” гальванометра визначають потокозчеплення Ψ_1 у зразку, а за ним – індукцію $B_{m1} = \Psi_1/W_2 \cdot S_0$, де S_0 – переріз зразка. Напруженість розраховують за формулою: $H_{m1} = I_1 \cdot W_1/l_{cp}$, де l_{cp} – довжина середньої магнітної лінії в зразку.

Аналогічно знімається точка з координатами $B_{m2}-H_{m2}$ при струмі I_2 в обмотці W_1 . Потім, проводячи лінію через одержані точки, одержують основну криву намагнічування як геометричне місце вершин частинних петель перемагнічування.

Для знімання точок, які лежать на граничній петлі перемагнічування при замкненому SA2 (SA3 – в положенні 1) реостатом за амперметром А встановлюють струм I_m , який відповідає вершині граничної петлі гістерезису з координатами H_m, B_m (рис.5.11). Потім розмикають ключ SA2 та реостатом R_2 за амперметром А встановлюють струм, дещо менший за I_m . Знову замикають ключ SA2 – у колі буде струм I_m . При цьому струмі проводять магнітну підготовку, одержуючи в кінці її стабільну граничну петлю гістерезису; стан матеріалу зразка визначається при цьому точкою m . Потім, підключивши БГ ключем SA4, розмикають ключ



SA2.

Рисунок 5.11

Напруженість у зразкові зменшується від значення H_m до H_1 , індукція – від B_m до B_1 , потік змінюється на величину $\Delta\Phi_1 = (B_m - B_1) \cdot S_0$. За “відкидом” БГ визначають $\Delta\Phi_1$, а потім, знаючи B_m , обчислюють B_1 .

Для одержання значення залишкової індукції B_r після магнітної підготовки вимикають намагнічувальний струм I_m . При цьому індукція зменшується від B_m до B_r .

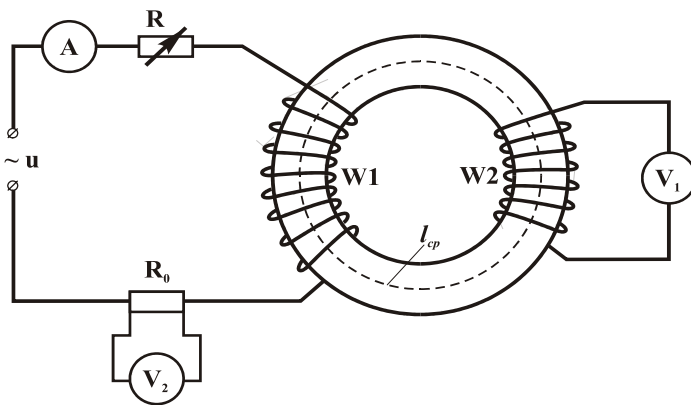
Для одержання точок на спадній ділянці петлі перемагнічування, які знаходяться в другому та третьому квадрантах (наприклад, точок 2 та 3), виконують все так саме, що і в попередньому випадку, за винятком того, що після розмикання ключа SA2 відразу перемикають ключ SA1. При розмиканні ключа SA2 напруженість зменшується (при зніманні точки 2) від значення H_m до H_1 , а при перемиканні ключа SA1 – від H_1 до мінус H_1 . У цілому напруженість змі-

нюється від H_m до мінус H_1 , а індукція – від B_m до B_2 . Вихідну частину петлі гістерезису будують симетрично відносно початку координат спадної вітки.

Для визначення статичних характеристик магнітних матеріалів промисловістю випускається ряд спеціальних вимірювальних установок, таких як У5045, У506, У032.

5.5.2 Визначення динамічних магнітних характеристик

Схема для проведення таких випробувань приведена на рис.5.12. В схемі два вольтметри: V_1 – амплітудних та V_2 – середніх значень. Якщо активний опір R в колі намагнічувального струму великий, то при синусоїдній напрузі живлення форми кривої струму і напруженості в зразку близькі до синусоїдних.



У цьому випадку напруженість H_m обчислюють за формулою:

$$H_m = \sqrt{2} \cdot I \cdot W_1 / l_{cp},$$

де I – діюче значення намагнічувального струму, що його показує амперметр, W_1 – число витків намагнічувальної котушки, l_{cp} – довжина середньої лінії кола зразка.

Рисунок 5.12

Якщо ж активний опір $R = 0$, то близькою до синусоїдної виявляється форма кривої індукції, і для визначення напруженості в зразку вимірюють вольтметром амплітудних значень V_1 спад напруги U_m на зразковому резисторі R_0 , який має малий опір.

За цими даними знаходять

$$H_m = U_m \cdot W_1 / (R_0 \cdot l_{cp}).$$

Цей же ж спосіб можна використати й для визначення H_m кривої синусоїдної форми.

Магнітну індукцію B_m можна визначити через середнє значення е.р.с., яке вимірюється вольтметром V_2 . Для встановлення співвідношення між e_{cp} та B_m розглянемо графіки залежностей по-

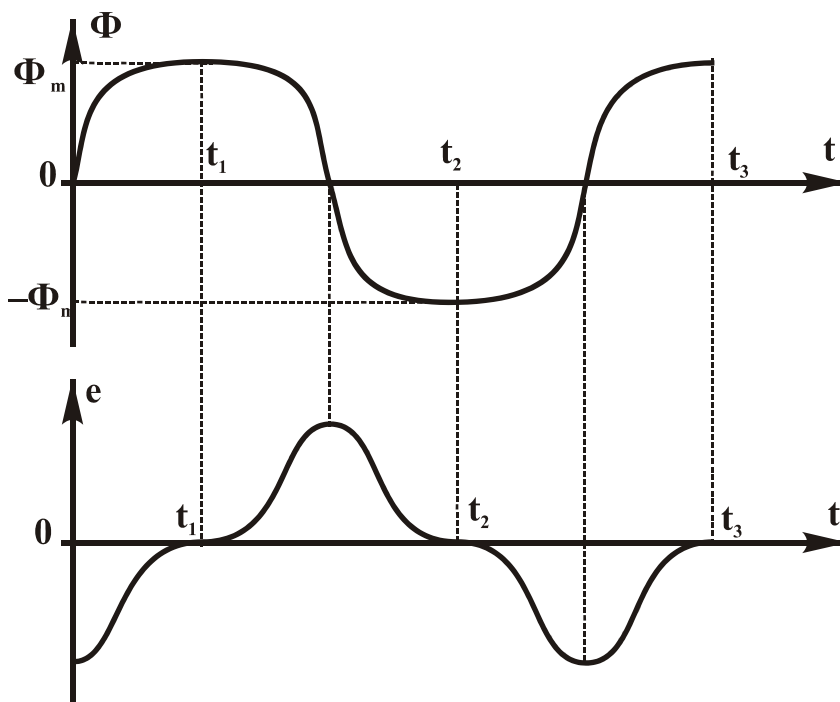


Рисунок 5.13

току в зразку та е.р.с. в обмотці W_2 від часу (рис.5.13).

Відомо, що $e = -W_2 \frac{d\Phi}{dt}$. Середнє випрямлене значення е.р.с. дорівнює:

$$E_{cp} = \frac{1}{T/2} \int_{t_1}^{t_2} e dt. \quad (5.19)$$

Підставляючи в (5.19) вираз $e = -W_2 \frac{d\Phi}{dt}$, одержуємо:

$$E_{cp} = -W_2 \frac{2}{T} \int_{t_1}^{t_2} d\Phi = -W_2 \cdot 2 \cdot f \cdot \Phi|_{t_1}^{t_2} = 4 \cdot W_2 \cdot f \cdot \Phi_m = 4 \cdot W_2 \cdot f \cdot B_m \cdot S_0, \quad (5.20)$$

де $f = 1/T$ – циклічна частота змінного струму. З рівняння (5.20):

$$B_m = E_{cp} / (4 \cdot f \cdot W_2 \cdot S_0) \approx U_{2cp} / (4 \cdot f \cdot W_2 \cdot S_0), \quad (5.21)$$

де U_{2cp} – покази вольметра V_2 .

Змінюючи значення намагнічувального струму та вимірюючи H_m і B_m , можна побудувати залежність $B_m = f_1(H_m)$, а з неї одержати залежність $\mu_a = f_1(H_m)$. Динамічну петлю перемагнічування за допомогою цих приладів одержати не можна.

Визначення динамічних характеристик за допомогою вольметра з керованим випрямлячем

Схема установки або приладу, який містить керований випрямляч, показана на рис.5.14.

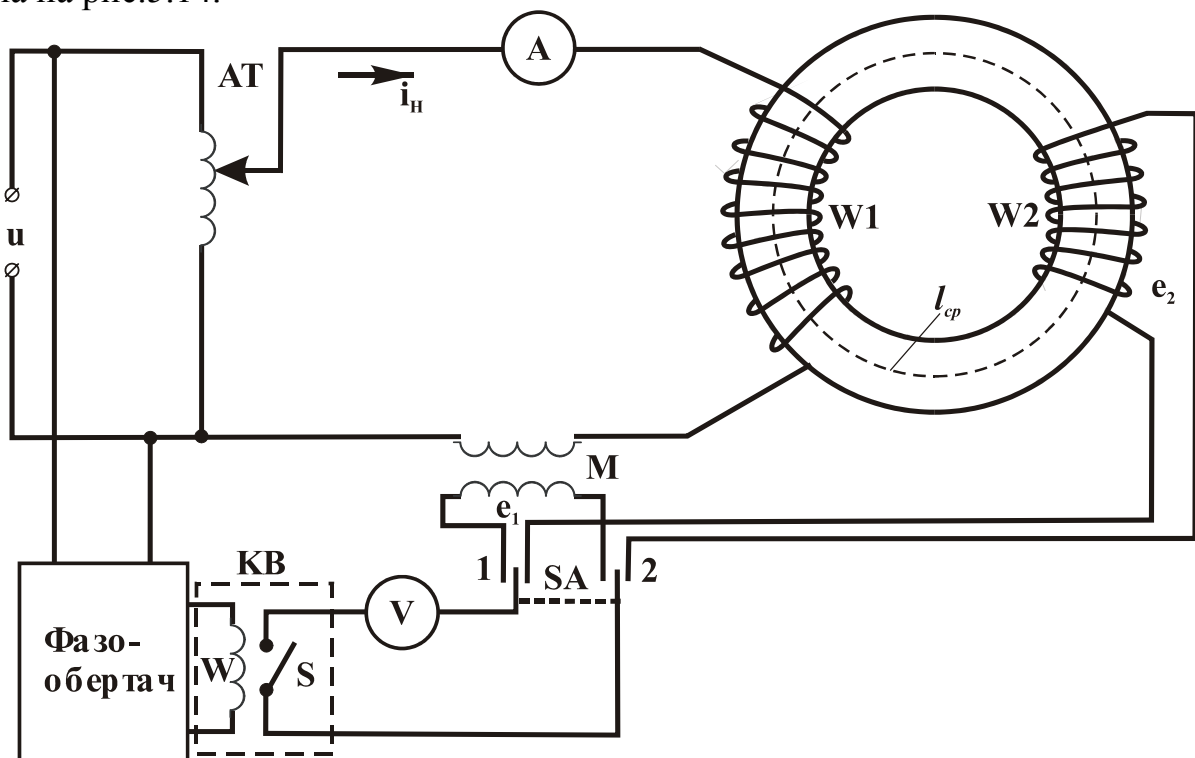


Рисунок 5.14

За допомогою автотрансформатора АТ та амперметра А задають певне значення намагнічувального струму I_H , який протікає через намагнічувальну обмотку W_1 зразка та первинну обмотку котушки взаємної індуктивності M . Вольтметр V з керованим випрямлячем КВ дозволяє виміряти середні значення е.р.с. e_1 та e_2 . До керованого випрямляча відноситься й фазообертач, за допомогою якого можна змінювати фазу напруги, яка прикладається до обмотки W керованого випрямляча КВ, тим самим керуючи моментом замикання контакту. Е.р.с. e_1 та e_2 зв'язані певними залежностями з напруженістю та індукцією в зразку. Розглянемо це детальніше. Нехай струм i_H в залежності від t змінюється так, як показано у верхній частині рис.5.15, а е.р.с. $e_1 = -M \frac{di_H}{dt}$ – так, як у нижній.

При цьому криві струму i_H та е.р.с. e_1 симетричні відносно осі t . Форма кривої напруженості $h(t)$ у зразку повторює форму кривої $i_H(t)$. Нехай контакт S керованого випрямляча замикається в момент t_1 . Розімкнеться він в момент $t_2 = t_1 + T/2$, де T – період змінного струму (або напруги). Протягом проміжку часу від t_1 до t_2 вольтметр V при положенні 1 перемикача SA буде підключений до е.р.с. e_1 . В другій половині періоду (від моменту t_2 до моменту $t_2 + T/2$) контакт S розімкнений. Далі процес повторюється. Тоді вольтметр V покаже середнє значення е.р.с. e_1 , яке визначається заштрихованою площею кривої $e_1(t)$, що знаходиться під віссю часу (рис.5.15).

$$E_{1cp} = -\frac{M}{T} \int_{t_1}^{t_2} \frac{di_H}{dt} dt = -\frac{M}{T} \int_{i_H(t_1)}^{i_H(t_2)} di_H = -\frac{M}{T} i_H \Big|_{i_H(t_1)}^{i_H(t_2)}. \quad (5.22)$$

Оскільки крива струму $i_H(t)$ симетрична відносно осі часу, то $i_H(t_1) = -i_H(t_2)$, тому (з урахуванням того, що $1/T = f$)

$$E_{1cp} = 2 \cdot M \cdot f \cdot i_H(t_1). \quad (5.23)$$

Таким чином, E_{1cp} пропорційне миттєвому значенню намагнічувального струму i_H в момент t_1 замикання контакту S керованого випрямляча.

Вимірявши E_{1cp} , неважко виразити через нього напруженість в зразку в даний момент часу

$$h(t_1) = i_H(t_1) \cdot W_1 / l_{cp} = E_{1cp} \cdot W_1 / (2 \cdot M \cdot f \cdot l_{cp}). \quad (5.24)$$

Змінюючи фазообертачем фазу керованої напруги випрямляча, можна визначити миттєві значення напруженості в будь-який момент часу у межах півперіоду, у тому числі і максимальне значення:

$$H_m = E_{1cpm} \cdot W_1 / (2 \cdot M \cdot f \cdot l_{cp}). \quad (5.25)$$

Е.р.с. у вимірювальній котушці W_2

$$e_2 = -W_2 \frac{d\Phi}{dt} = -W_2 \cdot S_0 \cdot \frac{dB}{dt}. \quad (5.26)$$

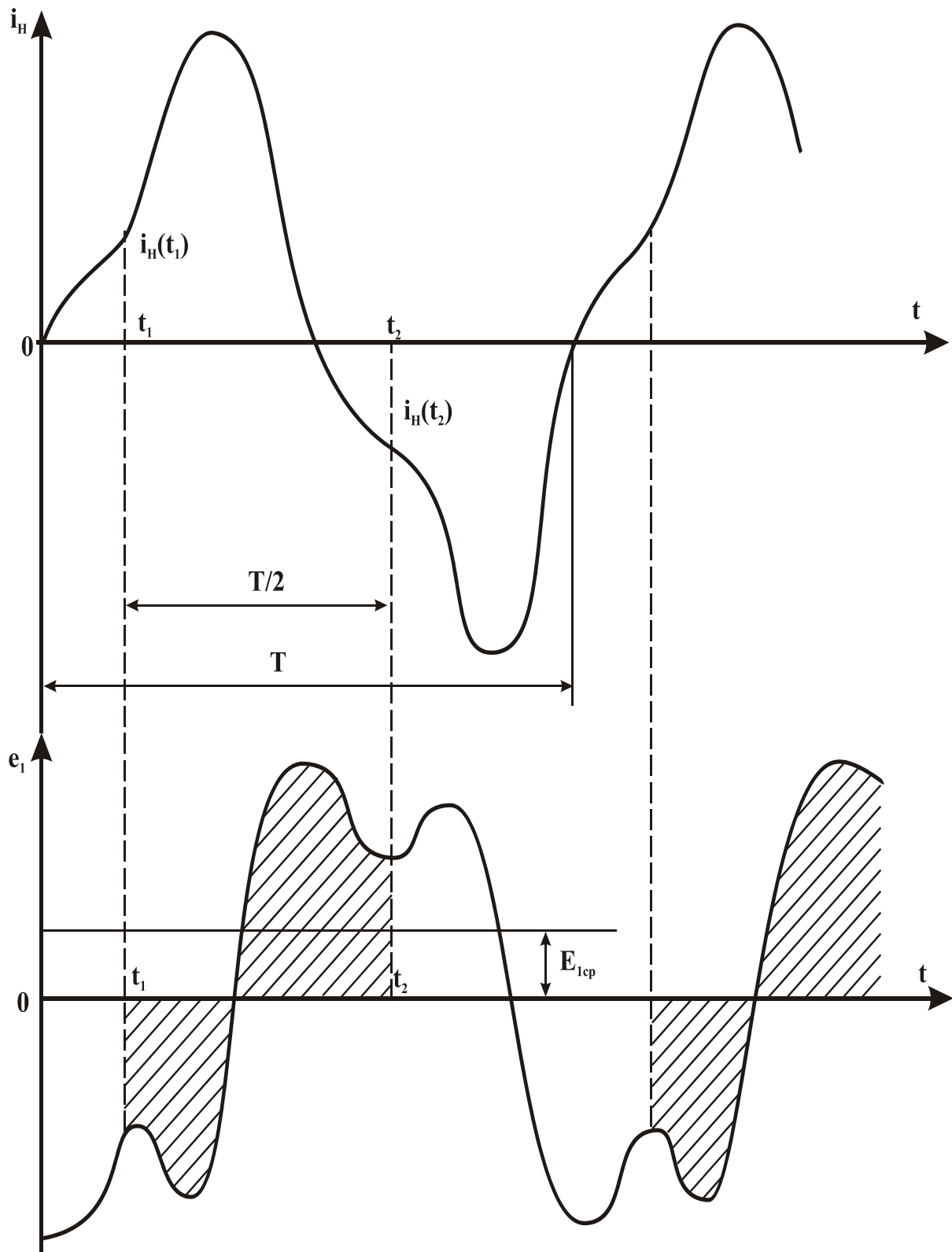


Рисунок 5.15

Порівнюючи вирази для e_2 та e_1 , бачимо, що вони за своєю структурою однакові. Тому, вимірюючи середні значення E_{2cp} , можна визначити миттєві значення індукції в зразку в ті ж самі моменти часу, в які визначались значення напруженості. В момент t_1

$$B(t_1) = E_{2cp} / (2 \cdot W_2 \cdot S_0 \cdot f). \quad (5.27)$$

Максимальне значення індукції

$$B_m = E_{2cp\ m} / (2 \cdot W_2 \cdot S_0 \cdot f). \quad (5.28)$$

Одержавши за результатами вимірювань значення $B(t)$ та $H(t)$ для різних моментів часу, можна побудувати динамічну петлю перемагнічування. За максимальними значеннями B_m та H_m будують основну криву намагнічування.

В розглянутій схемі керований випрямляч підключає вольтметр до е.р.с. e_1 або e_2 на час, який дорівнює півперіоду змінного струму. Існують керовані випрямлячі, які дозволяють одержувати середні значення за два півперіоди, які в два рази більші, ніж за один півперіод.

Установки та прилади для визначення динамічних характеристик магнітних матеріалів, в яких використовується керований випрямляч, називають ферометрами. Промисловістю випускається цифровий ферометр Ф5063, у якого похибка вимірювання середніх значень напруги складає 0,5–1%.

5.6 Сенсори струму і напруги на основі ефекта Холла

Сенсори прямого підсилення використовують ефект Холла. Магнітна індукція B і напруга Холла U_x , формуються вимірюваним струмом I_p , який перетворюється у вихідний струм сенсора. Струм управління I_y подається на сенсор від стабілізованого джерела струму (рис.5.16).

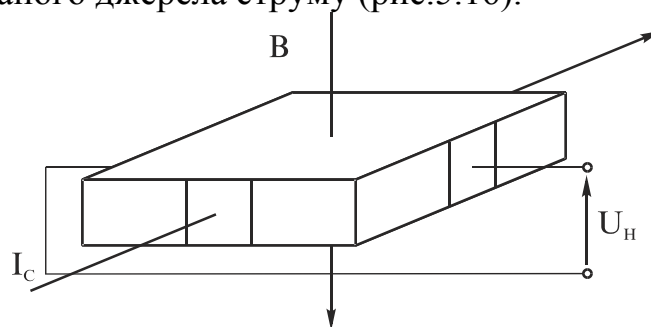


Рисунок 5.16

В межах лінійної області циклу гістерезису магнітна індукція B пропорційна I_p :

$$B = a \cdot I_p,$$

де a – постійна для даного сенсора.

Відповідно, напруга Холла визначається так:

$$U_x = \frac{k}{d} I_y a \cdot I_p,$$

де k – постійна Холла, d – товщина пластини.

В останньому рівнянні всі складові постійні за винятком вимірюваного струму I_p . Тому рівняння перетворення для таких сенсорів є лінійним:

$$U_x = b \cdot I_p,$$

де $b = \frac{k}{d} I_y a = \text{const}$ - постійний коефіцієнт.

Вихідний сигнал сенсора U_x підсилюється, і на виході сенсора формується вихідна напруга

$$U = K \cdot U_x,$$

яку за допомогою аналого-цифрового перетворювача перетворюють у двійковий код.

Сенсори прямого підсилення здатні вимірювати як постійний, так і змінний струм з гальванічною ізоляцією. Вони характеризуються низькою потужністю споживання, малими геометричними розмірами і відносно малою вагою. Вони забезпечують відсутність внутрішніх втрат у вимірювальному колі і нечутливі до механічних перевантажень, відносно дешеві і застосовується переважно в електроенергетиці.

Діапазон перетворюваного струму визначається лінійною ділянкою кривої намагнічення магнітного кола. В залежності від типу сенсора діапазон вимірювання може 3 рази перевищувати значення номінального струму.

Вихідна напруга прямо пропорційна вимірюваному струмові. Максимальне значення вихідної напруги залежить від напруги живлення. В основному значення вихідної напруги цих сенсорів не перевищує 4 В при номінальному значенні вимірюваного струму.

Похибка перетворення залежить від таких факторів:

1. Зміни температури навколишнього середовища впливають на зміщення вихідного сигналу при $I_p = 0$, викликають нелінійність статичної характеристики і змінюють значення коефіцієнта підсилення вихідного підсилювача.

2. Зміни робочої температури викликають дрейф нуля вихідного струму (напруги) і зміну коефіцієнта передачі підсилювача.

Обмеження частотної характеристики в основному залежать від двох факторів:

1. Частотного діапазону електронної схеми, який залежить від типу використовуваного підсилювача;

2. Нагрівання осердя, яке залежить від вихрових струмів і втрат намагнічування при підвищених частотах.

Втрати від вихрових струмів залежать від e^2 (товщина металу осердя), B^2 (пікове значення магнітної індукції), f^2 (частота).

Втрати намагнічування пропорційні частоті і квадрату пікового значення індукції. Ці втрати залежать від ширини петлі гістерезису матеріалу осердя.

5.6.1 Сенсори струму компенсаційного типу

Дані перетворювачі називають сенсорами зі 100%-вим зворотним зв'язком, компенсаційними або сенсорами з нульовим потоком. Вони мають внутрішнє компенсаційне коло, за допомогою якого значно покращуються метрологічні характеристики порівняно з сенсорами прямого підсилення.

В той час, коли сенсори прямого підсилення формують вихідну напругу, пропорційну збільшеній холлівській напрузі, компенсаційні сенсори (рис. 5.17) формують вихідний струм, пропорційний напрузі Холла, який діє як сигнал зворотного зв'язку, щоб компенсувати магнітне поле, створене магнітним полем вимірюваного струму, або магнітним полем, яке створює вихідний струм.

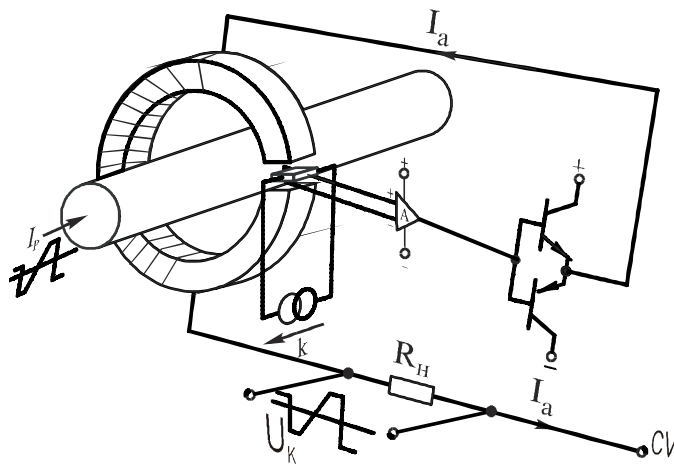


Рисунок 5.17

Струм на виході сенсора компенсаційного типу визначається

$$I = \frac{n_p}{n_s} \cdot I_p,$$

де n_p - кількість витків первинної обмотки (провідника зі струмом); n_s - кількість витків вторинної (вихідної) обмотки.

Виходячи з рівняння перетворення сенсора, індукція вторинної обмотки B_s еквівалентна індукції первинної обмотки B_p і їхні відповідні ампер-витки компенсують один одного. Отже, система діє при нульовому магнітному потоці в осерді.

Наведемо для прикладу перетворення постійного струму 100 А. Кількість витків первинної обмотки $n_p = 1$, тому що провідник веде прямо до магнітного кола і тим самим складає один виток. Вторинна обмотка має 1000 витків ($n_s = 1000$). Співвідношення витків складає 1:1000.

Як тільки струм I_p стає додатним, в наскрізному отворі магнітного осердя виникає індукція B_p , яка створюється напругою Холла. Ця напруга перетворюється в струм за допомогою генератора струму, каскад підсилювача яко-

го забезпечує протікання струму через вторинну обмотку сенсора. Таким чином, створюється поле зі значенням індукції B_s , яке компенсує поле зі значенням індукції B_p .

Отже, остаточний вторинний вихідний струм матиме таке значення:

$$I = \frac{n_p}{n_s} \cdot I_p = \frac{1}{1000} \cdot 100 = 0.1 \text{ A}.$$

Струм на виході сенсора є точним за формою відображенням струму на вході сенсора, але меншим в 1000 разів.

Діапазон вимірювання компенсаційних сенсорів широкий: від одиниць до десятків тисяч ампер з похибкою, що не перевищує 1%.

Компенсаційні сенсори здатні вимірювати постійний і змінний струми. Їхні переваги: висока точність, лінійність статичної характеристики, малий температурний дрейф, широкий частотний діапазон, відсутність додаткових втрат у вимірювальному колі.

На виході сенсора формується вторинний струм, який є струмом зворотного зв'язку. Цей струм можна перетворити в напругу за допомогою навантажувального опору.

Значення навантажувального опору має знаходитись в межах діапазону, що вказаний в технічному паспорті на сенсор, $R_{\min} \leq R_n \leq R_{\max}$, де R_{\min} - опір, що визначається за допустимою потужністю розсіювання електронних схем сенсора; R_{\max} - опір, який визначається для запобігання електричного насичення кола з урахуванням мінімального допустимого рівня напруги живлення, при якій перебивається весь діапазон перетворення.

5.6.2 Методика розрахунку параметрів сенсора струму

Наступний приклад наведено для того, щоб зрозуміти обмеження робочих характеристик сенсорів струму компенсаційного типу і алгоритм вибору навантажувального резистора.

Приклад 1. Компенсаційний сенсор струму LA 55-P:

1. Яке максимальне значення вихідної напруги можна отримати при таких параметрах:

- номінальний вхідний струм $I_p=70\text{A}$;
- температура навколишнього середовища не перевищує 70°C ;
- напруга живлення $U_{\text{ж}}=\pm 15\text{V}$?

Співвідношення витків складає 1:1000, що і визначає вихідний струм

$$I = \frac{n_p}{n_s} \cdot I_p = \frac{1}{1000} \cdot 70 = 70 \text{ mA}.$$

В технічному паспорті на сенсор наведено значення максимального опору навантаження 90 Ом. Тоді максимальна напруга на виході сенсора

$$U = R_{\max} \cdot I = 90 \cdot 70 = 6.3 \text{ V}.$$

2. Який опір навантаження необхідно вибрати при таких параметрах для отримання вихідної напруги 3.3 В для номінального первинного струму:

- номінальний вхідний струм $I_p=50$ А;
- температура навколишнього середовища до 85°C ;
- напруга живлення ± 12 В;
- вихідний струм 50 мА?

Для даних параметрів в технічному паспорті рекомендується використати навантажувальний опір в межах: $R_{\min}=60$ Ом і $R_{\max}=95$ Ом

$$R_H = \frac{U}{I_s} = \frac{3.3\text{В}}{50\text{мА}} = 66\text{Ом}.$$

Саме це значення резистора необхідно використати.

3. Для тих самих параметрів, що в прикладі 2, необхідно отримати вихідну напругу 6 В?

$$R_H = \frac{U}{I_s} = \frac{6\text{В}}{50\text{мА}} = 120\text{Ом}$$

Оскільки опір навантаження перевищує допустиме максимальне значення, то для струму 50 А вказану напругу отримати неможливо. Допустиме значення опору 95 Ом забезпечує максимальну вихідну напругу 4.75 В.

5.6.3 Сенсори напруги компенсаційного типу

Сенсори напруги, побудовані на ефекті Холла, основані на тих же принципах, що і сенсори струму. Практично вони реалізовані на основі сенсорів струму, а основна відмінність полягає в тому, що первинне коло виготовлене з великою кількістю витків. Це дозволяє реалізувати необхідну кількість ампер-витків для створення первинної індукції при мінімальному значенні первинного струму, що забезпечує мінімальне споживання енергії від вимірювального кола. Тому для вимірювання напруги достатньо забезпечити первинний струм, еквівалентний перетворюваній сенсором напрузі, що досягається за допомогою резистора, послідовно з'єданого з первинною обмоткою.

Отже, сенсори напруги, реалізовані на ефекті Холла, являють собою сенсори струму з первинною багатовитковою обмоткою і додатковий резистор.

5.6.4 Сенсори напруги з зовнішнім резистором

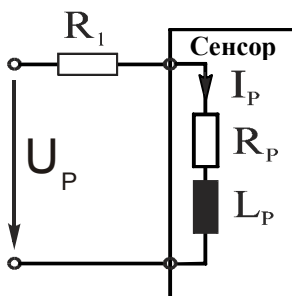


Рисунок 5.18

Оскільки в такому сенсорі напруги використано той же принцип дії, що і в сенсорі струму, то визначення значень напруги і навантажувального резистора здійснюють аналогічно. Додатково необхідно розрахувати значення зовнішнього резистора R_1 (рис.5.18).

Приклад 2. Компенсаційний сенсор напруги LV 100:

Яким має бути значення зовнішнього резистора R_1 для перетворення номінальної напруги 230 В з піковим значенням 500 В і якою буде похибка перетворення?

1. Розрахунок значення зовнішнього резистора R_1 :

- Номінальний струм $I_{pn} = 20 \text{ мА}$;
- Діапазон перетворення $I_p = 20 \text{ мА}$;
- Опір первинної обмотки $R_p = 1900 \text{ Ом}$.

Значення зовнішнього резистора

$$R_1 = \frac{U_{pn}}{I_{pn}} - R_p = \frac{230}{10 \cdot 10^{-3}} - 1900 = 21.1 \text{ кОм}.$$

Номінальне значення потужності, яка розсіюється в резисторі R_1 ,

$$P = I_{pn}^2 \cdot R_1 = (20 \cdot 10^{-3})^2 \cdot 21.1 \cdot 10^3 = 2.11 \text{ Вт}.$$

Для запобігання надмірного температурного дрейфу значення R_1 і для надійної роботи схеми необхідно вибрати номінальну потужність резистора в 3-4 рази вищу за розраховану, тобто 8 Вт.

2. Чи можливе перетворення даним сенсором максимальної напруги 500 В?

Перетворення напруги 500 В можливе за умови, коли середнє квадратичне значення струму знаходиться на рівні 10 мА (що визначається умовами розсіювання потужності). Якщо дане правило не виконується, то R_1 необхідно перерахувати для меншого значення первинного струму, наприклад, для 3 мА.

Контрольні питання

1. Принцип дії індукційних перетворювачів магнітних величин.
2. Суть ефекта Холла і принцип дії гальваномагнітних вимірювальних перетворювачів.
3. Суть ефекта Гаусса і принцип дії магніторезистивних вимірювальних перетворювачів.
4. Принцип дії гальваномагніторекombінаційних перетворювачів.
5. Принцип дії феромодуляційних вимірювальних перетворювачів.
6. Сенсори струму і напруги на основі ефекта Холла.
7. Наведіть методику вимірювання характеристик постійних магнітних полів.
8. Методика визначення динамічних магнітних характеристик.

Розділ VI ВИМІРЮВАННЯ НЕЕЛЕКТРИЧНИХ ВЕЛИЧИН

Швидкий розвиток автоматизованих систем контролю різних технологічних процесів, машин і механізмів, впровадження гнучких автоматизованих виробництв поставили невідкладне завдання - забезпечити такі системи сенсорами неелектричних величин.

6.1 Особливості вимірювання неелектричних величин

До сенсорів, що діють у найнесприятливіших умовах контрольованого середовища і об'єкта, висуваються різні, часто суперечливі вимоги: довгочасна стабільність, висока надійність, мала похибка вимірювання, стійкість проти впливу різних дестабілізуювальних факторів, високі статична і динамічна чутливості, незначне енергоспоживання, інформаційна, конструктивна і технологічна сумісності із мікропроцесорними системами, невисока вартість в умовах серійного виробництва.

Розширення промислових процесів, що проходять в екстремальних умовах (високі і наднизькі температури, потужні електромагнітні поля, високий рівень радіації тощо), висувають перед сенсорами вимогу збереження високих метрологічних характеристик у межах жорстких умов експлуатації.

У той же час в сучасній промисловості, науці, енергетиці, на транспорті та в інших галузях народного господарства, має місце надзвичайно швидке зростання кількості фізичних величин, які необхідно вимірювати (контролювати). На сучасному етапі необхідно (як свідчать роботи зі складання кадастру величин і параметрів, що підлягають вимірюванню) вміти вимірювати чи контролювати понад 2000 величин, а існуючі методи і засоби дають можливість вимірювати лише 400-500 величин. При цьому кількість неелектричних величин, які необхідно вимірювати, значно перевищує кількість вимірюваних електричних і магнітних величин.

Сучасні засоби вимірювання і системи складаються з певної кількості окремих вимірювальних перетворювачів. Існує безліч різновидів ЗВ, а кількість типів вимірювальних перетворювачів дещо обмежена. Ця тенденція зберігається і буде розвиватися в майбутньому. Однак процентне співвідношення при розподілі вимірювань різних фізичних величин буде змінюватися.

Таким чином, широкий спектр вимірюваних неелектричних величин, недостатнє вивчення методів їх вимірювання, метрологічна незабезпеченість вказують на особливості вимірювання неелектричних величин.

Нині при вимірюванні неелектричних величин широко застосовуються електричні методи вимірювання, тобто виконується «електрифікація» таких вимірювань. Це зумовлює наявність вимірювального перетворювача в структурі засобу вимірювання неелектричних величин, що здійснює попереднє перетворення досліджуваної неелектричної величини у функціонально пов'язану з нею електричну.

Переважне використання електричних методів вимірювання неелектричних величин зумовлюється можливістю вимірювання на значній відстані від об'єкта дослідження, зручністю передачі й обробки електричних сигналів, можливістю реєстрації величин, що змінюються як повільно, так і швидко, достатнім вивченням методів і засобів вимірювання електричних величин.

6.2 Узагальнена структурна схема

У загальному випадку прилади для вимірювання неелектричних величин конструктивно найчастіше складаються з двох самостійних вузлів: сенсора і вторинного вимірювального приладу, які можуть розміщуватися на значній відстані один від одного і з'єднуватися лініями зв'язку.

Розглянемо узагальнену структурну схему засобу вимірювання неелектричних величин на прикладі засобу вимірювання тиску (рис.6.1, а).

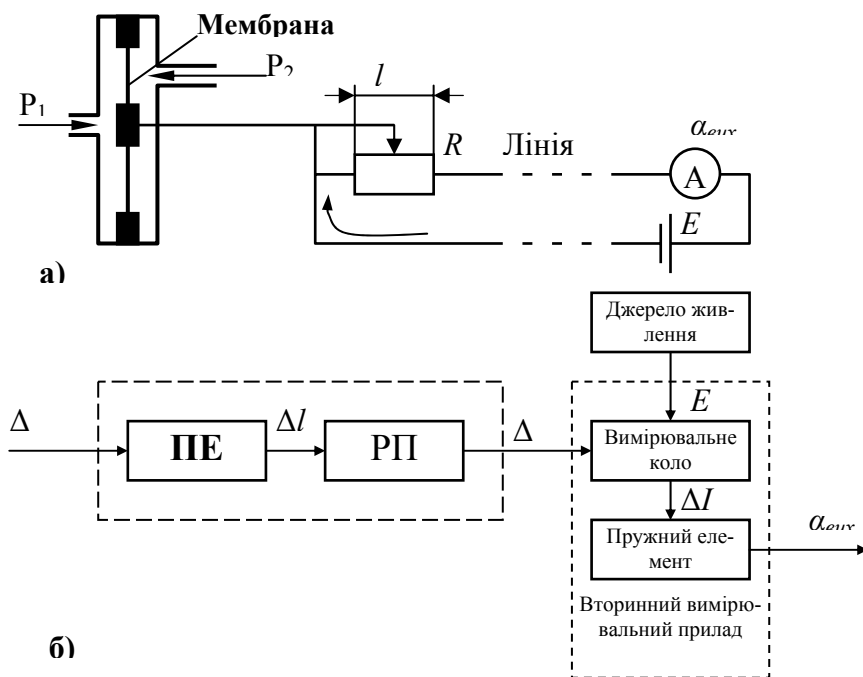


Рисунок 6.1

Деформація пружного елемента (ПЕ) (мембрани) використовується для переміщення повзуна потенціометра. Резистивний потенціометр (РП) перетворює лінійне переміщення l у відповідну зміну опору ΔR , яка змінює струм на ΔI у лінії зв'язку, що фіксується амперметром (рис.6.1, б). Послідовність вимірювальних перетворювань у приладі можна подати у вигляді:

$$\Delta P \rightarrow \Delta l \rightarrow \Delta R \rightarrow \Delta I \rightarrow \Delta \alpha_{вих}$$

Наведена послідовність перетворень дозволяє наочніше виділити основні елементи ЗВ неелектричних величин.

Основною статичною характеристикою первинних перетворювачів неелектричних величин є градуовальна. Для більшості перетворювачів неелектричних величин функція перетворення суттєво нелінійна. Тому при їх використанні з електричними вимірювальними приладами, які мають лінійну ста-

тичну характеристику, виникає необхідність лінеаризації функції перетворення сенсора.

Для компенсації впливу дестабілізуючих факторів надзвичайно ефективно використання диференціальних схем. У цих перетворювачах використовуються два чутливих елементи, в одному з яких під дією вимірюваної величини вихідна величина збільшується, а в іншому - зменшується. Результувальний вихідний сигнал формується як різниця вихідних сигналів чутливих елементів. При цьому внаслідок впливу зовнішніх факторів зміни вихідних сигналів взаємно компенсуються.

При використанні сенсорів у вимірювально-інформаційних системах застосовують уніфікацію їх вихідних сигналів. Найбільш поширені уніфіковані сигнали у вигляді постійного струму 0...5, 0...20, 4...20 мА, напруги 0...100 мВ, 0...10 В і частоти 4...8 кГц.

Залежно від типу первинного вимірювального перетворювача і вигляду його вихідного інформативного параметра використовуються ті чи інші технічні засоби електровимірювальних приладів. У більшості випадків апаратна частина вторинних приладів для вимірювання неелектричних величин істотно не відрізняється від приладів для вимірювання електричних величин. Суттєвою відмінністю є тільки алгоритм роботи приладу, який визначається алгоритмом виконання вимірювальної процедури тієї чи іншої фізичної величини.

Оскільки вихідними інформативними параметрами перетворювачів є напруга, струм, опір, ємність або індуктивність, то вторинними вимірювальними приладами є прилади для вимірювання відповідних електричних величин. При цьому, як правило, вторинні прилади проградуировані з урахуванням функції перетворення сенсора в одиницях вимірюваної неелектричної величини. В цих ЗВ передбачена корекція неінформативних параметрів, що впливають як на вимірювальний перетворювач, так і на лінію зв'язку.

Оскільки основним елементом ЗВ неелектричних величин є різні вимірювальні перетворювачі, розглянемо більш детально принципи їх побудови. Залежно від енергетичних властивостей вихідного сигналу і способу його дальшого використання первинні вимірювальні перетворювачі поділяються на дві великі групи: параметричні і генераторні.

6.3 Параметричні вимірювальні перетворювачі

У параметричних вимірювальних перетворювачах неелектрична величина перетворюється у приріст параметра електричного кола (R , L , C , M), тому особливістю роботи таких перетворювачів є потреба в додатковому джерелі енергії. Коротко розглянемо основні типи параметричних вимірювальних перетворювачів.

6.3.1 Резистивні перетворювачі

Параметричні перетворювачі, в яких вихідною величиною є приріст електричного опору, називаються резистивними.

До цієї групи належать реостатні перетворювачі, перетворювачі контактного опору, контактні резистивні перетворювачі, фоторезистивні, кондуктометричні (резистивні електролітичні) перетворювачі, термо- і тензорезистори. Основні характеристики цих перетворювачів наведені у табл.6.1.

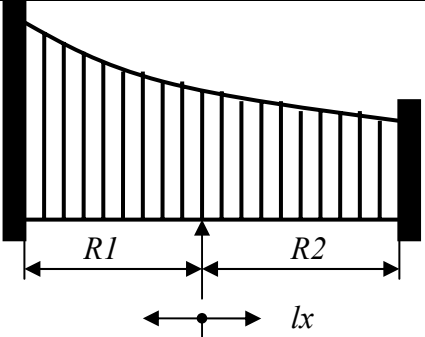
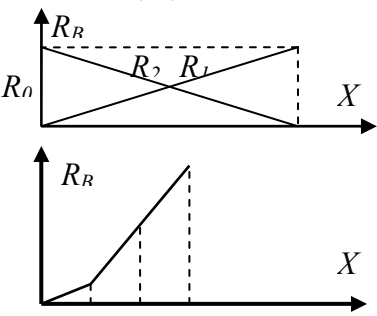
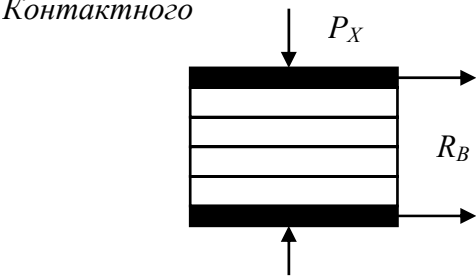
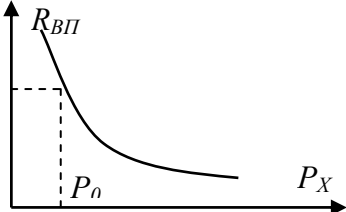
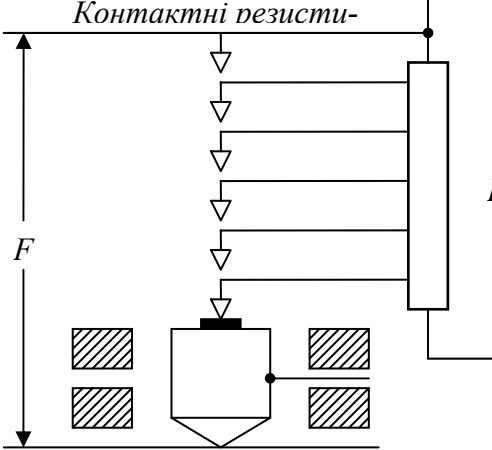
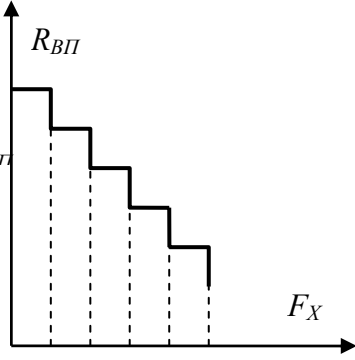
Якщо входною величиною є переміщення (лінійне чи кутове), використовують реостатні перетворювачі (схема 1 у табл.6.1), в яких повзун реостата переміщується відповідно до значень вимірюваної величини. Перетворювач складається з обмотки, намотаної на каркас, і рухомої щітки. Опір майже всіх реостатних перетворювачів змінюється не плавно, а ступінчасто. Це призводить до виникнення похибки дискретності Δ_d , яка зменшується із збільшенням кількості витків на одиницю вимірюваного переміщення.

Перетворювачі контактного опору (схема 2 у табл.6.1) побудовані на залежності перехідного опору між стиковими електропровідними елементами від зусиль їх стискання або деформації. Як електропровідні елементи для таких перетворювачів використовують, наприклад, електропровідний папір, гуму та інші електропровідні матеріали з питомим об'ємним опором $\rho \Rightarrow 10 \text{ Ом}\cdot\text{см}$, оскільки перехідний опір набагато більший за об'ємний опір контактувальних елементів. Одним з перших первинних перетворювачів цього типу є вугільний мікрофон.

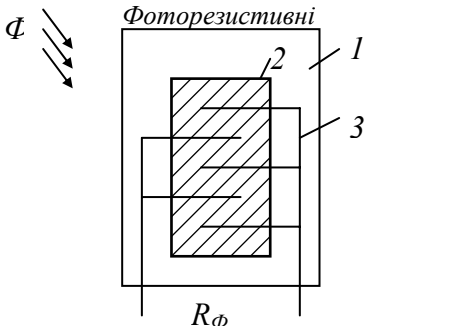
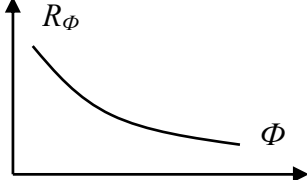
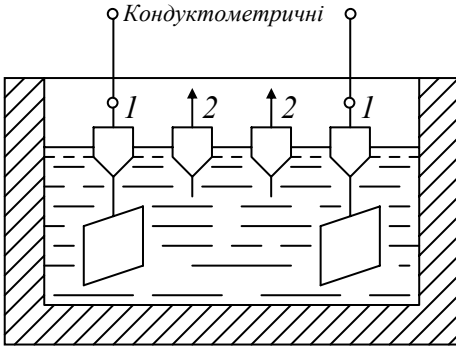
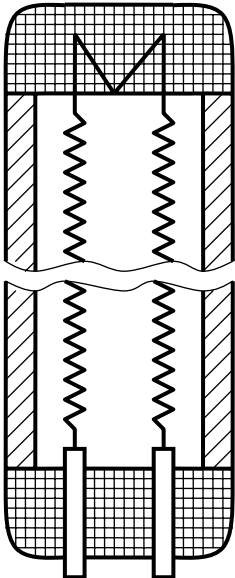
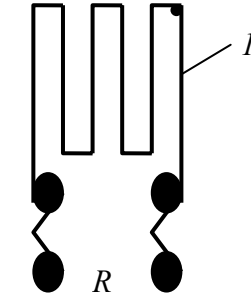
Контактні резистивні перетворювачі (схема 3 у табл.6.1) використовують у тих випадках, коли немає необхідності в неперервному вимірюванні неелектричної величини, а потрібно визначити тільки досягнення заданого рівня. Вони дешеві і прості в конструктивному виконанні. Недоліком їх є спрацювання контактів, ненадійність роботи при наявності вібрацій.

Фоторезистивні перетворювачі. При освітленні ряду напівпровідників (сірчаний кадмій, сірчаний вісмут, селен тощо) збільшується їх електропровідність. Це явище покладено в основу побудови фоторезисторів. Конструктивно фоторезистори - це нанесений на скляну пластину 1 площею від одиниць до сотень квадратних міліметрів шар напівпровідника 2 з електродами 3, що входять у нього (схема 4 у табл.6.1). Висока чутливість, можливість одержання значних фотострумів без застосування додаткових підсилювачів і практично необмежений строк служби визначають основну перевагу фоторезисторів. До недоліків цих перетворювачів слід віднести їх інерційність.

Таблиця 6.1 - Основні різновиди резистивних перетворювачів

Схема	Функціональна схема перетворювача	Рівняння перетворення	Метрологічні характеристики
1	<p style="text-align: center;">2</p> 	<p style="text-align: center;">3</p> $R_{ВП} = f(X)$ 	<p style="text-align: center;">4</p> $\Delta_{\delta} = \frac{r}{2R} \cdot \frac{1}{2W}$ <p><i>r</i> – витковий опір, <i>W</i> – число витків</p> $l_{\max} \leq 1\text{м}$
2	<p>Контактного</p> 	$R = R_0 \left(1 + \frac{k}{P_X} \right), \text{ k - кое-фіцієнт перетворення.}$ 	$P_{\max} = 7 \cdot 10^5 \text{ Н / м}^2$ $\Delta = (3 \dots 5)\%$
3	<p>Контактні резисти-</p> 	$R = f(F_X)$ 	$F_X = (10\text{кН} \dots 0,5\text{МН})$ $\Delta = 1\%$

Продовження таблиці 6.1

1	2	3	4
4	<p style="text-align: center;"><i>Фоторезистивні</i></p>  <p style="text-align: center;">R_{Φ}</p>	$R_{\Phi} = R_T - k \cdot \Phi$ <p>Φ – світловий потік, R_T – темновий опір</p> 	$S_{ВП} = 500 \frac{\text{мкА}}{\text{лм} \cdot \text{В}} \dots$ $\dots 10^6 \frac{\text{мкА}}{\text{лм} \cdot \text{В}}$
5	<p style="text-align: center;"><i>Кондуктометричні</i></p> 	$R = \frac{k}{C_1 F (\bar{U}_a + \bar{U}_k)}$ <p>k – коефіцієнт перетворення, F – постійна, \bar{U}_a, \bar{U}_k – відносна рухомість аніонів і катіонів</p>	<p>Діапазон провідності</p> <p>$\Delta = 5\%$ $\Delta_{\text{дин}} = 20\%$</p>
6	<p style="text-align: center;"><i>Терморезистивні</i></p> 	$R_1 = R_0 (1 + \alpha \cdot t)$ <p>α – температурний коефіцієнт опору</p>	<p>Діапазон вимірювань $T = 200 \dots 1100 \text{ } ^\circ\text{C}$</p>
7	<p style="text-align: center;"><i>Тензорезистивні</i></p> 	$\frac{\Delta R}{R} = \frac{\Delta l}{l} (1 + 2 \cdot \mu) + \frac{\Delta \rho}{\rho}$ <p>R – опір тензорезистора, l – довжина дроту, ρ – питомий опір матеріалу, μ – коефіцієнт Пуассона.</p>	$K = \frac{\Delta R / R}{\Delta l / l} =$ $= (0,8 \dots 3,6)$ <p>$R = (30 \dots 500) \text{ Ом}$ $l = (3 \dots 100) \text{ мм}$</p>

Електрохімічні резистивні перетворювачі (їх називають також кондуктометричними) базуються на використанні залежності їх опору від складу і концентрації електроліту:

$$R = \frac{K_{\Gamma}}{\gamma},$$

де K_{Γ} - коефіцієнт перетворення, що залежить від співвідношення геометричних розмірів і визначається, як правило, експериментально шляхом використання стандартних розчинів із відомими значеннями провідності γ .

Такі перетворювачі використовуються головним чином для вимірювання питомої електропровідності електролітів, за якою визначають концентрацію. Найпростіший контактний кондуктометричний перетворювач містить два електроди, опущених у досліджуваний електроліт. Опір між електродами залежить від концентрації (провідності) розчину.

Для зменшення похибки від поляризації і забруднення електродів іноді застосовують чотириелектродні перетворювачі (схема 5 у табл.6.1) з двома струмовими 1 і двома потенціальними 2 виводами, з яких знімається вимірювана напруга. Як правило, кондуктометричні перетворювачі працюють на змінному струмі, оскільки електроліз розчину проходить на постійному струмі, що призводить до значних похибок вимірювання. Крім визначення концентрації електролітів резистивні електрохімічні перетворювачі застосовуються для вимірювання механічних переміщень і деформацій, вологості газів, деревини тощо.

Терморезистори. Для вимірювання температури в різних галузях народного господарства широко застосовують контактні дотові терморезистори (термометри опору). Терморезистори випускаються двох типів: термоопори платинові (ТОП) і термоопори мідні (ТОМ), в яких як вимірювальні перетворювачі використовують чутливі елементи відповідно з платини і міді.

Тензометричні перетворювачі. В основу принципу їх дії покладена зміна активного опору $R = \rho \frac{l}{S}$ провідника при його деформації. Широко застосовувані нині наклеювані дотові тензорезистори (схема 7 у табл.6.1) - це тонкий зигзагоподібний дріт 1 (тензочутливий елемент), який наклеюється на еластичну смужку (підкладинку). Тензорезистори наклеюються на досліджуваний об'єкт так, щоб вони разом із ним зазнавали деформації стискання або розтягування.

Принципово нові можливості у розвитку тензорезисторних датчиків на основі напівпровідникових чутливих елементів відкрилися з розробкою і дослідженням структур типу "кремній на діелектрику". Із них найбільш вивчена і технологічно освоєна структура "кремній на сапфірі". Це тонка монокристалічна плівка кремнію, вирощена на монокристалічній сапфіровій підкладинці з певною кристалографічною орієнтацією. Такі перетворювачі мають хороші пружні властивості, малу похибку гістерезису, широкий діапазон вимірюваних деформацій.

Тензорезистори всіх типів широко застосовуються при вимірюванні деформацій, зусиль, тисків, моментів тощо.

6.3.2 Ємнісні перетворювачі

В ємнісних перетворювачах використовується залежність ємності конденсатора від розмірів, взаємного розміщення його обкладок і діелектричної проникності середовища між ними.

В ідеальному випадку ємність плоского конденсатора

$$C = \frac{\varepsilon S}{d}.$$

З цієї формули випливає, що ємність C плоского конденсатора збільшуватиметься при зростанні діелектричної проникності середовища ε і площі пластин S і зменшуватиметься зі збільшенням відстані між пластинами d . Отже, всі фізичні величини, які безпосередньо або через допоміжні фактори будуть впливати на зміни ε , S і d , можна виміряти за допомогою ємнісних сенсорів. Останні можуть мати найрізноманітніше конструктивне виконання: дві чи три плоскі пластини, циліндр у циліндрі тощо.

Таким чином, під ємнісним сенсором розуміють систему електродів, ємність яких однозначно залежить від значення заданої фізичної величини.

Чутливість ємнісних перетворювачів з площинними електродами є лінійною функцією зміни площі взаємодії електродів і зміни діелектричної проникності середовища між ними:

$$\frac{\Delta C_S}{C} = \frac{\Delta S}{S}, \quad \frac{\Delta C_E}{C} = \frac{\Delta \varepsilon}{\varepsilon}.$$

У той самий час чутливість відносної відстані між електродами є нелінійною функцією:

$$\frac{\Delta C_d}{C} = -\frac{\Delta d}{d} - \frac{1}{1 + \Delta d/d}.$$

Розглянемо, перетворювачем яких фізичних величин може бути ємнісний сенсор.

Зміна діелектричної проникності. Величина ε має різні значення для різних речовин. Отже, цю особливість можна використати для визначення виду речовини, що знаходиться між електродами сенсора. Якщо є суміш двох речовин, значення ε_1 і ε_2 яких відомі, то, вимірюючи результувальне значення ε_c (суміші), можна визначити її процентний склад. Наприклад, відносна діелектрична проникність нафти $\varepsilon_n=3$, а води $\varepsilon_v = 81$. Отже, найменші домішки води у нафті будуть різко збільшувати результувальну проникність ε_c . На цій особливості ґрунтується будова ємнісних вимірювачів вологості.

Загалом міжелектродний простір може бути тільки частково заповнений якою-небудь твердою, сипкою або рідкою речовиною. Якщо відомо ε цієї речовини, то за виміряною ємністю можна визначити ступінь заповнення між-

електродного простору в лінійних мірах або у мірах площі. На цій основі можуть бути побудовані вимірювачі переміщення твердих або рідких або рівнів сипкого і рідкого середовищ у закритих, недоступних безпосередньому спостереженню резервуарах.

Зрештою, ε може змінюватись від температури. Якщо закон таких змін для даної речовини відомий і однозначний, то на цій основі можна створювати вимірювачі температури.

Зміна площі. Площа S може змінюватись або при лінійних переміщеннях однієї з пластин відносно іншої, або при їх відносному повертанні. Таким чином, на цій основі можуть бути створені ємнісні сенсори лінійних і кутових переміщень. Пластини можуть мати значні розміри, /до 100 мм/, складатись із спарених секцій, тому ємнісні датчики такого типу придатні для вимірювання порівняно великих переміщень і кутів від 0 до 360°.

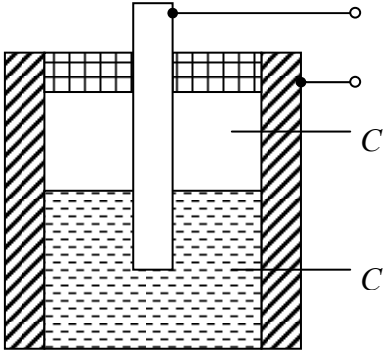
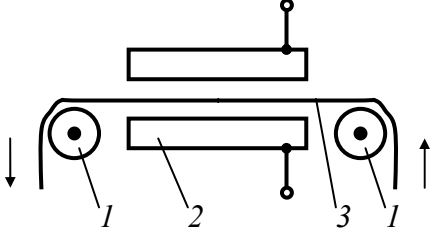
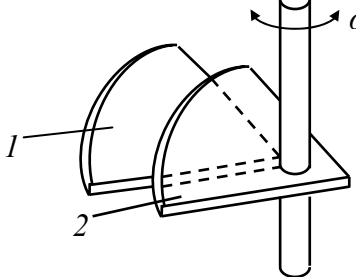
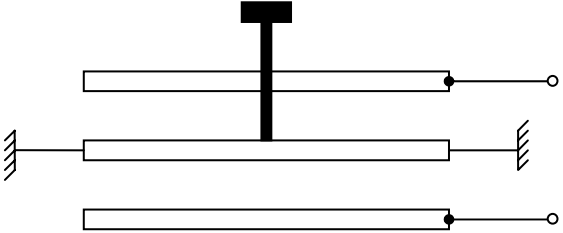
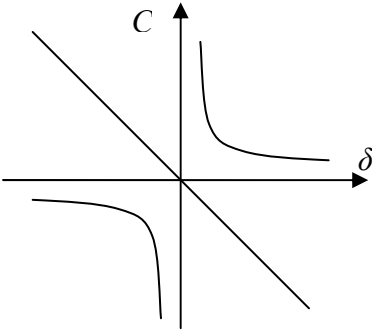
Якщо ємнісний сенсор виконати так, що вільному відносному лінійному або кутовому переміщенню пластин будуть перешкоджати відповідні пружини із наперед заданими характеристиками, то він буде придатний для вимірювання сил чи моментів, що їх обертають.

Зміна відстані d між пластинами. Таку відстань часто називають зазором, ємність сенсора змінюється обернено пропорціонально зазору d . Це вимагає особливого підходу до створення вимірювальних кіл, що працюють у парі з такими сенсорами, оскільки, звичайно, намагаються забезпечити лінійну залежність між вимірюваною й вихідною величинами. Крім того, на відміну від лінійних розмірів відстань d між пластинами не може бути великою через виникнення електричних полів розсіювання. Однак величина d може набувати дуже малих значень - десяті і соті частки міліметра.

Таким чином, після зміни відстані d між пластинами можна вимірювати переміщення так, як і після зміни S . Проте такі сенсори придатні для вимірювання дуже малих переміщень з дуже високими чутливістю і роздільною здатністю. Так, в Інституті електродинаміки НАН України створені дистанційні цифрові прилади з роздільною здатністю $5 \cdot 10^{-6}$ мм. Цифровий міст при винесенні сенсора на 10...20 м від приладу виявляє деформації, мікропереміщення, які у тисячі разів менші за товщину людської волосини. Очевидно, що зміну зазору d між пластинами сенсора також можна використати для визначення сил, моментів деформацій, зважування вантажів, вимірювання тисків і вібрацій при відповідному оснащенні сенсорів пружними елементами.

Найпоширеніші конструкції ємнісних перетворювачів наведені в табл. 6.2.

Таблиця 6.2 - Основні різновиди ємнісних перетворювачів

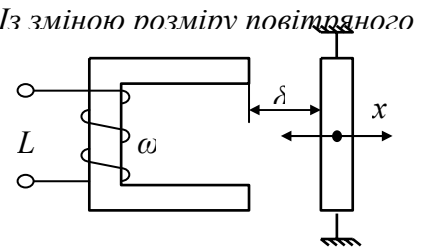
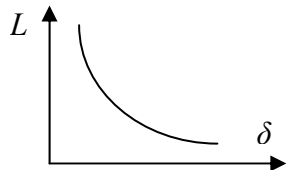
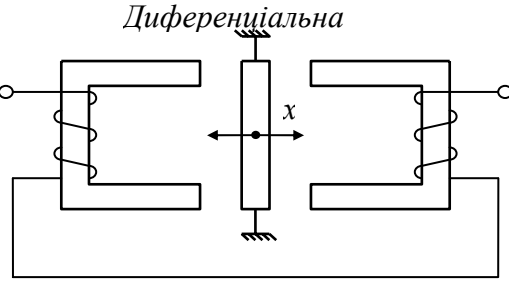
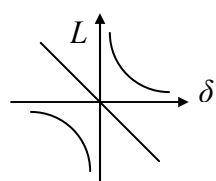
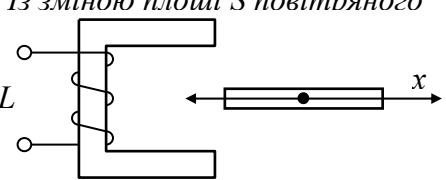
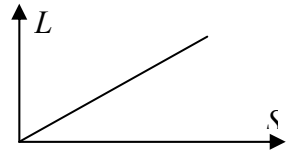
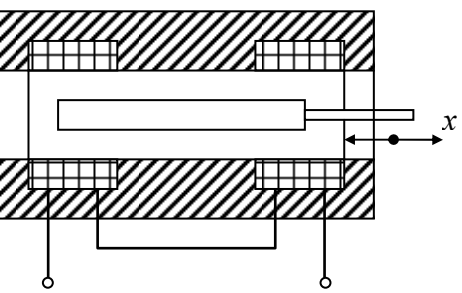
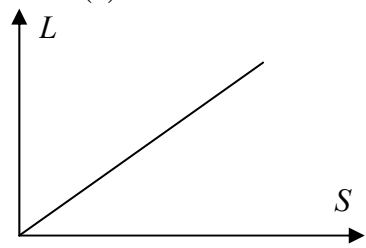
Схема	Функціональна схема перетворювачів	Рівняння перетворення
1	<p>Ємнісний перетворювач</p> 	$C = C_1 + C_0 = \frac{2\pi}{\ln R1/R2} [l\varepsilon + (l_0 - l)\varepsilon_0],$ <p> l_0 – повна довжина циліндра l – рівень рідини ε – діелектрична проникність рідини $R1, R2$ – радіуси зовнішнього і внутрішнього циліндрів </p>
2	<p>Ємнісний перетворювач</p>  <p>1 – ролики; 2 – пластина конденсатора;</p>	$C = \frac{S}{\frac{\delta - \delta_d}{\varepsilon_0} + \frac{\delta_d}{\varepsilon_d}},$ <p> δ – зазор між пластинами; S – площа пластин; δ_d – товщина стрічки; ε_d – діелектрична проникність стрічки </p>
3	 <p>1 – нерухома пластина.</p>	$C = f(\alpha)$ <p>Форма пластин дозволяє одержати необхідну функціональну залежність</p>
4	<p>Диференціальний</p> 	$C = f(\delta)$ 

Основні переваги ємнісних сенсорів - висока чутливість; відсутність рухомих деталей, які труться; простота конструкції; мала інерційність. До їх недоліків слід віднести вплив зовнішніх електричних полів, паразитних ємностей, температури і вологості.

6.3.3 Індуктивні перетворювачі

В індуктивних перетворювачах із змінною довжиною повітряного зазору (схема 1 у табл.6.3) використовується залежність індуктивності L від довжини повітряного зазору δ .

Таблиця 6.3 - Основні різновиди індуктивних перетворювачів

Схема	Функціональні схеми перетворювачів	Рівняння перетворення
1	<p>Із зміною розміру повітряного</p> 	$L = \frac{\mu_0 \omega^2 S}{\delta}$ 
2	<p>Диференціальна</p> 	$L = 2\mu_0 \omega^2 S \frac{\Delta\delta}{\delta} \cdot \frac{1}{1 - (\Delta\delta/\delta)}$ 
3	<p>Із зміною площі S повітряного</p> 	$L = f(S)$ 
4	<p>Плунжерного типу</p> 	$L = f(S)$ 

Якщо знехтувати опором магнітопроводу, незначним порівняно з магнітним опором зазору, а також втратою потужності в магнітопроводі, то одержимо

$$L = \frac{\mu_0 \omega^2 S}{\delta},$$

де μ_0 - магнітна постійна, ω - число витків котушки, S - ефективна площа повітряного зазору.

Як наслідок, індуктивний перетворювач із змінною довжиною повітряного зазору є нелінійним перетворювачем, залежність L від довжини зазору δ близька до гіперболічної. З достатнім для практики рівнем наближення можна вважати його лінійним лише при малих відносних змінах довжини повітряного зазору $\Delta\delta/\delta$. У реальних конструкціях перетворювачів відносна зміна зазору $\Delta\delta/\delta=0,1\dots0,15$ при нелінійності характеристики 1-3%. Тому такі перетворювачі застосовуються для перетворень невеликих переміщень (0,01...10 мм).

Значне покращення лінійності при одночасному збільшенні чутливості досягається в диференціальних перетворювачах із двома перетворювальними елементами, що мають загальну рухому частину (схема 2 у табл.6.3). У них рухомий якір розміщений симетрично відносно обох осердь із початковим зазором δ , і магнітні опори для потоків, що створюються двома котушками, однакові. Зміни магнітних опорів, що відбуваються при переміщенні $\Delta\delta$ якоря, мають протилежні знаки. При зустрічно-послідовному вмиканні обмоток їх сумарна індуктивність

$$L = \frac{\mu_0 \omega^2 S}{\delta - \Delta\delta} - \frac{\mu_0 \omega^2 S}{\delta + \Delta\delta} = 2\mu_0 \omega^2 S \frac{\Delta\delta}{\delta} \frac{1}{1 - \left(\frac{\Delta\delta}{\delta}\right)^2}.$$

Внаслідок того, що в знаменнику останнього виразу відношення $\Delta\delta/\delta$ знаходиться у квадраті, в диференціальному перетворювачі лінійність характеристики забезпечується в більш широких межах. Через це практично всі індуктивні перетворювачі виконуються диференціальними.

Індуктивні перетворювачі із змінною площею повітряного зазору (схема 3 у табл.6.3) застосовуються для перетворення переміщень рухомого феромагнітного осердя в діапазоні 5...20 мм. Функція перетворення таких перетворювачів практично лінійна.

Найбільш поширені індуктивні перетворювачі плунжерного типу. В основу принципу дії цих перетворювачів покладено зміну магнітного опору ділянок розсіювання магнітного потоку, а отже, й індуктивності котушки при переміщенні феромагнітного рухомого елемента (плунжера) всередині котушки. Найчастіше застосовуються диференціальні плунжерні перетворювачі з магнітопроводом (схема 4 у табл.6.3). Плунжерні перетворювачі мають, як правило, лінійні характеристики і забезпечують перетворення переміщень від кількох міліметрів до кількох десятків сантиметрів.

6.4 Генераторні вимірювальні перетворювачі

У генераторних перетворювачах вхідна величина перетворюється у вихідний сигнал, який має енергетичні властивості. Основні різновиди генераторних перетворювачів наведені у табл.6.4.

6.4.1 Індукційні перетворювачі

Принцип роботи таких перетворювачів ґрунтується на використанні явища електромагнітної індукції (схема 1 у табл.6.4).

При лінійних або кутових переміщеннях вимірювальної котушки у відомому магнітному полі наведена в ній е. р. с.

$$e = -B_p l \frac{dx}{dt} \quad \text{або} \quad e = -B_p S_p \frac{d\alpha}{dt},$$

де B_p - індукція в робочому зазорі;

l - активна довжина вимірювальної котушки;

x, α - переміщення, відповідно, лінійне або кутове;

S_p - активна площа рамки.

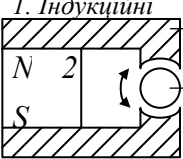
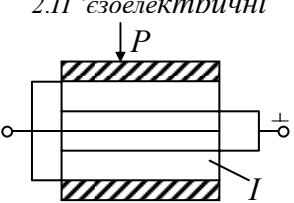
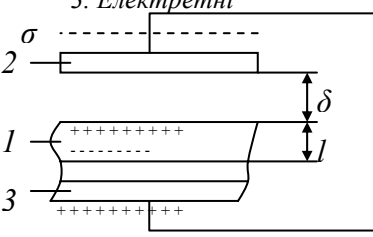
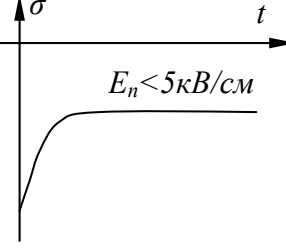
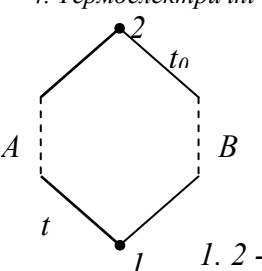
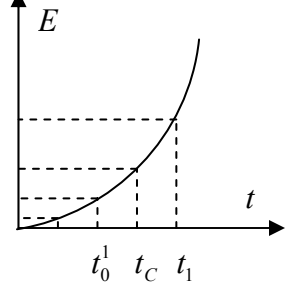
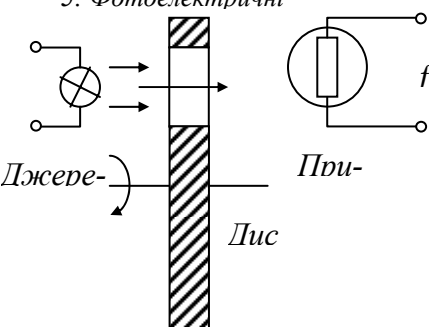
Індукційні перетворювачі використовуються для вимірювання лінійної і кутової швидкостей, а також інших величин, функціонально пов'язаних із ними. Перетворювачі цього типу, призначені для вимірювання кутової швидкості і виконані у вигляді невеликих генераторів постійного чи змінного струмів, називаються тахогенераторами.

Джерелами похибок індукційних перетворювачів є нелінійність функції перетворення і нестабільність параметрів магнітних матеріалів у часі і при зміні температури. Нелінійність зумовлена головним чином неоднорідністю магнітного поля в зазорі і оберненим впливом поля котушки при проходженні по ній струму. Похибки індукційних перетворювачів складають 0,1... 1%.

6.4.2 П'єзоелектричні перетворювачі

Принцип дії п'єзоелектричних перетворювачів ґрунтується на явищі п'єзоелектричного ефекту. Якщо на межі діелектрика діє механічна напруга p , то на них утворюються електричні заряди. Це явище називають прямим п'єзоелектром (схема 2 у табл.6.4). Якщо на межі діелектрика є зовнішнє електричне поле, то діелектрик накопичує механічну деформацію. Це явище називається оберненим п'єзоелектром.

Таблиця 6.4 - Основні різновиди генераторних перетворювачів

Тип перетворювачів	Рівняння перетворення	Технічні характеристики
<p>1. Індукційні</p>  <p>1. яків 2. магніт 3. котушка</p>	$e = nV\omega \sin nt$ <p>n – частота обертання, ω – кількість витків котушки, V – індукція в зазорі</p>	<p>Похибка (0,1...1)%</p>
<p>2. П'єзоелектричні</p>  <p>P – сила I – кристал</p>	$d = Q/F = CU/F$ <p>Q – електричний заряд, F – сила, C – ємність, U – напруга</p>	<p>F – до 10000 Н P – до 100 Н/мм² Q – до 1000 q</p>
<p>3. Електретні</p> 	$E = \frac{Q}{\delta(C_0 + C_1)}$ <p>Q – заряд електрета, δ – сумарна довжина, C_0 – ємність електрета, C_1 – ємність повітряного зазору</p>	
<p>4. Термоелектричні</p>  <p>1, 2 -</p>	<p>Результувальна термо – е.р.с.</p> $e_{AB} = U_{AB}(t_0) + U_{BA}(t_0) + U_B(t_0t_1) + U_A(t_0t_1)$ <p>$U_{AB}(t_0), U_{BA}(t_0)$ – термо – е.р.с. Зеєбека $U_A(t_0t_1), U_B(t_0t_1)$ – термо – е.р.с. Томсона</p>	
<p>5. Фотоелектричні</p> 	$f = \frac{n \cdot Z}{60}$ <p>n – частота обертання Z – число прорізів</p>	<p>$D_n = (10^{-3} \dots 10^6) \text{об/хв}$ $\varepsilon = (0,1 \dots 1,5)\%$</p>

Одним із основних питань при проектуванні п'єзоелектричних сенсорів є вибір п'єзоелектричного матеріалу, при якому необхідно звертати увагу на п'єзоелектричні коефіцієнти d і q . Коефіцієнт d , що називається п'єзоелектричною

постійною, описує основну чутливість п'єзозаряду, який генерується при прикладанні певної сили. Коефіцієнти d для випадків прямого і оберненого ефектів чисельно однакові. Означення, дане для коефіцієнта d , безпосередньо приводить до основного рівняння для п'єзоелектричних матеріалів: $d = CU/F$.

Можливі різні способи деформацій п'єзоелектричних матеріалів: за товщиною, довжиною, об'ємні, зсуви по товщині і поверхні. Основними видами деформації є деформації за товщиною і довжиною.

Головні переваги цих перетворювачів: малі габарити, висока надійність, простота конструкції, можливість вимірювати швидкозмінювані параметри. Їх недоліки: неможливість вимірювати статичні величини, наявність гістерезису і нелінійності.

6.4.3 Електретні перетворювачі

Під електретом розуміють постійний наелектризований діелектрик із різнополюсними полюсами, що має зовнішнє електричне поле. У більш загальному випадку електрет - це діелектрик, що тривало зберігає поляризацію після віддалення зовнішнього електричного поля і створює в навколишньому просторі електричне поле.

Якщо електрет 1 розміщено між металевими пластинами 2 і 3, з'єднаними провідником (схема 3 у табл.6.4), то на металевих електродах буде виникати наведений заряд, густина якого

$$\sigma_u = \varepsilon_0 E = \frac{\sigma}{1 + \varepsilon S / \varepsilon_0 l},$$

де δ - густина електричного заряду; ε , l , S - діелектрична проникність, товщина і площа матеріалу електрета; E - напруга електричного поля, що створюється електретом.

Коли один із електретів коливається, то наведений на ньому заряд буде змінюватись і по зовнішньому колу протікає струм

$$i = S \frac{d\sigma_u}{dt}$$

Електретні перетворювачі можуть використовуватись для вимірювання параметрів вібрацій (електретний мікрофон, телефон), але більше застосування вони знайшли для перетворення тиску навколишнього повітря.

Недолік електретних перетворювачів полягає в тому, що вони зазнають впливу температури. При нагріванні електрет втрачає свої внутрішню поляризацію і поверхневий заряд. Основним фактором, що ускладнює практичне застосування електретів, є складність одержання двох або кількох електретів із різною поверхневою густиною зарядів. І, зрештою, поверхнева густина заряду змінюється в часі, отже, електричне поле поза електретом нестабільне. У той самий час електрет має низьку вартість і просту конструкцію.

6.4.4 Термоелектричні перетворювачі

Принцип дії термоелектричного перетворювача (термопари) ґрунтується на використанні термоелектричного ефекту, суть якого полягає у виникненні термо-е.р.с. у колі, що складається з двох різнорідних провідників або напівпровідників, які називаються термоелектродами.

Якщо температура T_0 місця з'єднання електродів (так званої робочої або гарячої спайки) і температура T_1 вільних (холодних) кінців неоднакові (схема 4 у табл.6.4), то у загальному випадку виникає термо- е.р.с., що є нелінійною функцією температури T_0 :

$$e_m = e(T_0) - C,$$

де C - стала величина, що визначається температурою T_1 .

До появи похибки перетворювача призводить нестабільність температури холодної спайки. Тому необхідно вживати відповідних заходів для стабілізації цієї температури (термостатування).

Термоелектричні перетворювачі застосовують для вимірювання і контролю температури як всередині об'єктів вимірювання, так і на їхній поверхні.

6.4.5 Фотоелектричні перетворювачі

Принцип дії фотоелектричного перетворювача ґрунтується на модуляції освітлення робочої поверхні фотоелектричного елемента числом обертів (частотою обертання n).

Із великої кількості фотоелектричних перетворювачів найбільш поширені сенсори з перериванням світлового потоку (схема 5 у табл.6.4). Світловий потік спрямовується оптичною системою на обертювий диск і після переривання потрапляє на фотоелемент, який реєструє імпульс фотоструму.

У разі переривання світлового потоку на об'єкт вимірювання (вал, який обертається) необхідно насадити диск з отворами або прорізами, а на випадок відбиття нанести на об'єкт глянцевої або матової поверхні. Частота пульсацій f фотоструму з частотою обертання об'єкта вимірювання пов'язана такою залежністю:

$$f = \frac{nZ}{60},$$

де Z - кількість прорізів або отворів у диску.

Фотоелектричні перетворювачі використовуються для вимірювання частоти обертання та інших фізичних величин, функціонально пов'язаних з нею. Їхні переваги: широкий діапазон вимірювання (від 10^{-3} до 10^6 об/хв.), простота конструкції, мале навантаження на об'єкт вимірювання, висока завадостійкість, практично необмежений строк служби. Недоліки: похибка, зумовлена нерівномірним нанесенням отворів (прорізів, поділок, позначок); похибка від ексцентриситету між центром диска і віссю вала, на якому він встановлений.

Контрольні питання

1. Наведіть основні особливості вимірювання неелектричних величин.
2. З яких основних частин складається ЗВ неелектричних величин?
3. Які вимірювальні перетворювачі називаються параметричними?
4. Поясніть принцип дії резистивних перетворювачів.
5. Перетворювачем яких фізичних величин може бути ємнісний сенсор?
6. Назвіть галузі застосування індуктивних перетворювачів.
7. Які вимірювальні перетворювачі називаються генераторними?
8. Які області застосування фотоелектричних сенсорів?

Розділ VII МІКРОПРОЦЕСОРНІ ВИМІРЮВАЛЬНІ СИСТЕМИ

В теперішній час неможливо уявити діяльність людини без сучасних персональних комп'ютерів, великих ЕОМ і інших засобів обчислювальної техніки. Масовому впровадженню комп'ютерів у діяльність людини сприяли успіхи, досягнуті в напівпровідниковій електроніці. Важко повірити, що перша електронно-обчислювальна машина (1948р.) була створена до винаходу першої інтегральної мікросхеми. Без прогресу в технології напівпровідникової електроніки, на базі якої створюються інтегральні схеми, не з'явилася б світова інформаційна павутина — Інтернет і глобальні системи мобільного зв'язку, не були б досягнуті успіхи в освоєнні космічного простору.

XX століття можна сміливо вважати століттям високих технологій. Найбільш яскравий приклад високих технологій XX століття — напівпровідникова електроніка, на базі якої і створюються інтегральні схеми. Дуже знаменно, що в останній рік минулого сторіччя Нобелівським лауреатом в області фізики став американський учений Дж. Кілбі — один із творців першої інтегральної мікросхеми (вересень 1958р., фірма Texas Instruments). Необхідно відзначити, що транзистор був винайдений десятьма роками раніше (1947р.), а ідея інтегральної схеми була запропонована американським ученим Д. Даммером у 1954р. Перша інтегральна схема складалася усього з одного германієвого транзистора, трьох резисторів і конденсатора. Проте, це було революційним відкриттям в електроніці. Дж. Кілбі винайшов не просто інтегральну схему — він відкрив дорогу в майбутнє.

Повною мірою оцінити прогрес засобів обчислювальної техніки за останні 50 років можна простим порівнянням технічних характеристик перших ЕОМ із можливостями і характеристиками сучасних мікропроцесорів типу Pentium III чи Pentium IV.

Перша в СРСР електронно-обчислювальна машина була створена в 1951р. Споживана нею потужність складала 25 КВт, а універсальний арифметико-логічний пристрій виконував всього 50 арифметичних чи логічних операцій у секунду.

Супер-ЕОМ Cray-1 була реалізована на мікросхемах у 1975р. Тривалість машинного циклу Cray-1 складала 12.5 нс, що забезпечувало продуктивність порядку 100 мільйонів арифметичних операцій у секунду. Cray-1 містила приблизно 300 000 мікросхем, що були розміщені в об'ємі 2.8 м³. Концентрація великої кількості мікросхем у малому об'ємі була обумовлена мінімізацією довжини з'єднувальних провідників і створювала серйозну проблему щодо відведення тепла, виділюваного при роботі. У Cray-1 теплова енергія виділялася по каналах охолодження стиснутим фреоном. Вартість Cray-1 складала від 10 до 15 млн. доларів у залежності від обсягу пам'яті і периферійного устаткування.

Оскільки в розвитку засобів обчислювальної техніки першочергову роль грають досягнення в технології напівпровідникової електроніки, розглянемо особливості сучасної мікроелектронної бази.

Продуктивність процесорів у першу чергу залежить від тактової частоти й архітектури процесорів. Під архітектурою мікропроцесорів (МП) тут і далі розуміється структурна організація процесора, що містить процесорне (обчислювальне) ядро, пам'ять, функціональні пристрої, периферійні контролери і зв'язки між ними. Складність і функціональні можливості архітектури в основному визначаються кількістю логічних елементів, інтегрованих на кристалі. Для збільшення тактової частоти і реалізації складних процесорних архітектур необхідно зменшувати розміри окремих транзисторів. Для порівняння, МП серії 386 (Intel) має 275 тис. транзисторів, МП 486SX — 1.6 млн., Pentium — 3.4 млн. транзисторів, а його наступні модифікації Pentium Pro — 5.5 млн. транзисторів, Pentium II — 7.5 млн., Pentium III — 8.5 млн., а новий Pentium IV має 42 млн. транзисторів. Збільшення інтеграції забезпечує реалізацію на одному кристалі зовнішніх стосовно МП пристроїв, у першу чергу, пам'яті, що дозволяє позбутися зовнішніх ліній зв'язку і тим самим підвищити швидкодію системи в цілому. Сьогодні можна вважати освоєною технологію, що забезпечує на базі фотолітографічного процесу одержання транзистора з розмірами 0.13 мкм. Слід зазначити, що, на думку фахівців, прогнозований мінімальний розмір транзистора складе 0.1 мкм до 2005 р., 70 нм до 2008 р., 50 нм до 2011 р. і 20 нм до 2014 р.

Сучасний рівень напівпровідникової технології яскраво ілюструють параметри нових процесорів фірми Intel і Texas Instruments.

У процесорі Pentium III, реалізованому на базі технології 0.18 мкм, досягнута тактова частота процесора 1 ГГц, а тактова частота системної шини складає 133 МГц. У новому процесорі Pentium IV на базі тієї ж технології тактова частота процесора складає 1.4 ГГц. Така висока тактова частота при 64-розрядній шині даних забезпечує швидкість обміну даними з пам'яттю, рівну 3.2 Гбайт/с. Крім того, на кристалі процесора інтегрована кеш-пам'ять першого рівня об'ємом 8 кбайт і другого рівня об'ємом 256 кбайт. У Pentium III і Pentium IV, реалізованих на базі технології 0.13 мкм, тактова частота буде складати відповідно 1.26 ГГц і 2 ГГц. Збільшення реальної продуктивності процесора залежить не тільки від підвищення тактової частоти, але і від розвитку архітектури.

За оцінкою фахівців фірми Texas Instruments, світового лідера в області сигнальних процесорів, у 2005 р. буде освоєна технологія 0.075 мкм, що дозволить довести кількість транзисторів, інтегрованих на кристалі одного сигнального процесора, до 100 мільйонів. У майбутньому освоєння нових технологій дозволить збільшити тактову частоту сигнальних процесорів до 1.1 ГГц, а кількість транзисторів у складі одного сигнального процесора до 500 мільйонів. До 2010 р. передбачається створення сигнального процесора з продуктивністю 3 трильйони інструкцій за секунду. У сигнальних процесорах другого покоління TMS320C64x, побудованих на базі удосконаленої VLIW (Very Long Instruction Word) архітектури і технології 0.1 мкм, передбачається збільшити тактову частоту до 1.1 ГГц, що забезпечить продуктивність 8 800 MIPS.

Прийнята така класифікація процесорних пристроїв, реалізованих на одному кристалі:

- мікропроцесори загального призначення для числової обробки (універсальні мікропроцесори);
- мікроконтролери для простих систем керування/контролю;
- сигнальні процесори для цифрової обробки сигналів;
- програмовані логічні інтегральні схеми.

Дана класифікація з удосконаленням архітектури процесорного ядра і впровадженням нових технологій перетерпіла істотні зміни. З урахуванням взаємного впливу архітектури мікропроцесорів різних типів надалі можливо будуть потрібні нові принципи класифікації мікропроцесорів.

Універсальні мікропроцесори призначені для використання в обчислювальних системах: персональних ЕОМ, робочих станціях, а в останній час і в масово-паралельних супер-ЕОМ. Основною їх характеристикою є наявність розвинутих приладів для ефективної реалізації операцій із плаваючою точкою над 64-розрядними операндами.

Цифрові сигнальні процесори розраховані на обробку в реальному часі цифрових потоків, утворених шляхом оцифрування аналогових сигналів. Це зумовлює їх порівняно малу розрядність і переважно цілочисельну обробку. Але сучасні сигнальні процесори здатні проводити обчислення із плаваючою точкою над 32-40 – розрядними операндами.

Програмовані логічні інтегральні схеми – це матричні інтегральні схеми, що дозволяють програмно скомпонувати в одному корпусі електронну схему, еквівалентну схемі, що містить від кількох десятків до кількох сотень інтегральних схем стандартної логіки. У порівнянні з іншими мікроелектронними технологіями, технологія програмованих логічних інтегральних схем забезпечує рекордно короткий проектно-технологічний цикл (від кількох годин до кількох днів), мінімальні затрати на проектування, максимальну гнучкість при необхідності модифікації апаратури.

Найбільша спеціалізація і різноманітність функцій у **мікроконтролерах**, які використовуються у вбудованих системах вимірювання та керування, у тому числі і в побутових приладах. Загальна кількість кристалів з різними системами команд перевищує 500.

Дотепер десятки фірм, серед яких Analog Devices, Atmel, Dallas Semiconductor, Oki, Philips, Infineon Technologies, Silicon Storage Technologies, Temic і інші, продовжують випуск аналогів мікроконтролера 8051 (фірма Intel) — родоначальника всіх мікроконтролерів. У мікроконтролері 8051 реалізована CISC (Complex Instruction Set Computer) архітектура процесорного ядра, що оперує з повним набором інструкцій. У класичному мікроконтролері 8051 для виконання більшості інструкцій потрібно 12 машинних тактів. Фірма Dallas Semiconductor випускає аналог мікроконтролера 8051, у якому основні інструкції виконуються за чотири такти. В аналогах мікроконтролера 8051, що випускаються фірмами Infineon і Philips Semiconductors, для виконання основних інструкцій потрібно шість машинних тактів. Усього в мікроконтролері 8051 ре-

алізовано 255 інструкцій. Фірмою Intel випускаються також мікроконтролери MCS151/251, цілком сумісні на рівні кодів інструкцій з мікроконтролером 8051. У 1994 р. фірма Philips Semiconductors, що випускає більше 60 модифікацій мікроконтролера 8051, створила на базі популярної 8-розрядної архітектури оригінальний 16-розрядний мікроконтролер 8051ХА, сумісний на рівні кодів інструкцій з мікроконтролером 8051. Мікроконтролер 8051ХА може працювати в двох режимах: розширеному й у режимі сумісності. У розширеному режимі використовуються нові можливості мікроконтролера, у тому числі й ефективні інструкції для обробки мультизадач. У мікроконтролері 8051ХА більшість інструкцій типу реєстр-реєстр виконується за три машинних такти (100 нс) при тактовій частоті 30 МГц. Усього в мікроконтролері 8051ХА реалізовано 479 інструкцій. У таблиці 7.1 наведено основні параметри найпоширеніших 8-розрядних мікроконтролерів.

Таблиця 7.1 - Основні параметри 8-розрядних мікроконтролерів

Фірма, тип	Тактова частота, МГц	Вбудована пам'ять		Напруга живлення, В	Таймери	АЦП, ЦАП	Послідовний інтерфейс
		ОТР/ROM/Flash/EEPROM	RAM				
Analog Devices AduC824	12...16	Flash (8 KB) EEPROM (640 В)	256 В	3/5	3 станд. 8051 (16-розр.)	24- і 16- розр., ЦАП	UART, I2C, SPI
AduC812						12- розр., ЦАП	
Atmel AT89	0...33	Flash (1..32 KB) EEPROM (128..512 В)	128...512 В	2.7...6	1...3 (16-розр.)		UART, SPI
AT90	0...12	Flash (1..8 KB) EEPROM (0..512 В)	0...512 В	2.7...6	1...4 (8- і 16- розр.)	10- розр.	UART, SPI
ATtiny	0...8	Flash (1..2 KB) EEPROM (0..128 В)	0...128 В	1.8...5.5	1...2 (8- і 16- розр.)	10- розр.	UART, SPI
ATmega	0...6	Flash (16..128 KB) EEPROM (512...4 KB)	1...4 KB	2.7...5.5	3...4 (8- і 16- розр.)	10- розр.	UART, SPI
Cybernetic Micro Systems P-51	1...60	-	8 KB про- грам і 4 KB даних	3.3/5	3 (16-розр.)	-	UART
Infineon SABC500	0...40	ROM (8...64 KB) ОТР (8...64 KB)	256...3328 В	4.5...5.5	3...5 (16-розр.)	10- розр.	1... 2 (UART, USART)
Philips 87C51Fx	33	ОТР (8...32 KB)	256 В	2.7...5.5	3 (16-розр.)	-	UART
Rx2	20	Flash (16..64 KB)	512...1024 В	5	3 (16-розр.)	-	UART

Hitachi H8/3664	10	Flash (32 KB)	2 KB	2.5...5.5	3 (8- і 16- розр.)	10- розр.	UART, I2C, SPI
H8/3802	10	OTP (16 KB)	1 KB	2.5...5.5	5 (8- і 16- розр.)	8- розр.	UART, SPI
Microchip PIC12Cxxx	10	OTP (768...3584 B) EEPROM (16 B)	25...128 B	2.5...5.5	1	8- розр.	-
PIC14Cxxx	20	OTP (7 KB)	192 B	2.7...6	2	8- розр.	I2C, SMB
PIC16C5xxx	20	OTP (576...3072 B)	24...73 B	2...6.25	1	-	
PIC16C6xxx	20	OTP (896...14 KB) EEPROM (128 B)	80...368 B	2.5...6.25	1...3	-	UART, I2C, SPI
PIC16C7xxx	20	OTP (896...14 KB)	36...368 B	2.5...6.25	1..2	8-, 12- розр.	USART, I2C, SPI, MI2C
PIC17Cxxx	33	OTP (4...32 KB)	232...902 B	2.5...6	4	10- розр.	USART, I2C, SPI, MI2C
PIC18Cxxx	40	OTP (16...32 KB)	512...1536 B	2.5...5.5	2	10- розр.	USART, I2C, SPI, MI2C
Motorola MC68HC908JK1	0...8	Flash (1.5 KB)	128 B	3/5	16-розр. (2 канали ШІМ)	8- розр.	-
MC68HC908JK3		Flash (4 KB)	128 B	3/5	16-розр. (2 канали ШІМ)	8- розр.	-
MC68HC908JL3		Flash (4 KB)	128 B	3/5	16-розр. (2 канали ШІМ)	8- розр.	-
MC68HC908GP32		Flash (32 KB)	512 B	3/5	16-розр. (2 канали ШІМ)	8- розр.	SCI, SPI
MC68HC908AS60		Flash (60 KB)	2 KB	5	16-розр. (8 каналів ШІМ)	8- розр.	SCI, SPI
NEC K0	10	Flash (4 KB)	256...3 KB	1.8...5.5	2...8 (8- і 16- розр.)	АЦП, ЦАП	I2C, IrDA, CAN
K0S	10	Flash (4 KB)	128...1 KB	1.8...5.5	2...6 (8- і 16- розр.)	АЦП	I2C, USB
Toshiba TLCS870/C	0.032...16	ROM (0...60 KB)	256...1024 B	1.8...5.5	8-, 16- і 24-розр.	АЦП	1... 4 UART
TLCS870/x	0.032...16	ROM (0...60 KB)	512 B	1.8...5.5	8- і 16- розр.	АЦП	UART, I2C

7.1 Функції, що виконуються мікропроцесорами у вимірвальних системах

Загальні відомості. Як уже відзначалося, для сучасного етапу розвитку техніки характерне інтенсивне і глибоке проникнення в її різні галузі мікро-

процесорів. За широтою й ефективністю застосування мікропроцесорів одне з перших місць займає контрольно-вимірювальна техніка.

Природно виникає питання: «Що дає застосування мікропроцесорів у вимірювальних приладах?»

У загальному плані відповіддю можуть служити заголовки ряду журнальних статей і інформаційних матеріалів: «Мікропроцесор робить революцію в електронному приладобудуванні». І це дійсно так. Але навіть якщо стримати патетичні інтонації і перейти до звичайної технічної мови, то варто сказати, що застосування мікропроцесорів у вимірювальній техніці дозволяє різко підвищити точність приладів, значно розширити їхні можливості, підвищити надійність, швидкодію, вирішити задачі, що раніше взагалі не вирішувалися.

Конкретний розгляд функцій мікропроцесорних систем у вимірювальних приладах показує, що за допомогою цих систем досягаються багатофункціональність приладів, спрощення керування процесом виміру, автоматизація регулювання, самокалібрування й автоматична перевірка, поліпшення метрологічних характеристик, виконання обчислювальних процедур, статистична обробка результатів спостережень, визначення і переклад у лінійну форму функції вимірюваної фізичної величини, створення програмувальних, цілком автоматизованих приладів. З'явився новий клас «інтелектуальних» приладів, називаних також «думаючими» чи «розумними».

Радикально змінилася ідеологія побудови приладів. МП став основною частиною приладу, що привело до зміни конструкції і схемних рішень, компонування, керування, включенню обробки даних у вимірювальну процедуру (виконувану без участі експериментатора). Впровадження МП відкрило можливість побудови багатофункціональних приладів із гнучкими програмами роботи, зробило прилади більш економічними, полегшило вирішення задачі виходу на стандартну інтерфейсну шину (канал загального користування) і керування інтерфейсом. Усе це спростило експлуатацію приладів, різко підвищило продуктивність праці їхніх користувачів.

Розглянемо більш докладно основні можливості і особливості приладів, що містять мікропроцесорні системи, і з'ясуємо, у результаті чого досягаються ці можливості.

Багатофункціональність. Ідея побудови багатофункціональних вимірювальних приладів, призначених для вимірювання декількох параметрів чи сигналів характеристик об'єкта дослідження, не нова. Вона здійснюється вже більш трьох десятиліть. Але до застосування МП багатофункціональні прилади являли собою сукупність декількох функціональних вузлів, об'єднаних в одне конструктивне ціле. При експлуатації таких приладів перехід від однієї функції до іншої здійснюється за допомогою комутувальних пристроїв. У результаті комутації користувач складає, «збирає» з окремих вузлів необхідний прилад для вимірювання конкретного параметра. Алгоритм роботи засобу вимірювання, закладений при його розробці, у процесі експлуатації зберігається незмінним. Інакше кажучи, традиційні багатофункціональні прилади виконані за схемою з твердою логікою. Для неї характерне протиріччя між багатофункціона-

льністю і числом можливих функцій приладу, з одного боку, і економічною, а також технічною ефективностями - з іншого.

Мікропроцесорна система, введена до складу багатофункціонального засобу вимірювання, радикально змінила його, перетворила пристрій із твердою логікою роботи в програмно-керований пристрій. Функціональні можливості такого пристрою визначаються виконуваною програмою і можуть бути легко видозмінені шляхом переходу до іншої програми, збереженої в постійній пам'яті.

Підвищення точності приладів. Нагадаємо, що під точністю засобу вимірювань розуміють якість засобу вимірювань, що відбиває близькість до нуля його похибок. При цьому близькість до нуля систематичних похибок визначає правильність засобу вимірювань, а близькість до нуля випадкових похибок — збіжність показів засобу вимірювань.

Похибки засобу вимірювань відносяться до його метрологічних характеристик. Можна перерахувати такі шляхи підвищення точності вимірювального приладу, які досягаються в результаті введення мікропроцесорної системи до складу приладу:

- автоматична компенсація (вилучення) систематичної похибки, зокрема автоматичне встановлення нуля перед початком вимірювань;
- автоматичне виконання градууювальної операції (самокалібрування);
- виконання самоконтролю;
- зменшення впливу випадкових похибок шляхом проведення багаторазових спостережень (одиничних вимірів) з наступним усередненням їхніх результатів;
- виявлення і вилучення промахів;
- виведення на дисплей інформації про числові значення похибок вимірювання.

Розширення вимірювальних можливостей. Застосування МП дозволяє істотно розширити можливості вимірювання широкого переліку параметрів сигналів і характеристик пристроїв. Це пов'язано насамперед з використанням, здавалося б застарілих, видів вимірювань: непрямих і сукупних.

Через необхідність застосування декількох приладів, зняття ряду відліків і наступних обчислень непрямі виміри сприймаються як примітивні, несучасні. Навіть при використанні мікрокалькуляторів обчислення в деяких випадках можуть забирати значний час і, головне, вони, вимагаючи постійної уваги і роботи, не дозволяють досягти високої продуктивності. Крім того, не дуже проста процедура оцінки похибок непрямих вимірювань, а без цього ніяке вимірювання не може бути визнано достовірним.

Докорінно змінюється положення при включенні до складу приладу мікропроцесорної системи. За командою з клавіатури вона автоматично, відповідно до заданої програми вибирає режими вимірювань, запам'ятовує результати прямих вимірювань, проводить необхідні обчислення і видає знайдене значення вимірюваної фізичної величини на дисплей. Хоча вимірювання за своєю природою залишаються непрямими, експериментатор сприймає їх як прямі,

оскільки, підключивши прилад до об'єкта дослідження, безпосередньо отримує результат.

Прикладом може служити опосередковане вимірювання цифровим вольтметром потужності P , що розсіюється на навантажувальному резисторі. Вимірювання здійснюються згідно з формулою $P = U^2 / R$, де U — спад напруги на резисторі; R — опір резистора. Цифровому вольтметру задається програма, відповідно до якої спочатку вимірюється опір резистора і запам'ятовується отриманий результат, потім вимірюється напруга на резисторі, після чого обчислюється потужність.

Як інші приклади можна навести вимірювання опорів резисторів на основі формули закону Ома $R = U / I$ та вимірювання коефіцієнта підсилення підсилювача згідно з формулою $K = U_{\text{вих}} / U_{\text{вх}}$.

Наведені приклади відносяться до порівняно простих математичних співвідношень. Але на практиці нерідко виникає необхідність знаходження непрямым шляхом значень і таких фізичних величин, що залежать від великої кількості безпосередньо вимірюваних фізичних величин. Застосування мікропроцесорних систем робить ці вимірювання простими і зручними для користувача, що отримує прямі покази приладу і не відчуває того, що фактично виконуються складні непрямі вимірювання.

Ще більш ефективні мікропроцесорні системи при сукупних вимірюваннях, тобто одночасних вимірюваннях декількох однойменних фізичних величин, при яких шукані значення величин знаходять розв'язуванням системи рівнянь, одержуваних при прямих вимірюваннях різних поєднань цих величин.

Спрощення і полегшення керування приладом. На перший погляд розширення функцій, виконуваних програмувальними приладами, повинне було б привести до збільшення числа органів керування. Але в дійсності це не так. Одним із критеріїв високого рівня програмного забезпечення вимірювального приладу є ступінь складності його передньої панелі.

Прийнято вважати, що «розумний» прилад повинен мати простий набір органів керування. Для сучасних приладів, що містять МП, характерна кнопкова система керування, конструктивно оформлювана у вигляді клавіатури (виносної чи на передній панелі приладу), що зовні нагадує клавіатуру калькулятора.

Так, наприклад, в одного з цифрових мультиметрів з багатьма функціональними можливостями керування зміною функцій, діапазонів вимірювань і режимів роботи (всього 44 поєднань) здійснюється за допомогою клавіатури, що складається з 17 клавiш. Цього вдалося досягти внаслідок того, що кожна клавiша керує аналоговими схемами непрямым чином — через мікропроцесор, а останній селекує різні поєднання сигналів, що вводяться при натисканні клавiш.

Іншим прикладом спрощення керування, скорочення числа ручок і кнопок може служити малогабаритний 7-розрядний цифровий частотомір, що працює в діапазоні 10 Гц ... 1 ГГц. На передній панелі цього приладу є тільки два вхідних контакти (один - для сигналів з частотою 10...75 МГц, другий— для

сигналів з частотою 70 МГц... 1 ГГц), кнопка включення приладу, ручка регулятора чутливості і двопозиційний кнопковий перемикач.

Радикально зменшує число органів керування автоматизація вибору меж вимірювання, інтервалу дискретизації напруги досліджуваного сигналу й інших режимів роботи приладу. У деяких приладах передбачена сигналізація про некоректні кроки експериментатора і видача на дисплей відповідних інструкцій.

Можливість одержання математичних функцій вимірюваних значень. У залежності від розв'язуваної задачі експериментатора можуть цікавити не значення фізичної величини, а її різні математичні функції. Багато приладів, що містять мікропроцесорні системи, дозволяють автоматично виконувати запрограмовані функціональні перетворення. Прикладами таких перетворень можуть служити:

1. Множення знайденого значення A на константу c . При цьому показ приладу $A_n = cA$. Константа вводиться за командою при натисканні клавіші.

2. Одержання відхилень результату вимірювання A від номінального значення A_n : абсолютного $(A - A_n)$ і відносного, вираженого у відсотках стосовно номінального значення, тобто $100(A - A_n)/A_n$.

3. Обчислення відношень: ділення на константу (наприклад, при визначенні значення постійного струму через резистор за виміряним вольтметром значенням спаду напруги на цьому резисторі), знаходження частки від ділення одного результату вимірювання на інший (наприклад, при визначенні коефіцієнта підсилення за результатами вимірювань напруг на виході і вході підсилувача).

4. Подання результату вимірювання в логарифмічних одиницях. Наприклад, загасання чотиріполюсника, виражене в децибелах: $a = 20 \lg(U_{\text{вх}}/U_{\text{вих}})$.

5. Лінеаризація залежностей. Така необхідність особливо часто зустрічається при електричних вимірюваннях неелектричних величин (наприклад, температури), коли напруга електричного сигналу на виході сенсора являє собою нелінійну функцію вимірюваної фізичної величини на його вході. У таких ситуаціях значення вихідної напруги сенсора перетворюються за допомогою АЦП в код, що обробляється мікропроцесорною системою за заданою програмою, і в результаті одержується лінійний зв'язок між показами приладу і значеннями фізичної величини на вході датчика.

У деяких приладах передбачена можливість обчислення за бажанням користувача довільних (зрозуміло, у певних межах) математичних співвідношень.

Одержання статистичних характеристик. Ряд вольтметрів, у складі яких є мікропроцесорна система, дозволяють формувати оцінки таких ймовірнісних характеристик аналізованої випадкової змінної, як середнє значення, середня потужність, середнє квадратичне значення, дисперсія, середнє квадратичне відхилення а також коефіцієнт кореляції двох випадкових змінних. Мікро-

процесорні прилади, спеціально призначені для вимірювання статистичних характеристик сигналів, мають більш широкі можливості.

Мініатюризація й економічність апаратури. Різке зменшення числа компонентів у схемі приладу внаслідок виконання багатьох функцій мікропроцесорною системою, їх відносно невисока вартість, значне зниження споживаної потужності дозволяють будувати малогабаритні та економічні прилади.

Підвищення надійності приладів. Воно зумовлено зменшенням числа елементів схем, здійсненням автодіагностики, застосуванням вузлів з некаліброваними характеристиками (наприклад, підсилювача в каналі вертикального відхилення осцилографа), можливістю виконання корекції похибок, що поліпшує метрологічну надійність.

Скорочення тривалості розробки. Часто для одержання нових властивостей приладу, виконуваного на основі мікропроцесорної системи, не потрібно значних змін у схемі і тим більше в конструкції приладу. Основний зміст розробки полягає в створенні необхідного програмного забезпечення. З огляду на те, що для широкозастосовуваних МП уже накопичена бібліотека досить розроблених типових прикладних програм та вимірювальних процедур, у багатьох випадках розробка програмного забезпечення приладу в значній мірі зводиться до раціонального вибору наявних програм.

Організація вимірювальних систем. Прилад, що містить МП, звичайно оснащений інтерфейсами, які дозволяють підключати його до стандартної інтерфейсної шини. Це дає можливість поєднувати велику кількість приладів у єдину вимірювальну систему.

7.2 Архітектура мікропроцесорної системи

Мікропроцесорна система (МПС) – це зібрана в єдине ціле сукупність взаємодійних інтегральних схем цифрової логіки та аналогових схем, організована в обчислювальну або в керувальну систему з мікропроцесором (мікроконтролером) як вузлом обробки інформації.

Узагальнена структура мікропроцесорної системи наведена на рис.7.1. Коротко охарактеризуємо основні елементи, що входять до її складу.

Генератор тактових імпульсів - джерело послідовності прямокутних імпульсів, за допомогою яких здійснюється керування роботою МП у часі. Для сучасних МП не потрібний зовнішній генератор тактових імпульсів - він міститься безпосередньо в його схемі.

Основна пам'ять системи (зовнішня щодо МП) складається з **постійного (ПЗП)** і **оперативного (ОЗП)** запам'ятовувальних пристроїв.

ПЗП – це пристрій, в якому зберігається програма та сукупність констант. Вміст ПЗП не стирається при відключенні живлення. ПЗП використовується як пам'ять програми.

ОЗП - це пам'ять програм, даних, що підлягають обробці, і результатів обчислень.

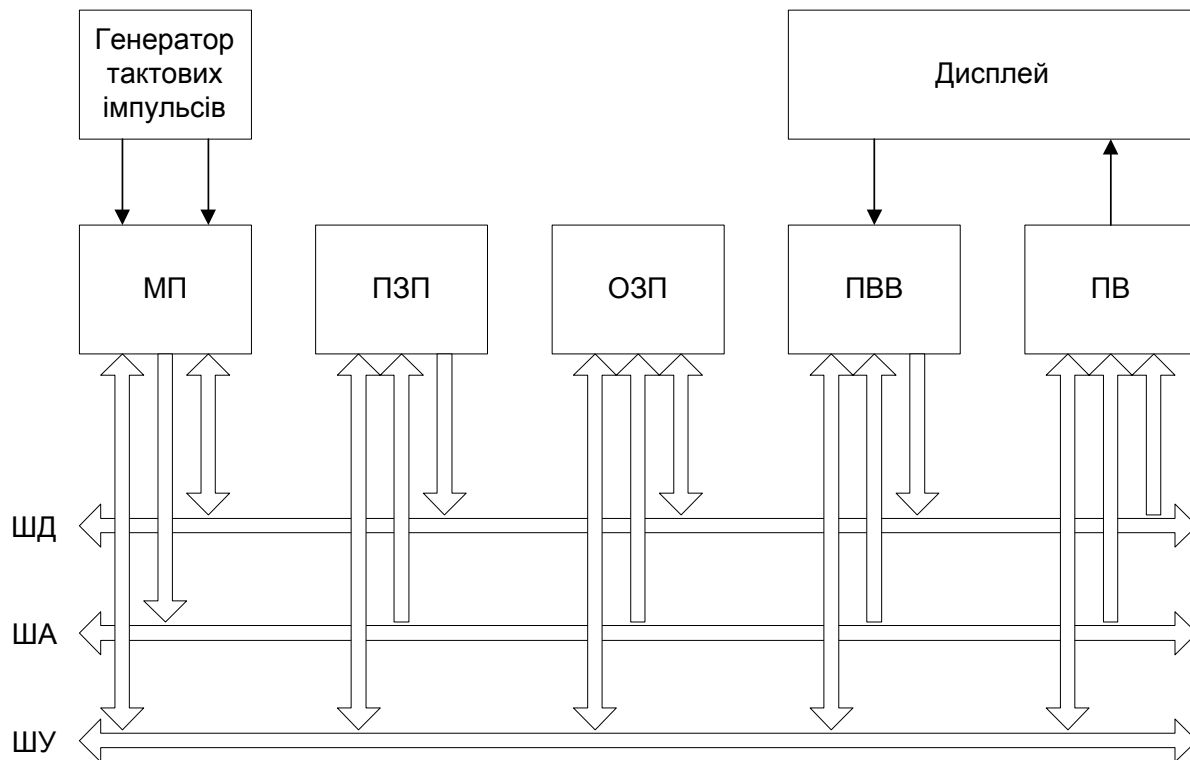


Рисунок 7.1

Пристрій введення-виведення (ПВВ) здійснює введення в систему даних, що підлягають обробці. Пристрій виведення (ПВ) перетворює вихідні дані (результат обробки інформації) у форму, зручну для сприйняття користувачем або зберігання. ПВВ є гнучкі магнітні диски, клавіатура, дисплей, аналого-цифрові і цифроаналогові перетворювачі, графобудівники, принтери тощо.

Далі розглянемо системи шин. **Шиною** називається група ліній передачі, що використовуються для виконання певної функції (по одній лінії на кожен передавальний біт). Особливістю структури МПС є магістральна організація зв'язків між модулями, що входять у її систему. Вона здійснюється за допомогою трьох шин. Ці шини з'єднують МП із запам'ятовувальним пристроєм (ПЗП, ОЗП) і інтерфейсами введення-виведення, внаслідок чого створюється можливість обміну даними між розглянутими модулями системи.

Шина даних (ШД) - це двонаправлена шина: по ній дані можуть направлятися в МП або з нього. При цьому необхідно підкреслити, що одночасна передача даних в обох напрямках неможлива. Ці процедури рознесені в часі за допомогою часового мультиплексування.

По **шині адреси (ША)** інформація передається тільки в одному напрямі - від МП до модуля пам'яті або ПВВ.

Шина управління (ШУ) використовується для передачі сигналів, що обслуговують взаємодію, синхронізацію роботи всіх модулів системи і внутрішніх вузлів МП.

Перевагою шинної структури є можливість вмикання до МПС нових модулів, наприклад кількох блоків ОЗП і ПЗП, для одержання потрібного обсягу пам'яті.

7.3 Покращення метрологічних характеристик

Розглянемо основні можливості і способи зменшення похибок у приладах, що містять мікропроцесорні системи.

Вилучення систематичної похибки. Найбільш часто систематичні похибки обумовлені зсувом нуля, невідповідністю реального значення коефіцієнта передачі номінальному значенню, нерівномірністю амплітудно-частотної характеристики тракту передачі сигналу, впливом характеристики аналого-цифрового перетворювача (АЦП).

Наявність у приладі мікропроцесорної системи дозволяє скоригувати, вилучити систематичні похибки. Для вилучення впливу зсуву нуля, наприклад, у цифровому вольтметрі, його вхідні контакти замикаються накоротко і приєднуються до точки з нульовим потенціалом (заземлюються). При цьому число, одержуване на виході АЦП, характеризує зсув нуля. Воно запам'ятовується і віднімається з показів приладу.

Принцип корекції систематичної похибки, пов'язаної з тим, що значення коефіцієнта передачі вимірювального каналу відрізняється від номінального, такий (рис.7.2).

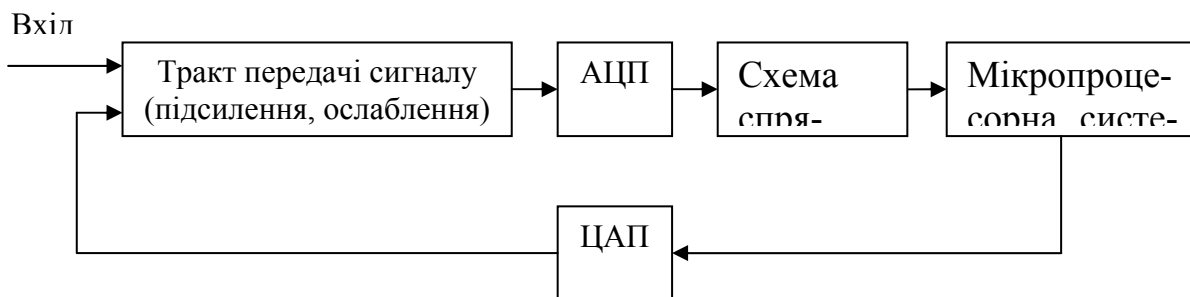


Рисунок 7.2

У пам'яті мікропроцесорної системи зберігається число V , що не руйнується при відключенні живлення системи і відповідає строго визначеному значенню A_0 вхідної напруги, тобто число, що повинно бути отримане на виході АЦП, якщо на вхід вольтметра надходить напруга із значенням A_0 , і коефіцієнт передачі тракту сигналу, а також коефіцієнт перетворення АЦП відповідають своїм номінальним значенням. У середині приладу є цифроаналоговий перетворювач (ЦАП), що містить зразкове джерело живлення. При підведенні числа V до входів ЦАП на його виході формується напруга, значення якої дорівнює A_0 . Ця напруга подається на вхід приладу. У результаті аналого-цифрового перетворення виходить число V' , що відрізняється від числа V через наявність систематичної похибки. Її характеризує відношення чисел $\alpha = V/V'$. Значення кое-

фіцієнта α обчислює мікропроцесор, і воно фіксується в пам'яті. Таким чином, у пам'яті міститься коригувальний коефіцієнт.

Зменшення впливу випадкової похибки. Ця складова похибки вимірювання, як відомо, не може бути вилучена. Її вплив можна зменшити раціональною обробкою результатів спостережень.

Для оцінки випадкових похибок користуються ймовірнісними характеристиками.

Оцінку середнього значення результатів спостережень обчислюють за формулою

$$X_{\text{сер}} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N X_i, \quad (7.1)$$

де X_i — результат i -го спостереження, не спотворений систематичною похибкою; N — число спостережень.

Оцінкою середнього квадратичного відхилення випадкової похибки результату спостережень служить вираз

$$\sigma_v = \sqrt{\frac{1}{N-1} \sum_{i=1}^N v_i^2}, \quad (7.2)$$

де $v_i = X_i - X_{\text{сер}}$ — відхилення i -го результату спостереження від його середнього значення.

У теорії похибок доводиться, що середнє квадратичне відхилення результату виміру, що визначається як $A_{\text{сер}}$, обчисленого для N груп серії незалежних спостережень (в кожній групі по N спостережень), при великому числі N набагато менше за середнє квадратичне відхилення σ_v . Розраховують $\sigma_{A_{\text{сер}}}$ за формулою

$$\sigma_{A_{\text{сер}}} = \frac{\sigma_v}{\sqrt{N}} = \sqrt{\frac{\left(\sum_{i=1}^N v_i^2 \right)}{N(N-1)}}. \quad (7.3)$$

Формула (7.3) визначає абсолютну похибку. Для знаходження відносної середньої квадратичної випадкової похибки δ_v значення σ_v , обчислене за (7.2), відносять до $A_{\text{сер}}$.

З написаних виразів видно, що проведення багаторазових вимірювань з наступним усередненням — ефективний спосіб зменшення впливу випадкової похибки на результат вимірювання.

Компенсація внутрішніх шумів. Ця операція дозволяє підвищити чутливість вимірювального приладу, розширити діапазон вимірюваних значень напруги в сторону малих значень. Принцип компенсації, використаний у вимірювачі рівня високочастотних сигналів, такий.

До складу приладу входить вимірювальний перетворювач, що здійснює перетворення високочастотної напруги змінного струму в напругу постійного струму, значення якої відповідає середньому квадратичному значенню напруги змінного струму. Ще до подачі досліджуваного сигналу $s(t)$ протягом інтервалу

часу, затрачуваного на автоматичне регулювання нуля, вимірюється середній квадрат шумового сигналу $n(t)$ на вході перетворювача. Результат вимірювання $\overline{n^2(t)}$ запам'ятовується. Після підведення до входу приладу корисного сигналу на вході перетворювача виходить сума сигналу і шуму. В перетворювачі сумарний сигнал $s(t)+n(t)$ підноситься до квадрату, в результаті чого мають сигнал $s^2(t) + 2s(t)n(t) + n^2(t)$. Усереднення цього сигналу дає $\overline{s^2(t) + 2s(t)n(t) + n^2(t)} = \overline{s^2(t)} + \overline{n^2(t)}$. Оскільки сигнали $s(t)$ і $n(t)$ незалежні, середнє значення їхнього добутку дорівнює нулю.

З результату усереднення віднімається вимірний раніше середній квадрат $\overline{n^2(t)}$ шумового сигналу, і отримана різниця дорівнює $\overline{s^2(t)}$. Добування квадратного кореня дає середнє квадратичне значення “чистого” корисного сигналу $s(t)$, оскільки шумова складова скомпенсована.

7.4 Процесорні похибки вимірювань

Розгляд процедури процесорних вимірювань як послідовності виконання аналогових, аналого-цифрових і цифрових вимірювальних перетворень дозволяє подати похибку у вигляді суми відповідних компонент. Відмінність результатів цифрових вимірювальних перетворень від дійсних визначають процесорні похибки вимірювань. Для вивчення цього виду похибок виділяють три причини їх появи:

- алгоритмічна похибка, зумовлена відмінністю прийнятого алгоритму вимірювання від адекватного (гіпотетичного);
- похибка округлення, викликана наявністю округлень проміжних цифрових перетворень у результатах вимірювань;
- динамічна процесорна похибка, джерелом появи якої є обмеженість швидкодії мікропроцесора (процесора).

Розвиваючи ідеї класифікації, основані на виділенні факторів, що зумовлюють появу похибок, введемо в розгляд поняття **гіпотетичного алгоритму вимірювань**, що дозволяє одержати істинне значення вимірюваної величини. В тому разі, коли його можна сформулювати, він відповідає істинному значенню вимірюваної величини. Наприклад, застосовуючи закон Ома, можна відповідні визначення сили струму I , напруги U і опору R ($I = U/R$, $U = IR$, $R = U/I$) інтерпретувати як гіпотетичні алгоритми вимірювань, виконання яких дозволяє визначити істинне значення I , U або R . Тоді виникнення алгоритмічної похибки буде зумовлено відмінністю прийнятого алгоритму вимірювання від гіпотетичного.

Застосування мікропроцесорів у вимірювальних приладах пов'язано з необхідністю оцінювати інструментальні похибки, які можуть виникнути при виконанні обчислювальних процедур через обмеженість розрядної мережі процесора. Вони називаються **похибками округлення**.

При виборі алгоритмів обчислень, як правило, застосовується умова, щоб абсолютна похибка обчислень не перевищувала $\Delta_0 = 2^{-n}$, де n - розрядність МП.

Операції округлення в МП здійснюються, як правило, простим відсіканням невраховуваних розрядів або симетричним округленням з урахуванням значення старшого неврахованого розряду. Якщо l - число неврахованих при округленні розрядів при рівномірному законі розподілу ймовірностей округлення (що справедливо в більшості випадків при $n \geq 8$), то дисперсії похибки простого відсікання і симетричного округлення (при порівняно невеликих l)

$$D_y \cong 2^{-2n}/12 = \Delta_0^2/12. \quad (7.4)$$

Математичне сподівання інструментальної похибки округлення

$$M_y = [2^{-(n+l+1)}]. \quad (7.5)$$

Похибки відсікання мають негативний знак для будь-яких арифметичних операцій над числами, поданими у прямому і додатковому кодах. Тому при значній кількості послідовних арифметичних операцій похибки можуть накопичуватись і перевищити припустимий рівень. Особливо важливо проводити оцінку цієї похибки при розрядній мережі мікропроцесорної системи, близької до розрядності аналого-цифрового перетворення.

У засобах вимірювання, що працюють під управлінням МП, суттєву роль відіграють часові затримки запуску аналого-цифрових перетворювачів порівняно з потрібним графіком вимірювань. Ці затримки значною мірою визначаються затратами процесорного часу на обробку переривань, управління, запам'ятовування, виконання інтерфейсних функцій. Тому при метрологічних випробуваннях мікропроцесорних засобів вимірювань, де похибка датування відліку залежить від стану вимірювальних модулів і програмних драйверів, необхідно передбачати експериментальну оцінку цієї похибки.

Вплив похибки датування відліку на загальну похибку мікропроцесорного засобу вимірювання Δ залежить від швидкості зміни вхідного сигналу dx/dt :

$$\Delta = \Delta_{МПЗВ} + dx/dt \delta_t, \quad (7.6)$$

де $\Delta_{МПЗВ}$ - абсолютна похибка мікропроцесорного засобу вимірювання;

δ_t - похибка датування відліків.

Похибка δ_t може визначатись як різниця астрономічного і реального часу виконання вимірювань або як міра відхилення інтервалу між послідовними опитуваннями АЦП і заданого інтервалу, який має підтримуватись постійним.

При організації опитування аналого-цифрових перетворювачів їх швидкодію вибирають такою, щоб у межах припустимих похибок можна було між двома послідовними вимірюваннями використати лінійну інтерполяцію ($dx/dt = \text{const}$). Однак при дослідженні швидких процесів, як правило, не можна задовольнити цю умову, що призводить до появи динамічної похибки.

7.5 Загальна характеристика мікроконтролерів фірми ATMEL

Фірма Atmel випускає великий спектр 8-розрядних мікроконтролерів (аналогів 8051) - це сімейство AT89 з вбудованою програмувальною флеш-пам'яттю і AT87 (з пам'яттю типу OTP (одноразовий запис)), а також мікроконтролери власної розробки на базі поліпшеної RISC архітектури - AVR-мікроконтролери сімейства AT90 з вбудованою флеш-пам'яттю.

В останні роки фірма Atmel освоїла випуск нових мікроконтролерів - AVR ATtiny 11/12/15/22/28 і ATmega 83/161/163/103.

AT89. Сімейство AT89 представлено великою кількістю мікроконтролерів, що відрізняються функціональними можливостями і кількістю інтегрованих на кристалі периферійних пристроїв; максимальною тактовою частотою (від 12 до 33 МГц); кількістю виводів і типом корпусу; діапазоном робочих температур; обсягом вбудованої флеш-пам'яті (від 1 до 32 Кбайт) і RAM-пам'яті (від 64 до 512 Кбайт). Деякі з них мають вбудовану пам'ять типу EEPROM (AT89S8252 - 2 Кбайти). Усі мікроконтролери сімейства AT89 мають режими роботи зі зниженим енергоспоживанням і можуть працювати при зменшенні тактової частоти аж до 0 Гц. Як і в більшості аналогів 8051, в AT89 передбачені два режими роботи зі зниженим енергоспоживанням: режим idle, у якому здійснюється відключення центрального процесорного пристрою (CPU), а струм споживання складає порядку 15 % струму споживання в активному режимі; режим power down, у якому струм споживання знижується до рівня 0.6-15 мкА. Тривалість виконання більшості інструкцій складає $12/f_{такт}$. Більшість мікроконтролерів сімейства AT89 сумісні за розташуванням виводів з аналогічними мікроконтролерами фірми Intel (i80C31, i87C51, i87C54, i80C52, i87C52 та іншими), фірми Philips (PC80C31, PCx80C51, P80C54, P87C54, P80C52, P87C52 і іншими), фірми AMD (87C51, 87C52T2, 8753 та іншими), фірми Matra (80C51, 80C52 та іншими).

Мікроконтролери AT89C1051 (1 Кбайт флеш-пам'яті) і AT89C2051 (2 Кбайти флеш-пам'яті) випускаються в корпусах із двадцятьма виводами і мають обмежений набір вбудованих пристроїв. В AT89C1051 і AT89C2051 не передбачена можливість реалізації зовнішньої шини програм/даних. Внаслідок обмежених можливостей AT89C1051 і AT89C2051 застосовуються в порівняно простих системах керування/контролю. В одному із найпотужніших мікроконтролерів (AT89C55) міститься: флеш-пам'ять (20 Кбайт); RAM-пам'ять (256 Кбайт); три таймери/лічильники (чотири є тільки в AT89S8252); UART-контролер; 32 зовнішніх входи/виходи; контролер переривань (вісім джерел). Крім того, є можливість реалізації зовнішньої шини програм/даних. Максимальна тактова частота AT89C55 складає 33 МГц.

AT90. Крім численних аналогів 8051, фірма Atmel випускає велику кількість AVR-мікроконтролерів (сімейство AT90) власної розробки на базі вдосконаленої RISC архітектури. У AVR-мікроконтролерах реалізовано від 89 до 120 універсальних RISC-подібних інструкцій, що мають фіксовану довжину 16 розрядів. Гнучкі режими адресації, реалізовані в інструкціях, і реєстровий файл

обсягом тридцять два 8-розрядних слова (кожен регістр файлу зв'язаний безпосередньо з ALU) забезпечують виконання більшості інструкцій протягом одного такту. Продуктивність AVR-мікроконтролерів складає 1 MIPS/Мгц. Фірма Atmel стверджує, що AVR-мікроконтролери мають у десять разів вищу продуктивність, ніж побудовані на базі класичної CISC архітектури мікроконтролери, що працюють з тією ж тактовою частотою. ALU виконує арифметичні і логічні операції з даними, що зберігаються в регістрах файлу. Передбачено можливість одночасної адресації до будь-яких двох регістрів чи вбудованої RAM-пам'яті даних. Архітектура AVR-мікроконтролерів (рис.7.3) нагадує гарвардську архітектуру з окремими шинами для вибірки інструкцій і даних.

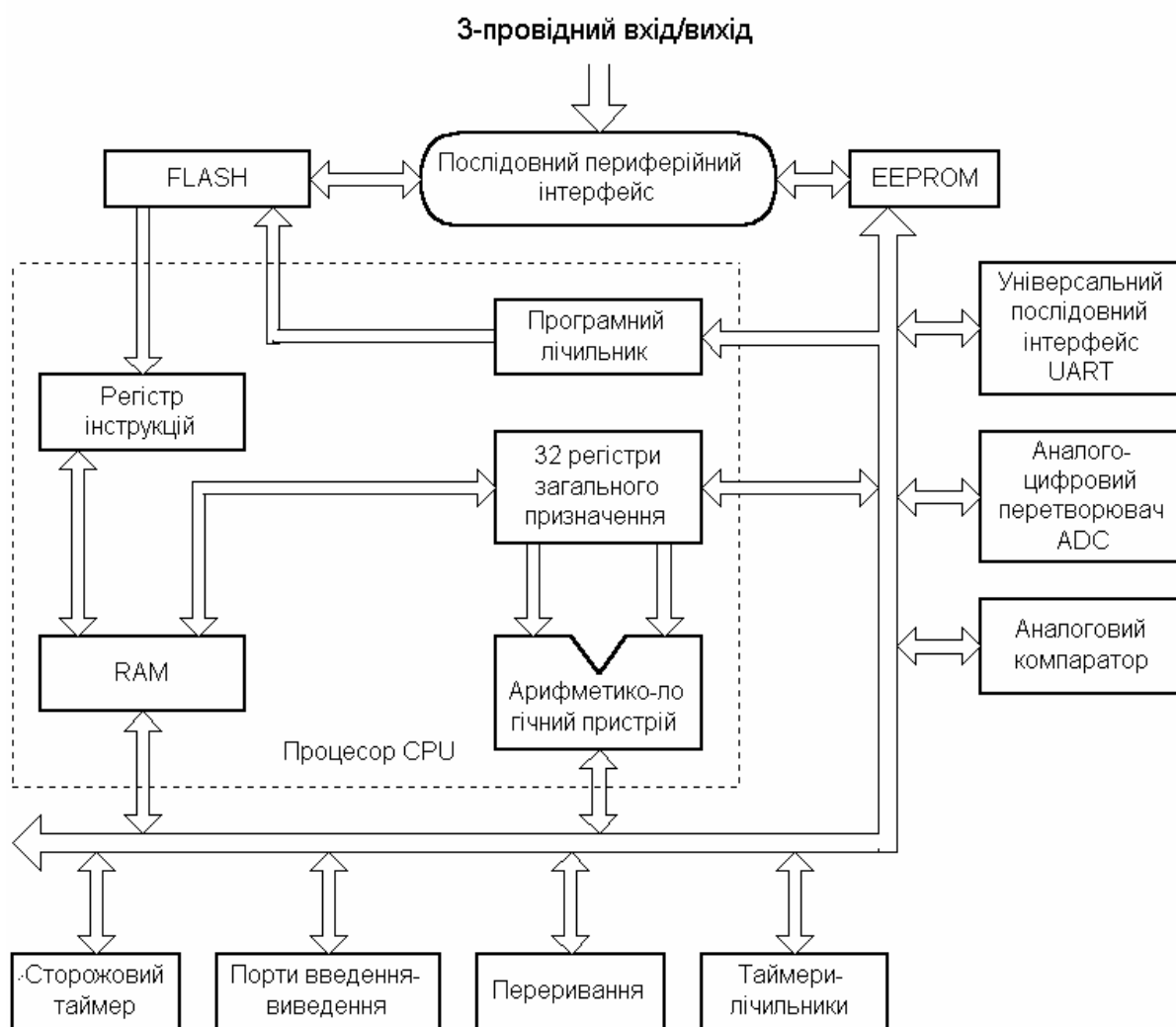


Рисунок 7.3

У той час, як виконується поточна інструкція, конвеєр забезпечує вибірку наступної з пам'яті програм. Усі AVR-мікроконтролери сімейства AT90 сумісні між собою на рівні кодів інструкцій. Регістри керування/контролю вбудованими пристроями розташовані в області адрес пам'яті даних. Усі AVR-мікроконтролери мають програмувальні 8- і 16-розрядні таймери/лічильники і

сторожовий таймер, тактований сигналом вбудованого тактового генератора. Схеми фіксації/порівняння, реалізовані в деяких AVR-мікроконтролерах, дають можливість формувати сигнал широтно-імпульсної модуляції. В усіх AVR-мікроконтролерах реалізовано два режими роботи зі зниженим енергоспоживанням: у режимі idle зупиняється робота процесорного ядра, у той час як таймери/лічильники, "сторожовий" таймер і контролер переривань продовжують роботу; у режимі power down припиняється робота тактового генератора, а, отже, і всіх периферійних пристроїв. Вихід з режиму power down здійснюється за зовнішніми сигналами чи сигналами переривань. Усі AVR-мікроконтролери працюють при напрузі живлення від 2.7 до 6 В і тактовій частоті від 0 до 12 МГц.

У процесорному ядрі деяких AVR-мікроконтролерів реалізований апаратний помножувач. У багатьох AVR-мікроконтролерах реалізований 10-розрядний АЦП (від 6 до 8 каналів).

ATtiny, ATmega. Заслужують на увагу нові мікроконтролери сімейств ATtiny і ATmega на базі AVR архітектури.

Крім того, що мікроконтролери сімейства ATtiny мають зменшений обсяг вбудованої флеш-пам'яті (від 1 до 2 кбайт), у кожній модифікації випускаються три версії, що відрізняються напругою живлення і тактовою частотою. Наприклад, версії ATtiny12 мають діапазон тактової частоти від 0 до 1 МГц, від 0 до 4 МГц і від 0 до 8 МГц відповідно при напрузі живлення від 1.8 до 5.5 В, від 2.7 до 5.5 В і від 4.0 до 5.5 В. Тільки ATtiny22 має RAM-пам'ять даних обсягом 128 кбайт. У ATtiny15 реалізований 10-розрядний АЦП (4 канали). Деякі модифікації ATtiny мають вбудовану систему перезапуску (brown out detector/reset) при зниженні напруги живлення.

Основна відмінність мікроконтролерів ATmega (ATmega83/ 103/161/163) - збільшений обсяг вбудованої пам'яті (ATmega 103 має 128 кбайт флеш-пам'яті і 4 кбайти RAM-пам'яті) і розширений набір периферійних пристроїв. Як і в ATtiny, у модифікаціях ATmega передбачені версії з різною тактовою частотою і напругою живлення. При діапазоні напруги живлення від 2.7 до 3.6 В і від 4.0 до 5.5 В діапазон тактових частот складає, відповідно, від 0 до 4 МГц і від 0 до 6 МГц.

7.6 Мікропроцесорний частотомір

При побудові приладів часто виникає необхідність у реалізації функції вимірювання частотно-часових параметрів сигналів (період, частота).

При безпосередньому (прямому) вимірюванні частоти періодичного сигналу найвагомішими є дві складові похибки - міри і порівняння. Похибка міри зумовлена нестабільністю частоти кварцового генератора. Ця складова похибки може бути відчутною при вимірюванні дуже високих частот. Похибка порівняння головним чином визначається похибкою квантування δ_k . При вимірюванні низьких частот похибка квантування є визначальною складовою похибки

вимірювання. Наприклад, якщо вимірюється частота $f_x = 10$ Гц при $t_0 = 1$ с, то максимальна похибка квантування

$$\delta_{\text{кч}} = \frac{100\%}{f_x t_0} = \frac{100\%}{10 \cdot 1} = 10\%, \text{ що неприпустимо.}$$

Таким чином, через великі похибки квантування низькі частоти безпосередньо вимірюються цифровим частотоміром із невисокою точністю. Тому розв'язання завдання зменшення впливу похибки квантування на результати вимірювання завжди було одним із важливих напрямів розробки цифрової частотомірювальної техніки. Перед тим як розглядати мікропроцесорний частотомір, який радикально розв'язує вказане завдання, зупинимось на чотирьох способах зменшення похибки квантування при вимірюванні частоти:

1. Збільшення тривалості зразкового часового інтервалу t , тобто часу вимірювання. Але можливості такого способу обмежені, оскільки для одержання малої похибки квантування (наприклад, $\delta_{\text{к}} = 0,01\%$; $f_x = 10$ Гц) потрібний дуже великий час вимірювання:

$$t_0 = \frac{100\%}{\delta_{\text{кч}} f_x} = \frac{100\%}{0,01 \cdot 10} = 1000 \text{ с.}$$

2. Збільшення числа імпульсів, які квантують зразковий часовий інтервал t_0 , що досягається множенням вимірюваної частоти f_x . Виконання даного способу поєднано із застосуванням додаткового блока помножувача частоти, що ускладнює і підвищує вартість апаратурної частини.

3. Врахування випадкової природи похибки квантування. Забезпечується проведення багаторазових вимірювань і усереднення їх результатів. Це ефективний шлях зменшення впливу випадкової похибки на результат вимірювання.

4. Безпосереднє вимірювання періоду досліджуваного сигналу з наступним обчисленням частоти $f_x = 1/T_x$. Цей шлях дозволяє різко зменшити похибку квантування при вимірюванні низьких частот.

Щоб побачити ефект, який досягається, скористаємось наведеним раніше прикладом. Перейдемо до вимірювання періоду. Частота $f_x = 10$ Гц. Відповідний період $T_x = 0,1$ с. Сформуємо стробувальний імпульс тривалістю, що дорівнює періоду T_x , і проквантуємо його імпульсами, частота проходження яких $f_0 = 10$ МГц (що звичайно має місце в цифрових частотомірах). У цьому разі похибка квантування

$$\delta_{\text{кп}} = \frac{100\%}{T_x f_0} = \frac{100\%}{0,1 \cdot 10^7} = 10^{-4}\%.$$

Можна зробити висновок, що непряме вимірювання частоти $f_x = 1/T_x$ у даному випадку дозволило різко підвищити точність порівняно з прямим вимірюванням частоти: похибка квантування зменшилась у 100000 разів.

Однак при вимірюванні високих частот (наприклад, $f_x = 10^6$ Гц, $t_0 = 1$ с, $f_0 = 10$ Гц) похибка квантування цифрового частотоміра

$$\delta_{\text{кч}} = \frac{100\%}{t_0 f_x} = \frac{100\%}{0.1 \cdot 10^6} = 10^{-4}\%,$$

а похибка квантування цифрового періодоміра надмірно зростає:

$$\delta_{\text{кч}} = \frac{100\% \cdot f_x}{f_0} = \frac{100\% \cdot 10^6}{10^7} = 10\%.$$

Таким чином, при дослідженнях періодичних процесів у широкому діапазоні частот для досягнення заданої точності доцільно в діапазоні високих частот застосовувати цифровий частотомір, а в діапазоні низьких частот переходити до вимірювання періоду (рис.7.4).

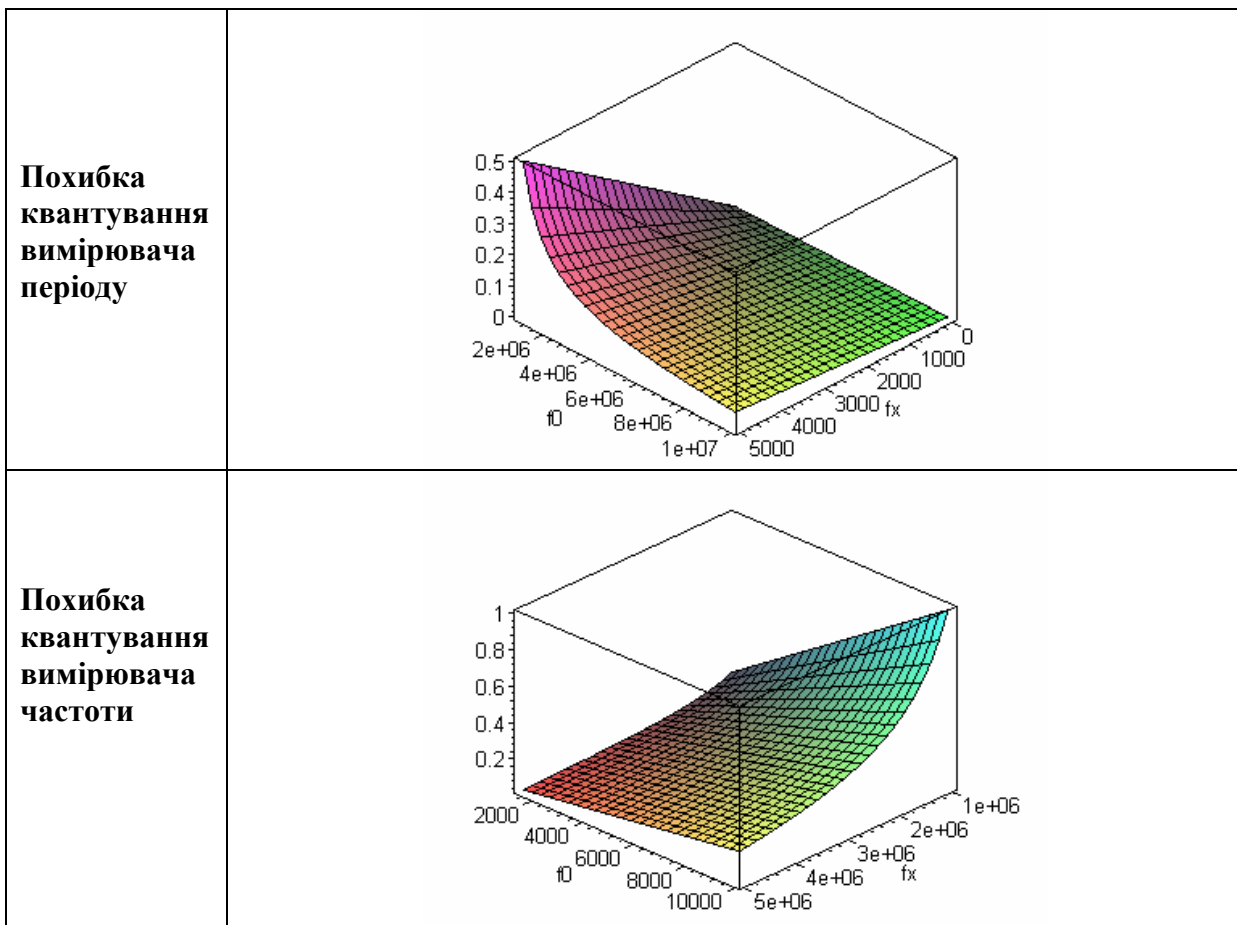


Рисунок 7.4

Алгоритм роботи мікропроцесорного частотоміра, що дозволяє досліджувати періодичні процеси у широкому діапазоні, наведено на рис.7.5.

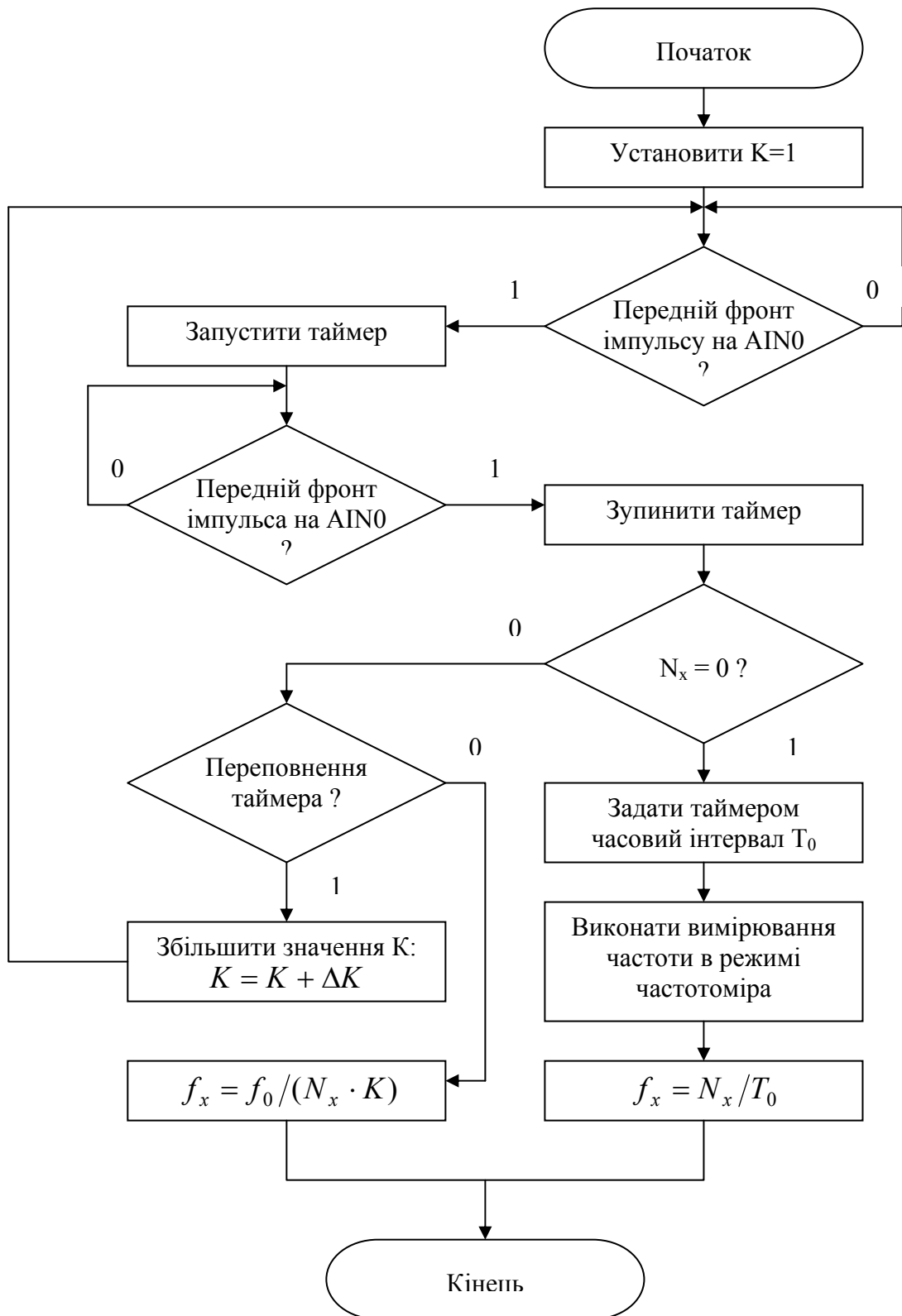


Рисунок 7.5

Спочатку настраюють програму на режим періодоміра. Встановлюють коефіцієнт подільника частоти $K=1$ і проводять вимірювання невідомої частоти f_x . Вимірювана частота подається на вхід аналогового компаратора. Аналоговий компаратор вибраний з тієї причини, що він має досить гнучку програмну

обробку інформації: програміст може вибрати пряму програмну обробку або обробку за перериванням. За переднім фронтом імпульсу на вході АІN0 аналогового компаратора запускають таймер на рахування імпульсів f_0/K . За наступним переднім фронтом імпульсу на вході АІN0 аналогового компаратора (після закінчення періоду T_x) таймер мікроконтролера зупиняють і підраховують кількість імпульсів N_x .

Якщо $N_x = 0$ (частота f_0 недостатня для спрацювання періодоміра), то задають за допомогою таймера часовий інтервал t_0 (наприклад, $t_0=1$ сек) і переходять в режим вимірювання частоти. Частоту обчислюють за формулою $f_x = N_x/T_0$.

Якщо $N_x \neq 0$, то перевіряють переповнення таймера мікроконтролера. При невиконанні цієї умови обчислюють частоту, інакше збільшують коефіцієнт подільника частоти $K = K + \Delta K$ і повертаються до вимірювання періоду. Частоту обчислюють за формулою $f_x = f_0/(N_x \cdot K)$.

Структурна схема мікропроцесорного частотоміра, яка дозволяє реалізувати наведений алгоритм, подана на рис.7.6.

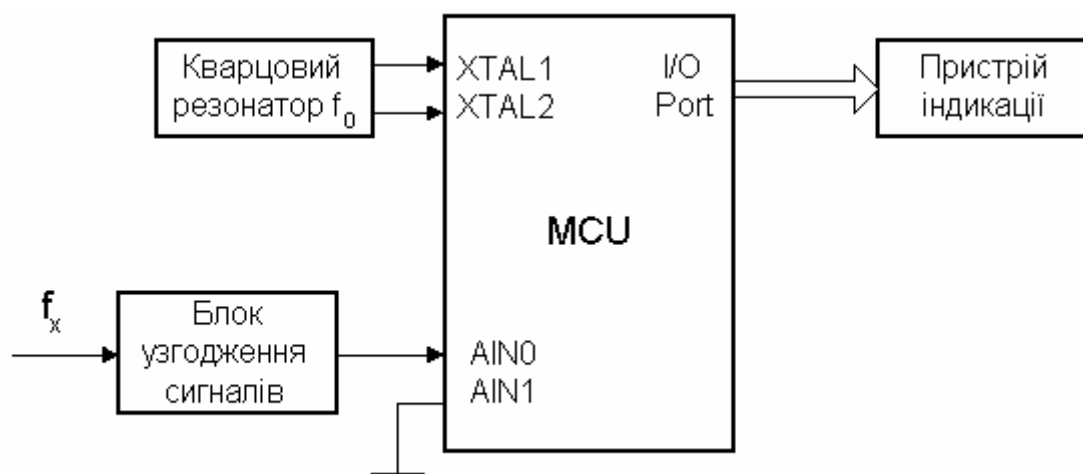


Рисунок 7.6

7.7 Мікропроцесорний фазометр

Принцип дії мікропроцесорного фазометра ґрунтується на перетворенні різниці фаз двох електричних сигналів у часовий інтервал t_x з його наступним квантуванням імпульсами зразкової частоти f_0 (цифровий фазометр середніх значень, розділ 4).

На рис.7.7 наведено структурну схему мікропроцесорного фазометра, а на рис.7.8 - алгоритм його роботи.

Основними елементами фазометра є блоки узгодження сигналів u_1 і u_2 , мікроконтролер MCU, кварцовий резонатор частотою f_0 і пристрій індикації.

Перед початком вимірювань встановлюють час вимірювань t_B і коефіцієнт подільника частоти $K=1$.

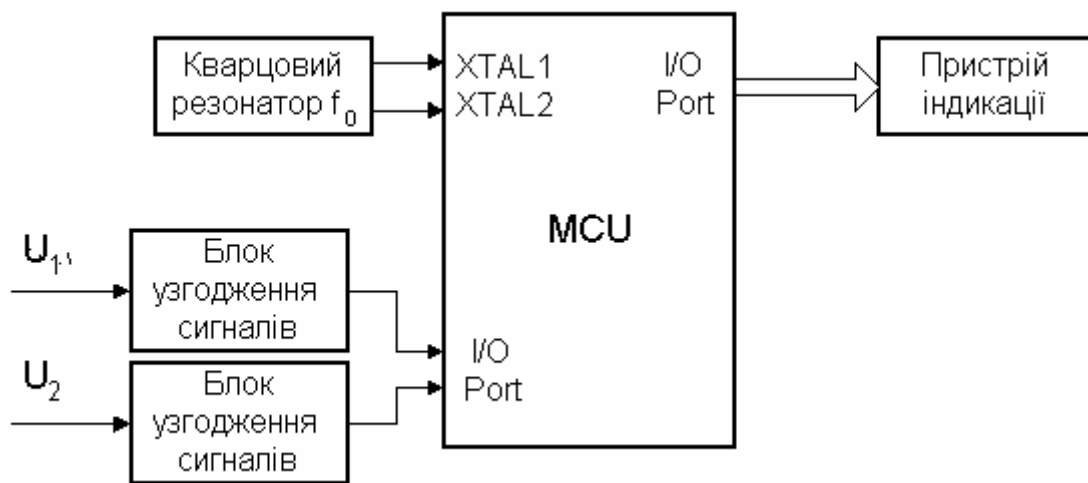


Рисунок 7.7

У момент переходу напруги u_1 через рівень нуля запускають таймер на рахування імпульсів f_0/K . Рахування проходить до переднього фронту імпульсу напруги u_2 . При цьому робота таймера зупиняється, і підраховують кількість імпульсів N_x . Кількість імпульсів усереднюється в проміжку часу $t_B = n \cdot f_x$.

При виникненні переповнення таймера збільшують коефіцієнт подільника частоти $K = K + \Delta K$ і повертаються на початок вимірювань.

Фазовий зсув обчислюють за формулою

$$\varphi_x = \frac{2\pi N_x}{n}. \quad (7.7)$$

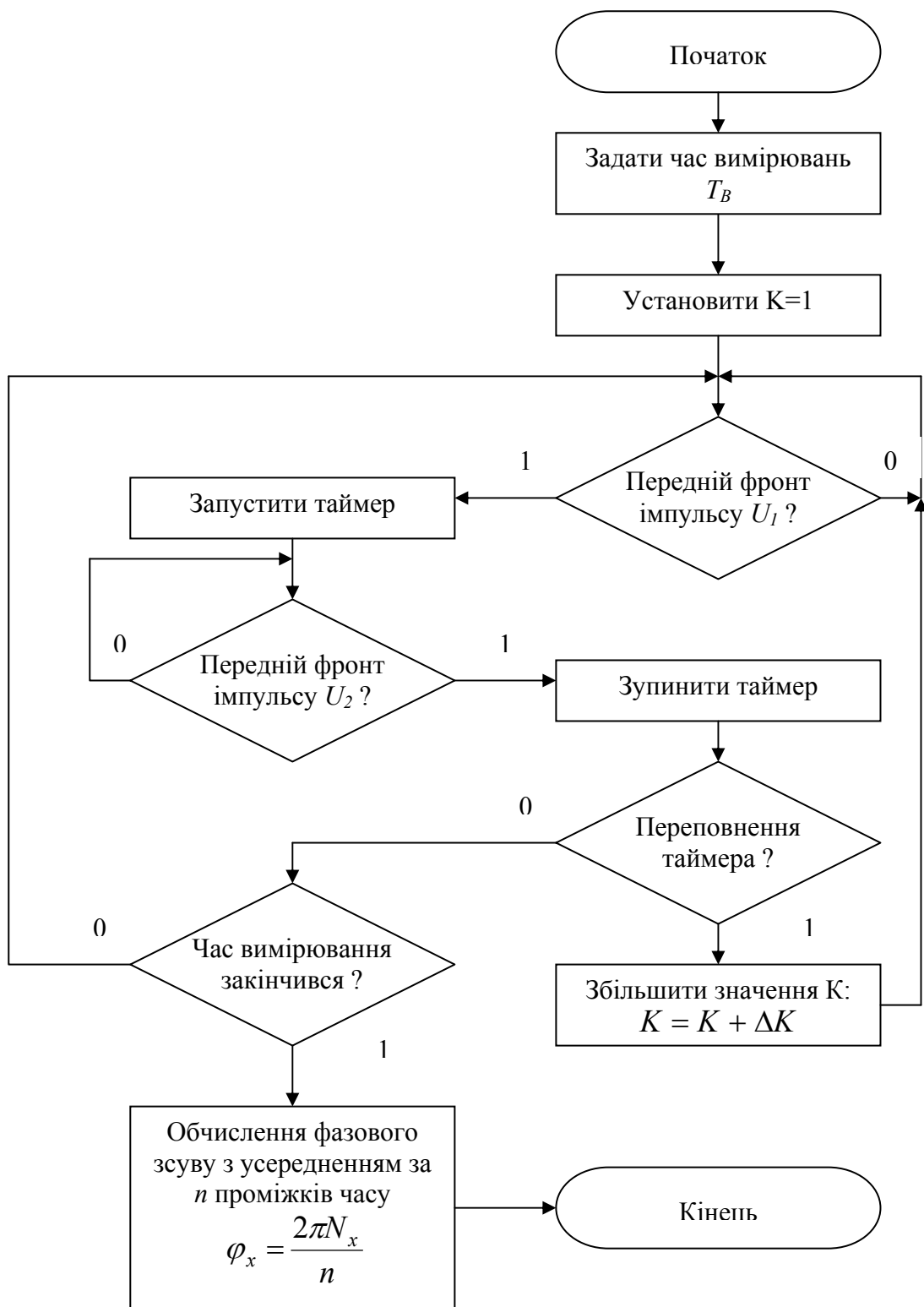


Рисунок 7.8

7.8 Мікропроцесорний вимірювач струму та напруги

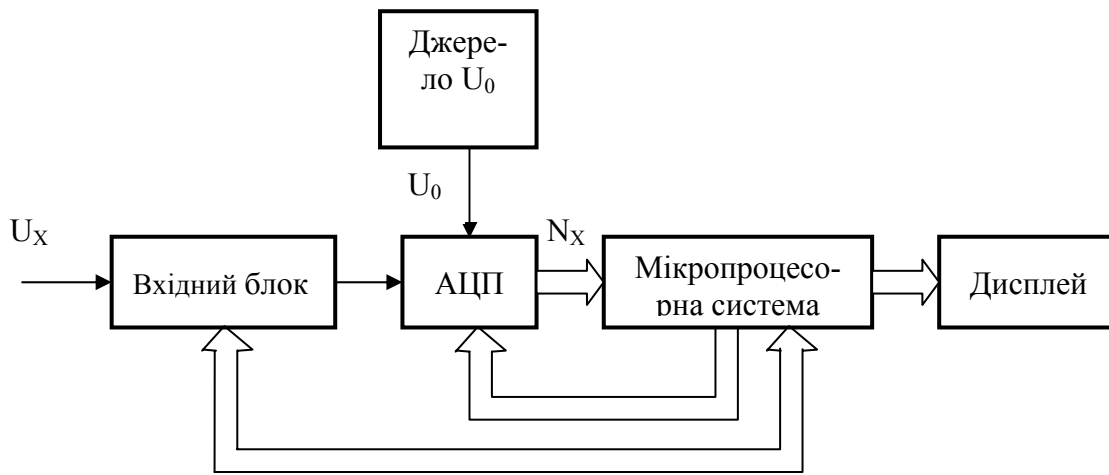
Мікропроцесорні вольтметри та амперметри досить поширені в техніці вимірювання на постійному і змінному струмах. У них найбільш повно реалізовані переваги мікропроцесорних вимірювальних приладів: подальше підви-

щення точності, розширення вимірювальних можливостей, спрощення і покращення керування, можливість одержання різних математичних функцій вимірюваних значень, статистична обробка результатів спостережень, самокалібрування і самодіагностика, підвищення надійності та економічності, можливість побудови програмувальних багатofункціональних приладів.

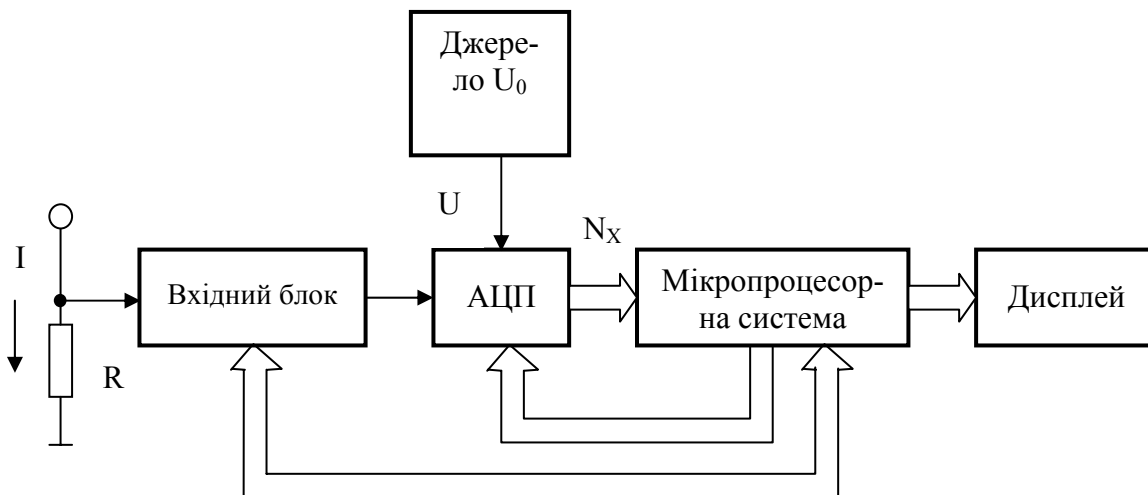
В найзагальнішому вигляді структурні схеми мікропроцесорних вольтметра та амперметра представлені на рис.7.9, а, б.

Вхідний блок містить аналогові перетворювачі – це, насамперед, атенюатор і підсилювач, але в деяких приладах до складу цього блока може входити також вимірювальний перетворювач напруги змінного струму в напругу постійного струму.

Як видно із рис.7.9, амперметр відрізняється від вольтметра лише наявністю перетворювача струму в напругу (вимірювального шунта R). Тому в подальшому будемо розглядати мікропроцесорний вольтметр.



а) мікропроцесорний вольтметр



б) мікропроцесорний амперметр

Рисунок 7.9

Обов'язковим вузлом кожного мікропроцесорного вольтметра є аналого-цифровий перетворювач (АЦП). Сучасна мікроелектронна техніка надає розробнику вимірювальних приладів АЦП в інтегральному виконанні, що випускаються у вигляді інтегральних схем. Але не слід думати, що наявність АЦП і мікропроцесора повністю гарантують успішне створення приладу. Побудова мікропроцесорного вольтметра вимагає правильного вибору АЦП, що служить основним вимірювальним перетворювачем, раціонального вибору МП, здійснення їхнього поєднання, визначення необхідних характеристик інших модулів МПС, розробки програмного забезпечення.

Джерело опорної напруги використовується для забезпечення високостабільної опорної напруги U_0 , відносно якої проводяться вимірювання в АЦП. Рівняння перетворення АЦП має вигляд:

$$N_x = \frac{U_x}{U_0} \cdot (2^{n+1} - 1), \quad (7.8)$$

де n – розрядність АЦП.

Деякі мікроконтролери Atmel (Atmega603/103, AT90S4433, AT90S8535, ATtiny15) мають у своєму складі вбудований 10-розрядний АЦП із входним багатоканальним мультиплексором, що значно спрощує реалізацію вольтметрів. Для живлення АЦП в них використовуються два окремих виводи AVCC, AGND. Опорна напруга U_0 подається на вивід AREF.

Структурна схема вольтметра на основі мікроконтролерів ATMEL представлена на рис.7.10. АЦП може працювати в двох режимах: режимі однократного перетворення і режимі циклічного перетворення. В режимі однократного перетворення кожне перетворення ініціалізується програмою. В режимі циклічного перетворення АЦП здійснює виборку і поновлення вмісту регістра даних АЦП неперервно. Вибір режиму здійснюється встановленням певних бітів в регістрі керування АЦП. На рис.7.11 представлено алгоритм виконання вимірювальної процедури у мікропроцесорному вольтметрі.

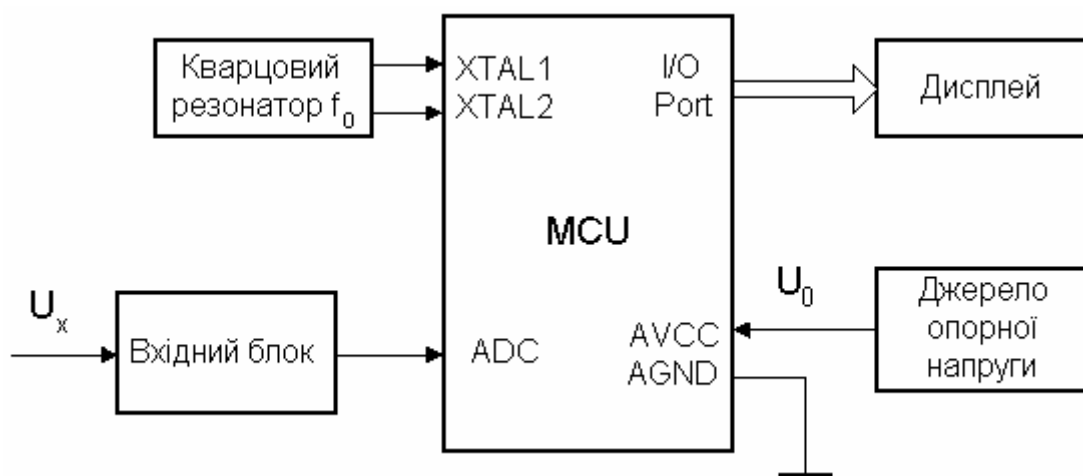


Рисунок 7.10

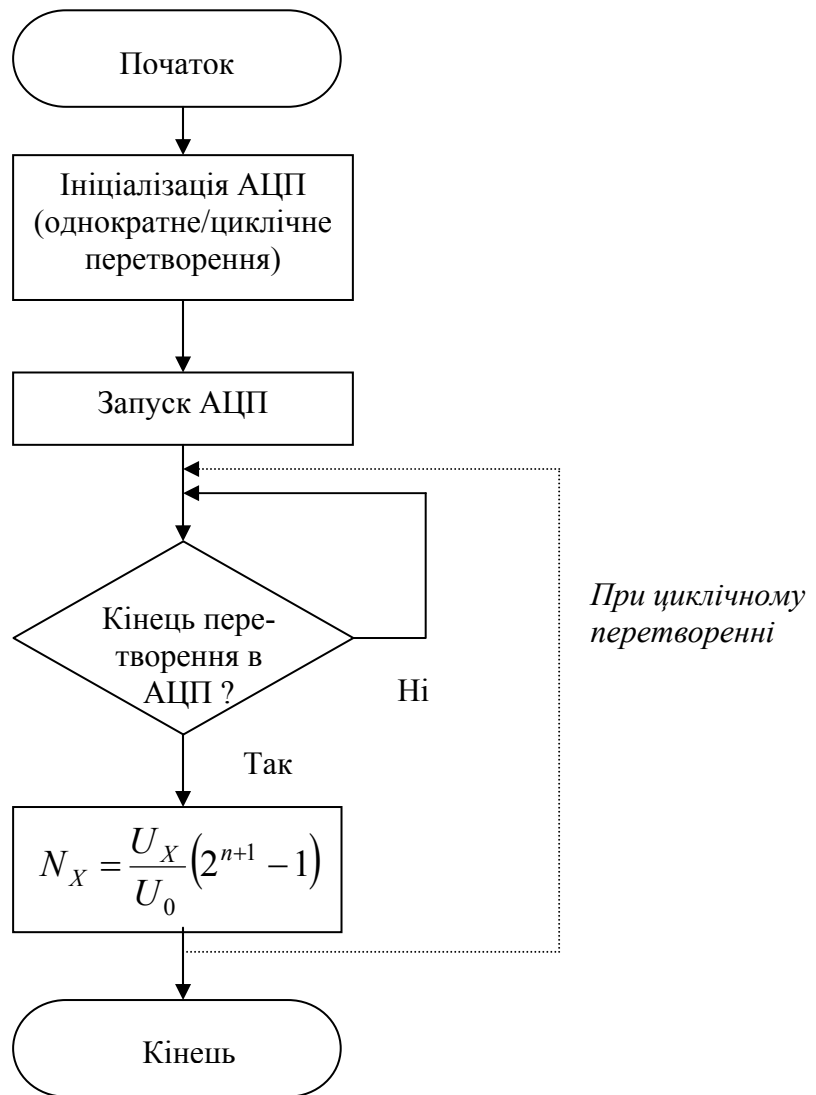


Рисунок 7.11

7.9 Вимірювальний канал потужності

Для визначення потужності у колах постійного і змінного струмів необхідно проводити вимірювання струму і напруги. Найбільш просто схематехнічно це реалізується підключенням сенсорів струму і напруги через АЦП до мікроконтролера, який проводить вибірку миттєвих значень струму і напруги в дискретні моменти часу. Точність вимірювань росте із збільшенням частоти дискретизації, що в свою чергу веде до ускладнення програмного забезпечення, оскільки обробка сигналів (фільтрація, усереднення) проводиться в реальному часі. Крім того, недоліком таких систем є їх відносно велика вартість.

Спростити алгоритми обробки інформації і понизити вартість ватметрів дозволяє схема, наведена на рис.7.12. Тут функцію вимірювання здійс-

ное спеціалізована мікросхема вимірювача потужності. Мікроконтролер виконує лише функцію частотоміра.

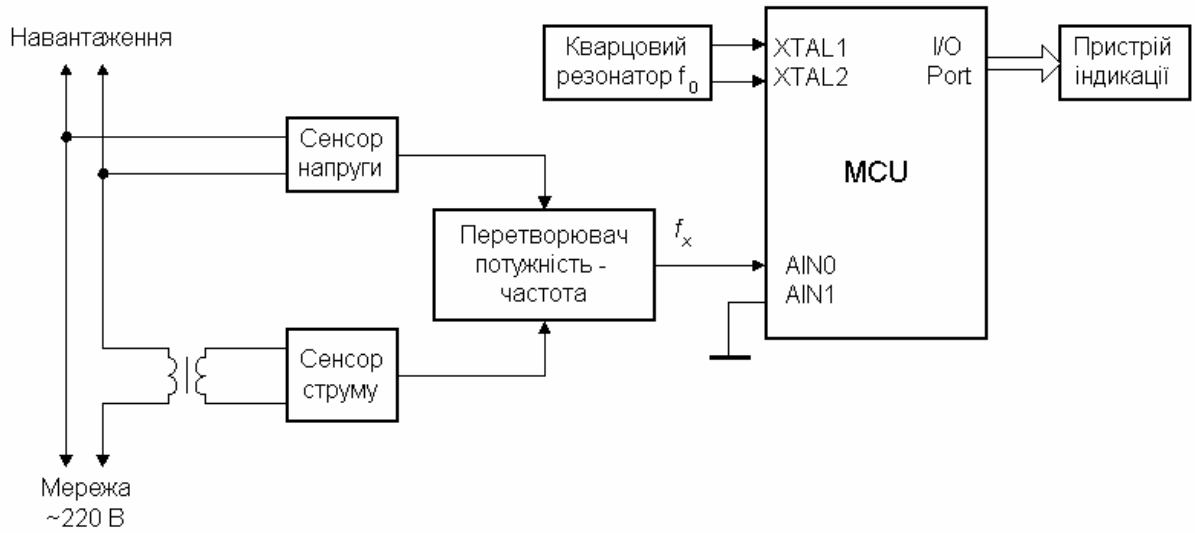


Рисунок 7.12

Прикладом перетворювача потужності є AD7750 – мікросхема перетворювача добутку напруг в частоту слідування імпульсів (Product to Frequency Converter) із похибкою менше 0.3%, розроблена фірмою Analog Devices. На рис. 7.13 наведено структурну схему мікросхеми AD7750.

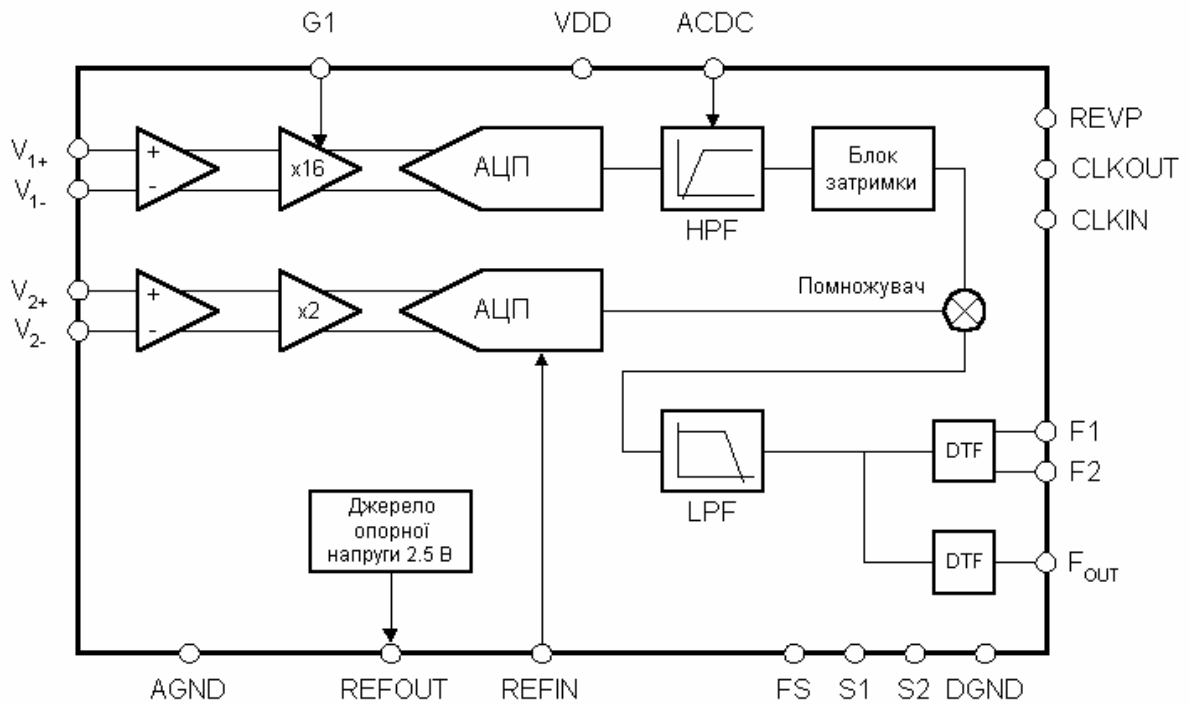


Рисунок 7.13

Входи каналів струму та напруги виконані диференціальними. Кожний вхід розрахований на напругу не більше 1 В. Канал струму має підсилювач із змінним коефіцієнтом підсилення (1 чи 16), канал напруги містить підсилювач з коефіцієнтом підсилення 2. Після підсилення обидва сигнали перетворюються АЦП в цифровий код і перемножуються. Високочастотні складові відфільтровуються цифровим фільтром нижніх частот LPF, потім код потужності подається в перетворювач коду в частоту (Digital to Frequency Converter, DTF) де формуються частотно-імпульсні сигнали F1 низької частоти і F2 для керування кроковим двигуном або лічильником імпульсів та високочастотний сигнал Fout для вимірювання струму чи напруги.

Для зменшення похибки вимірювання потужності через наявність постійної складової струму в проводі нейтралі можна ввімкнути режим фільтрації струму фільтром верхніх частот HPF. Одночасно з фільтром включається лінія затримки, яка коригує фазову характеристику фільтра для мінімізації похибки при частоті мережі 50 Гц.

Режим роботи мікросхеми задають сигналами на входах FS, S1 і S2. Опис режимів наведено в табл.7.2. Залежність вихідних сигналів від різниці фаз струму і напруги в двоквadrантному і чотириквadrантному режимах показана на рис.7.14.

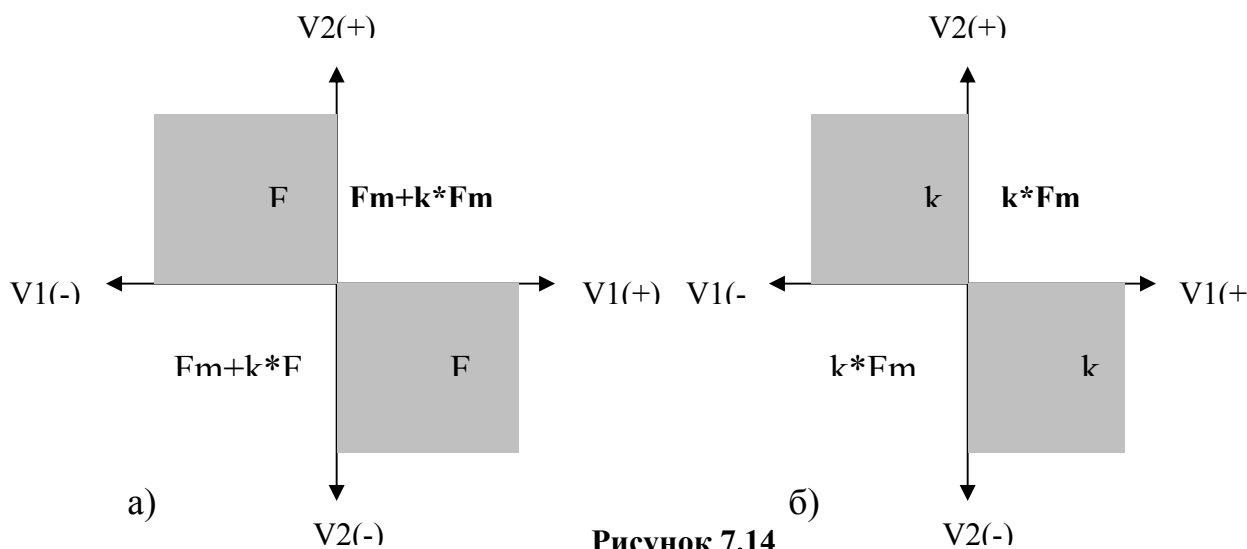


Рисунок 7.14

Таблиця 7.2 - Режими роботи мікросхеми AD7750

Ре-жим	FS	S1	S2	F1, F2, Гц	Fout, Гц	Fmax	Опис режиму
0	0	0	0	$Fm1 \pm k \cdot Fm1$	$16 \times F1$	$Fm1 = \frac{f_0}{2^{19}}$	Вимірювання потужності в чотирьох квадрантах.
1	0	0	1	$k \cdot Fm1$	$8 \times F1$	$Fm1 = \frac{f_0}{2^{19}}$	Вимірювання потужності в двох квадрантах.
2	0	1	0	$k \cdot Fm1$	$16 \times F1$	$Fm1 = \frac{f_0}{2^{19}}$	Вимірювання потужності в двох квадрантах.
3	0	1	1	$Fm1 \pm k \cdot Fm1$	$32 \times F1$	$Fm1 = \frac{f_0}{2^{19}}$	На виході Fout частота пропорційна напрузі на першому вході, на виходах F1, F2 частота пропорційна потужності в чотирьох квадрантах.
4	1	0	0	$Fm1 \pm k \cdot Fm1$	$16 \times F1$	$Fm1 = \frac{f_0}{2^{18}}$	Вимірювання потужності в чотирьох квадрантах.
5	1	0	1	$k \cdot Fm1$	$16 \times F1$	$Fm1 = \frac{f_0}{2^{18}}$	Вимірювання потужності в двох квадрантах.
6	1	1	0	$k \cdot Fm1$	$32 \times F1$	$Fm1 = \frac{f_0}{2^{18}}$	Вимірювання потужності в двох квадрантах.
7	1	1	1	$Fm1 \pm k \cdot Fm1$	$16 \times F1$	$Fm1 = \frac{f_0}{2^{18}}$	На виході Fout частота пропорційна напрузі на другому вході, на виходах F1, F2 частота пропорційна потужності в чотирьох квадрантах.

Примітки: Коефіцієнт k пропорційний добутку середніх квадратичних значень напруг в каналах 1 і 2: $k = \frac{1.32 \cdot V1 \cdot V2 \cdot G}{Vref^2}$, де G - коефіцієнт підсилення в каналі 1, $Vref$ - величина опорної напруги.

Алгоритм роботи мікропроцесорного вимірювача потужності наведено на рис.7.15.

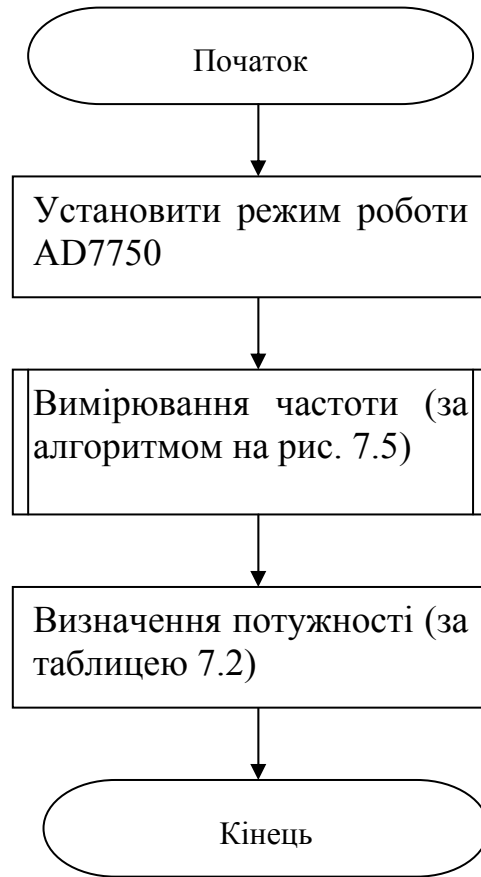


Рисунок 7.15

7.10 Мікропроцесорний вимірювач кутової швидкості

Розглянемо основні принципи побудови мікропроцесорного засобу вимірювання кутової швидкості електричних машин із використанням фотоелектричного сенсора кутової швидкості. Його структурна схема представлена на рис.7.16.

Сенсор кутової швидкості перетворює змінну кутову швидкість $\omega_x(t)$ у частоту слідування електричних імпульсів $f_x(t)$.

Визначимо нижню межу вимірювання цифрового тахометра миттєвих значень (періодоміра), рівняння перетворення якого має вигляд:

$$N_{\omega}(t) = \frac{2\pi \cdot f_0}{\omega_x(t) \cdot z}, \quad (7.9)$$

де z – кількість міток в фотоелектричному сенсорі кутової швидкості.

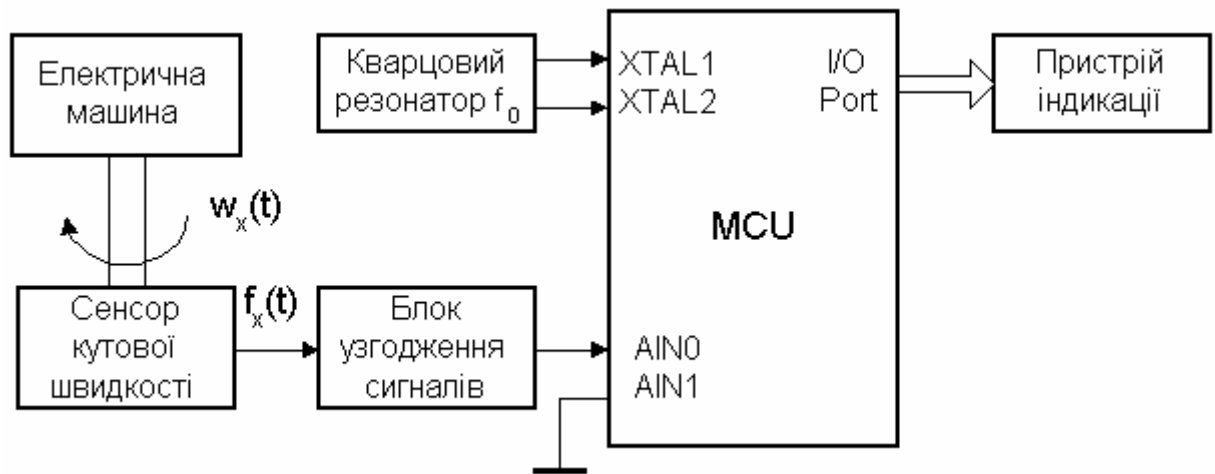


Рисунок 7.16

Похибка квантування

$$\delta_{\omega}(t) = \frac{\omega_x(t) \cdot z}{2\pi \cdot f_0} \cdot 100\%, \quad (7.10)$$

де f_0 - частота імпульсів квантування; z – роздільна здатність сенсора кутової швидкості.

Максимальна ємність бінарного лічильника мікроконтролера

$$N_{\max} = 2^{n+1} - 1, \quad (7.11)$$

де n – розрядність лічильника.

Враховуючи (7.11), рівняння (7.9) запишемо так

$$2^{n+1} - 1 = \frac{2\pi \cdot f_0}{z \cdot \omega_{x \min}}. \quad (7.12)$$

Тоді з рівняння (7.12) визначимо нижню межу вимірювання

$$\omega_{x \min} = \frac{2\pi \cdot f_0}{z \cdot (2^{n+1} - 1)}. \quad (7.13)$$

Верхня межа вимірювання $\omega_{x \max}$ для тахометра миттєвих значень визначається із рівняння похибки квантування (7.10):

$$\omega_{x \max} = \frac{2\pi \cdot \delta_{\omega n} \cdot f_0}{z \cdot 100\%}, \quad (7.14)$$

де $\delta_{\omega n}$ - нормоване значення похибки квантування (7.10).

Задаючись величиною $\delta_{\omega n} = 1\%$, отримаємо

$$\omega_{x \max} = 314 \frac{\text{рад}}{\text{сек}} \left| \begin{array}{l} f_0 = 5 \text{ МГц} \\ z = 1000 \end{array} \right|.$$

На рис.7.17 представлено розраховану залежність $N_x(t)$ в режимі пуску електричної машини, а на рис.7.18 – похибку квантування $\delta_{\omega}(t)$.

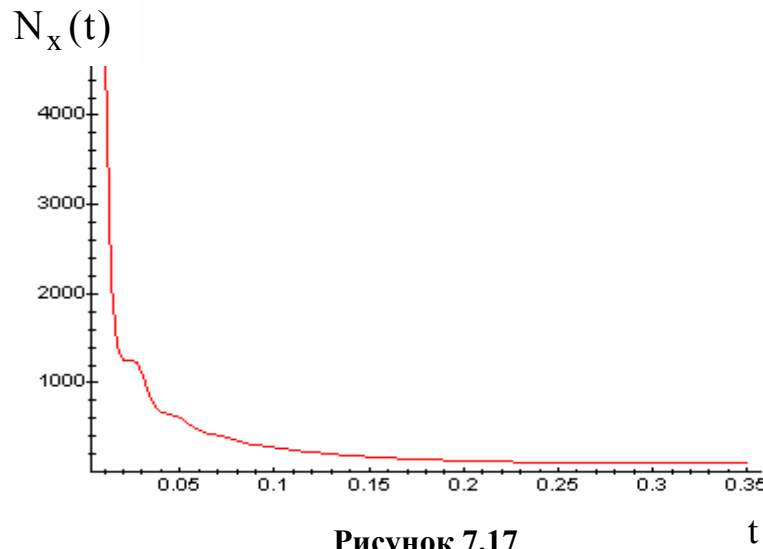


Рисунок 7.17

З рисунка 7.18 видно, що значення похибки квантування при $f_0=5$ МГц та $z=1000$ не перевищує 1%.

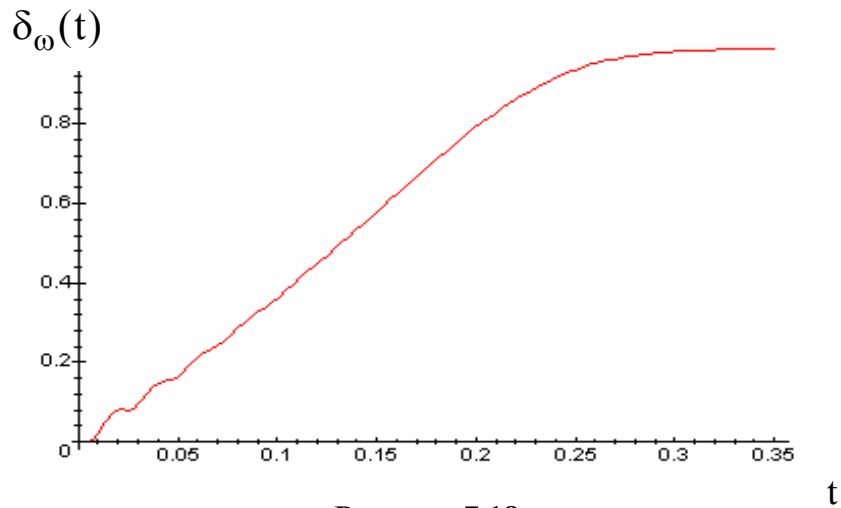


Рисунок 7.18

Таким чином, для вимірювання кутової швидкості як в перехідних режимах роботи електричної машини, так і в статичному режимі можна використовувати частотомір миттєвих значень. Алгоритм роботи мікропроцесорного вимірювача кутової швидкості представлений на рис.7.19. Рівняння перетворення мікропроцесорного вимірювача кутової швидкості має вигляд:

$$\omega_x = \frac{2\pi \cdot f_0}{N_x \cdot z \cdot K} \quad (7.15)$$

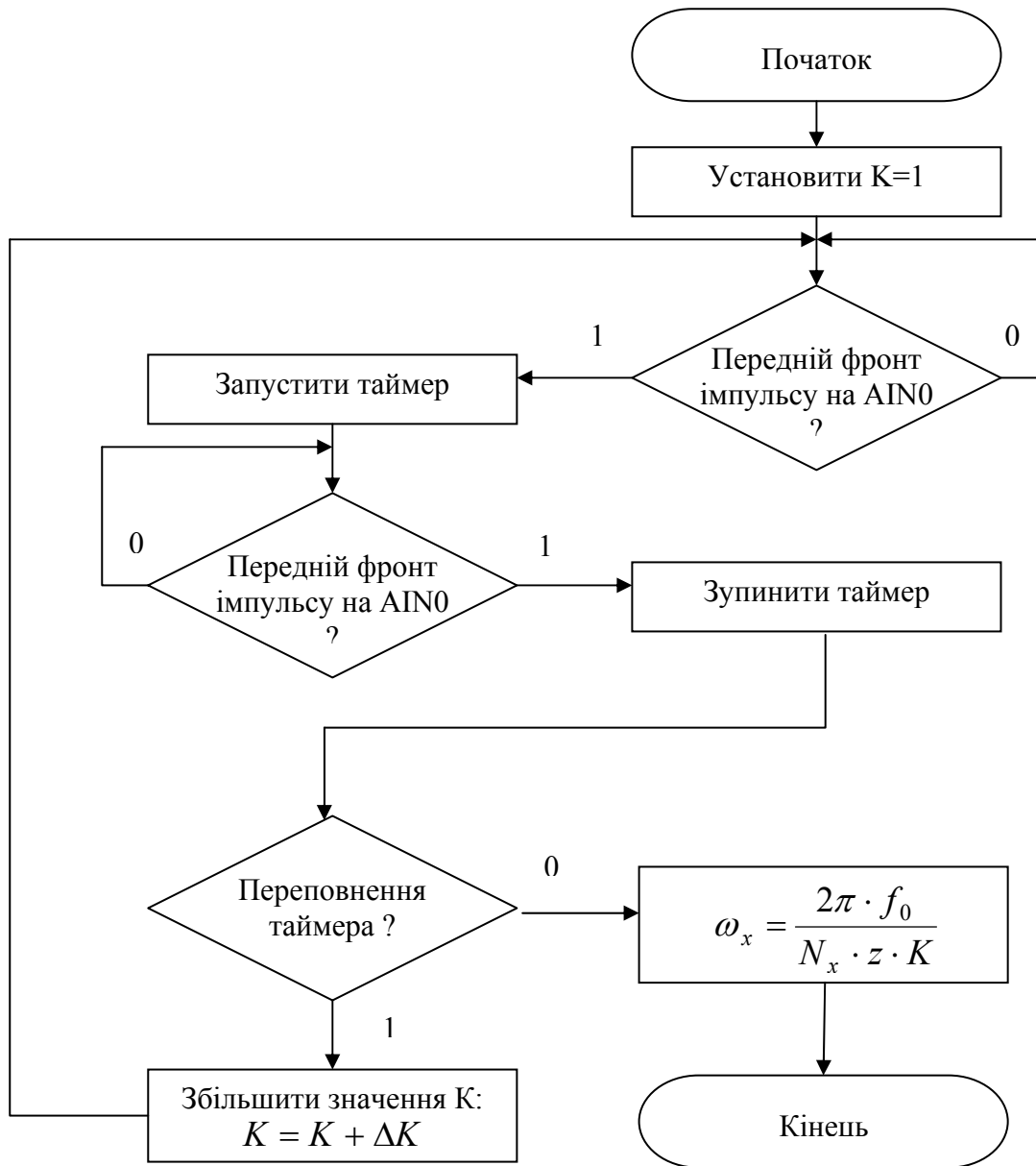


Рисунок 7.19

7.11 Мікропроцесорний вимірювач ковзання

Ковзання S в асинхронній електричній машині характеризує відставання частоти поля статора f_s від частоти поля ротора f_r :

$$S(t) = \frac{f_s(t) - f_r(t)}{f_s(t)} = 1 - \frac{f_r(t)}{f_s(t)}. \quad (7.16)$$

S є досить важливим параметром, який значною мірою визначає якість електричної машини.

Як видно з формули (7.16), для визначення ковзання S необхідно проводити вимірювання двох складових: частоти поля статора f_s і частоти поля ротора f_r .

На рис.7.20 наведено структурну схему мікропроцесорного вимірювача ковзання, яка складається з двох вимірювальних каналів – вимірювального ка-

налу кутової швидкості $\omega_x(t)$ і вимірювального каналу частоти мережі живлення f_m . Їх основні принципи побудови розглянуті у п. 7.10 і п. 7.6 відповідно.

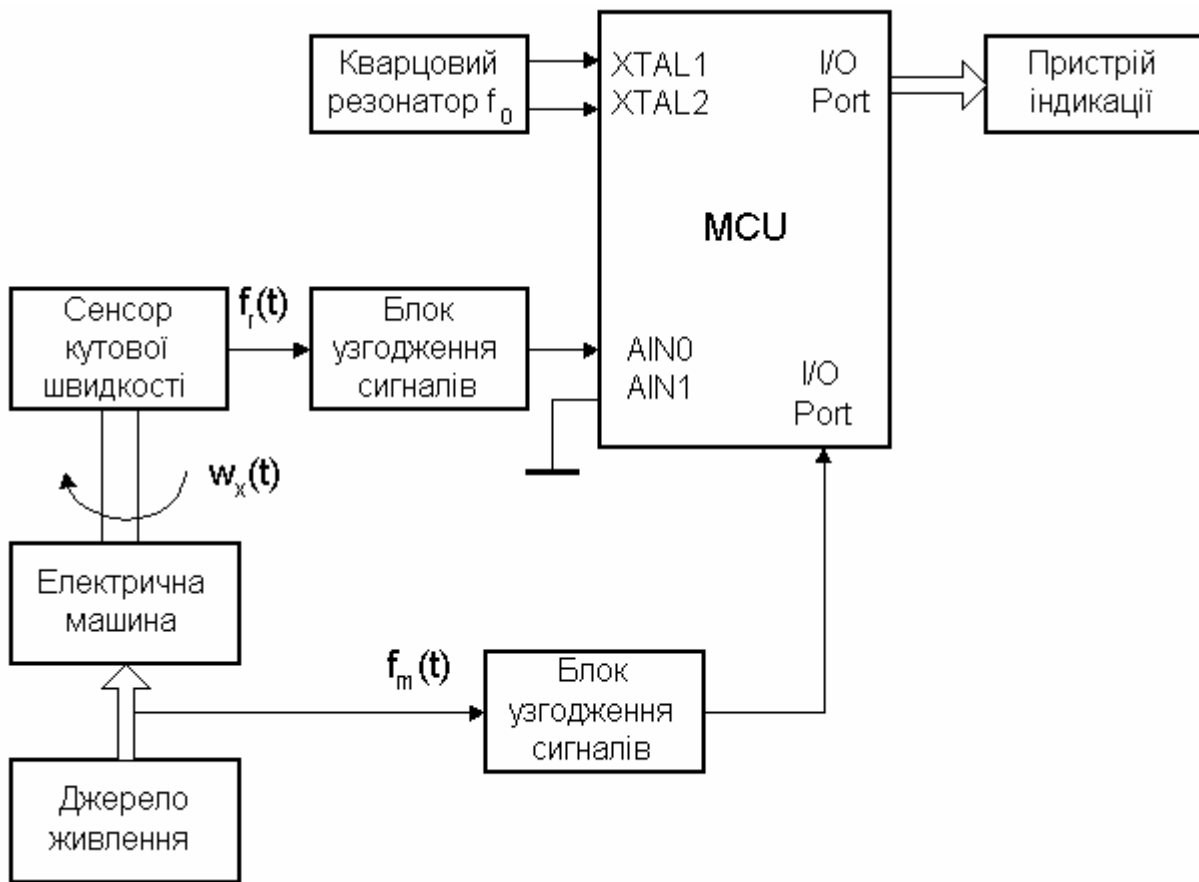


Рисунок 7.20

Рівняння перетворення вимірювальних каналів кутової швидкості $\omega_x(t)$ і частоти мережі живлення f_m матимуть вигляд:

$$\omega_x = \frac{2\pi \cdot f_0}{N_{xr} \cdot z \cdot K_r}; \quad (7.17)$$

$$f_m = \frac{f_0}{N_{xs} \cdot K_s}, \quad (7.18)$$

де K_s, K_r - коефіцієнти подільника частоти у вимірювальних каналах частоти мережі та кутової швидкості відповідно; N_{xr}, N_{xs} - кількість імпульсів у вимірювальних каналах частоти мережі та кутової швидкості відповідно.

Враховуючи, що $\omega_r = 2\pi \cdot f_r$, із рівнянь (7.16) – (7.18) отримаємо рівняння перетворення мікропроцесорного вимірювача ковзання:

$$S = 1 - \frac{N_{xs} \cdot K_s}{N_{xr} \cdot K_r \cdot z}. \quad (7.19)$$

Алгоритм роботи мікропроцесорного вимірювача ковзання наведений на рис.7.21.



Рисунок 7.21

7.12 Мікропроцесорний вимірювач моменту інерції

В даному параграфі розглядається метод визначення моменту інерції, який використовує зразкові моменти інерції J_1, J_2 та обмежений діапазон кутових швидкостей обертання в режимі самогальмування електричної машини, в якому момент опору M_0 лінійно залежить від кутової швидкості ω_r :

$$M_0(\omega_r) = a \cdot \omega_r, \quad (7.20)$$

де a – тангенс кута нахилу характеристики опору.

Тоді рівняння руху електричної машини відповідно з першим і другим зразковими моментами інерції в процесах самогальмування мають вигляд:

$$\omega_{r1}(t) = \omega_n \cdot e^{-\frac{at}{J+J_1}}, \quad \omega_{r2}(t) = \omega_n \cdot e^{-\frac{at}{J+J_2}}, \quad (7.21)$$

де ω_n - номінальна кутова швидкість обертання; J - момент інерції електричної машини; t - час.

Після логарифмування рівнянь (7.21)

$$at = (J + J_1) \cdot \ln \frac{\omega_{r1}(t)}{\omega_n}, \quad at = (J + J_2) \cdot \ln \frac{\omega_{r2}(t)}{\omega_n} \quad (7.22)$$

і вилучення складової at з (7.22) рівняння перетворення для визначення моменту інерції запишеться так:

$$J = \frac{J_2 \cdot \ln \frac{\omega_{r2}(t)}{\omega_n} - J_1 \cdot \ln \frac{\omega_{r1}(t)}{\omega_n}}{\ln \frac{\omega_{r1}(t)}{\omega_{r2}(t)}}. \quad (7.23)$$

Структурна схема для реалізації цього способу вимірювання моменту інерції наведена на рис.7.22. Мікропроцесорна система MCU проводить вимірювання кутової швидкості ω_r і за допомогою таймера обчислює час t . Вони необхідні для визначення значення моменту інерції.

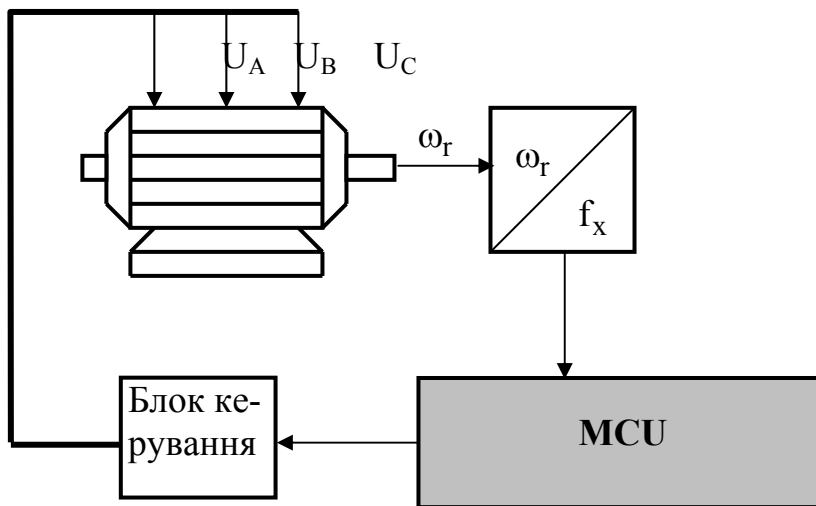


Рисунок 7.22

Алгоритм роботи мікропроцесорного вимірювача моменту інерції наведено на рис.7.23.

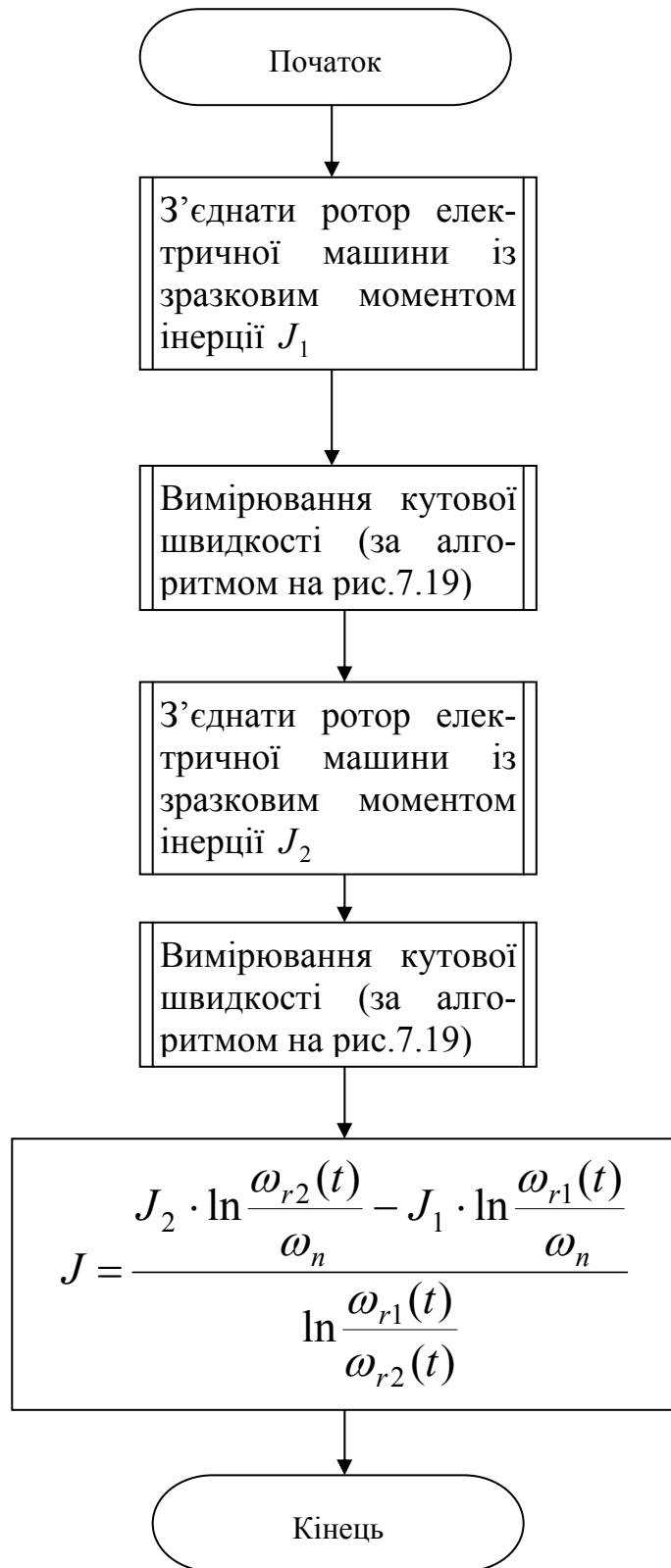


Рисунок 7.23

7.13 Мікропроцесорний вимірювач пускового моменту

Залежність пускового моменту M_n від кута повороту ротора α є досить важливим параметром, який значною мірою визначає якість пускових характеристик електричної машини.

Структурна схема засобу вимірювання залежності $M_{\Pi}(\alpha)$ наведена на рис.7.24.

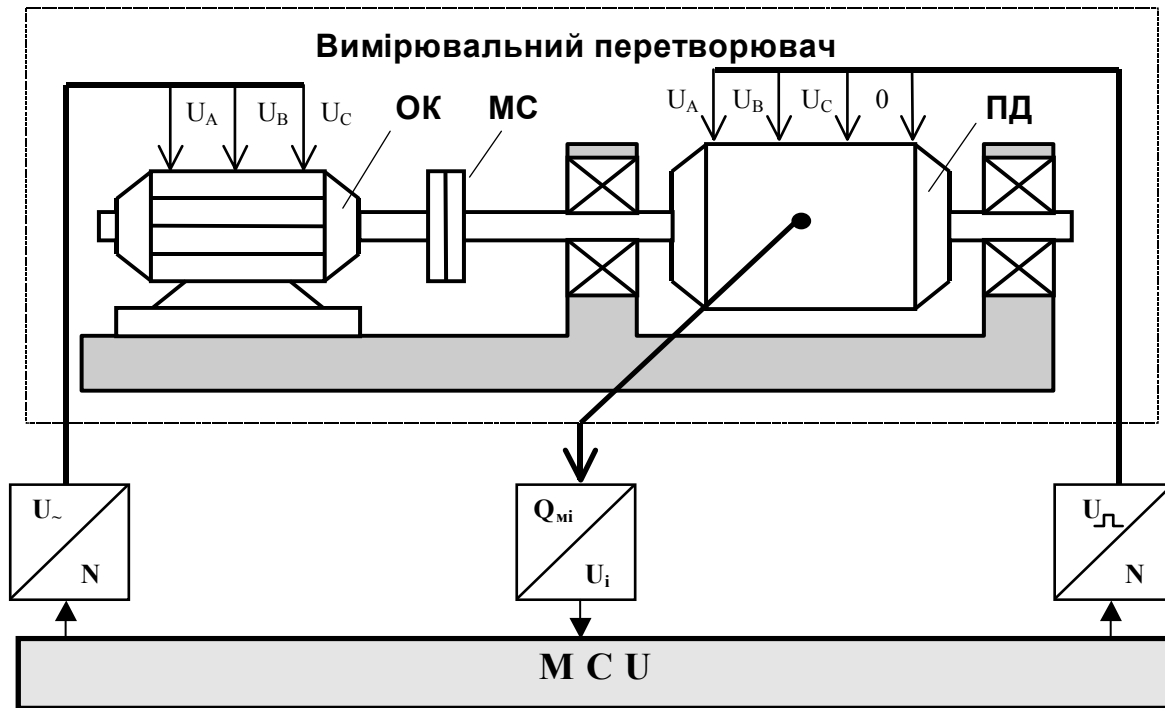


Рисунок 7.24

З метою підвищення швидкодії і точності вимірювання залежності $M_{\Pi}(\alpha)$ розглянемо метод неперервного контролю. Зовнішній привідний двигун, що представляє собою електричну машину з редуктором, який з невеликою наперед заданою швидкістю обертає ротор об'єкта контролю (ОК) і одночасно вимірюється момент на його роторі та кутове положення ротора протягом одного повного оберту ротора. Швидкість обертання ротора ОК має бути такою, щоб відтворити умови досліду короткого замикання ($S \approx 1$), але щоб на протязі часу вимірювання залежності $M_{\Pi} = f(\alpha)$ температура обмоток статора ОК не перевищила розрахункове робоче значення.

Вимірювання здійснюють за таким алгоритмом. Об'єкт контролю встановлюють на основі вимірювального перетворювача жорстко і його ротор за допомогою муфти МС з'єднують з вихідним валом привідного двигуна ПД, а живлення ОК і ПД відбувається від електричної мережі за допомогою пускових пристроїв. ПД на основі вимірювального перетворювача встановлено балансірно. Процесом вимірювального контролю керує мікропроцесорна система MCU. Перед вмиканням привідного двигуна і об'єкта контролю до електричної мережі в оперативній пам'яті MCU встановлюється початкова адреса і довжина буфера, в якому будуть зберігатися масиви вимірених значень моменту і кута повороту ротора. Потім MCU переходить на програму запуску ОК і ПД. Привідний двигун обертає через муфту ротор об'єкта контролю. В результаті контрольований параметр M_{Π} передається з ротора ОК на муфту МС і на корпус

привідного двигуна. При цьому на сенсор зусилля (СЗ) через вимірювальний важіль діє сила Q_{mi} , пропорційна $M_{\Pi i}$. Напряга U_i на виході сенсора зусилля, пропорційна Q_{mi} , через аналого-цифровий перетворювач МСU записується в оперативну пам'ять. Після завершення одного повного оберту ротора ОК привідний двигун і об'єкт контролю знеструмлюють, а в оперативній пам'яті МСU сформується масив вимірних значень сили Q_{mi} . Причому адреса масиву вимірних значень упорядкована за кутовим положенням ротора. Після цього визначається масив (рис.7.25) результатів вимірювання пускового моменту $M_{\Pi i} = Q_{mi} \cdot g \cdot l$, де g - прискорення вільного падіння; l - довжина вимірювального важеля.

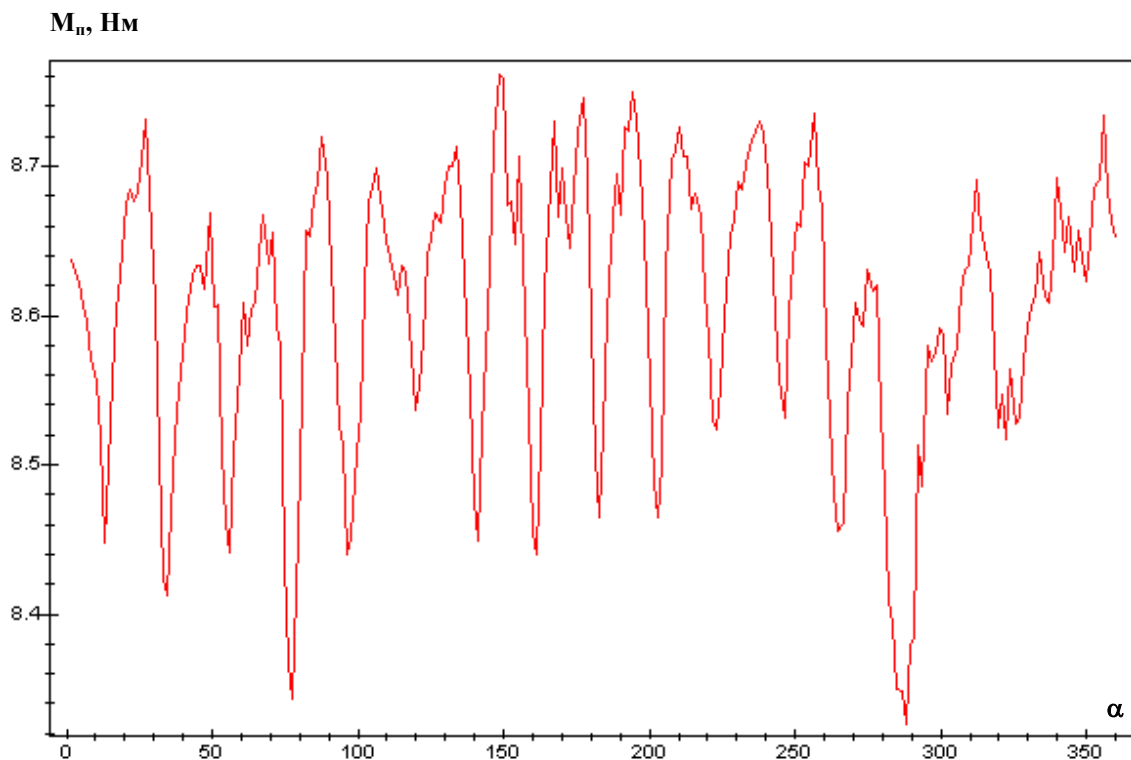


Рисунок 7.25

Суттєвим недоліком методу неперервного контролю залежності $M_{\Pi} = f(\alpha)$ є часткове порушення умови виконання досліду КЗ ($S \neq 1$), що приводить до появи методичної похибки (рис.7.26). З метою вилучення методичної похибки та зменшення впливу випадкової похибки від дії дисипативних моментів замість асинхронного привідного двигуна застосовано кроковий.

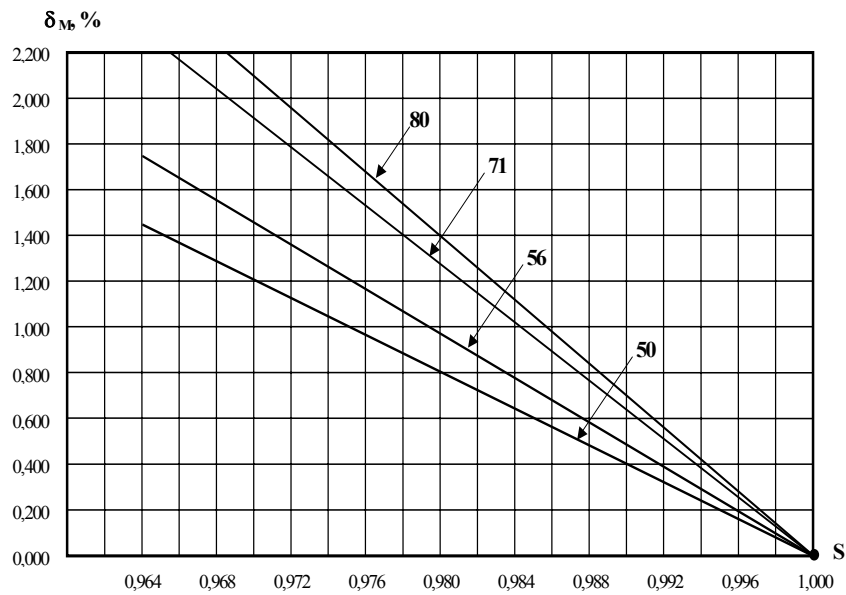


Рисунок 7.26

Суть покрокового методу полягає в тому, що вимірювання залежності пускового моменту від кутового положення ротора здійснюється в покроковому режимі роботи крокового двигуна, причому вимірювання пускового моменту здійснюється в режимі зупинки у кожному кутовому положенні ротора після завершення перехідного процесу в перетворювачі.

Структурна схема засобу вимірювання, що реалізує покроковий метод, наведена на рис.7.27.

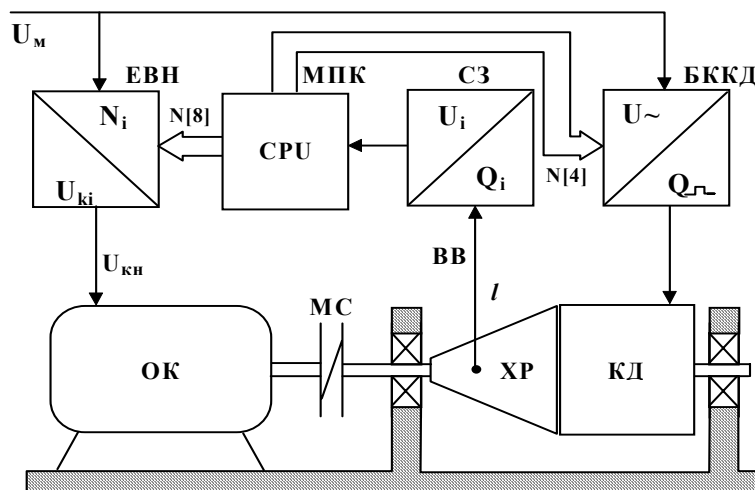


Рисунок 7.27

Основними складовими наведеної схеми є: ОК - об'єкт контролю; МС - муфта спряження; КД - кроковий двигун; ХР - хвильовий редуктор; ВВ - вимірювальний важіль з довжиною l ; СЗ - сенсор зусилля; МПК - мікроконтролер; ЕВН - електронний варіатор напруги; БККД - блок керування кроковим двигуном.

Метод реалізується в такій послідовності. В момент часу, коли мікроконтролер через БККД встановлює на вході крокового двигуна 4-бітовий двійковий код і фіксує його в початковому кутовому положенні α_1 , з певною затримкою МПК формує також 8-бітовий двійковий код на вході електронного варіатора, в результаті чого на ОК подається номінальна напруга живлення $U_{кн}$. Після завершення перехідного процесу в перетворювачі, вимірюється пусковий момент і встановлюється за допомогою КД нове кутове положення ротора.

Контрольні питання

1. Дайте характеристику сучасного стану мікропроцесорних засобів.
2. Розкрийте функції, що виконуються мікропроцесорами у вимірювальних системах.
3. Наведіть архітектуру мікропроцесорної системи.
4. Перерахуйте основні способи зменшення похибок у мікропроцесорних засобах вимірювань.
5. Які похибки відносять до процесорних похибок вимірювань?
6. Дайте загальну характеристику мікроконтролерів фірми ATMEЛ.
7. Структурна схема і алгоритм роботи мікропроцесорного частотоміра.
8. Структурна схема і алгоритм роботи мікропроцесорного фазометра.
9. Структурна схема і алгоритм роботи мікропроцесорного засобу вимірювання струму і напруги.
10. Структурна схема і алгоритм роботи вимірювального каналу потужності.
11. Структурна схема і алгоритм роботи мікропроцесорного тахометра.
12. Структурна схема і алгоритм роботи мікропроцесорного вимірювача ковзання.
13. Структурна схема і алгоритм роботи мікропроцесорного вимірювача моменту інерції.
14. Структурна схема і алгоритм роботи мікропроцесорного вимірювача пускового моменту.

Література

1. Основы метрологии и электрические измерения / Под ред. Е.М.Душина. –Л.: Энергоатомиздат, 1987. –480с.
2. Электрические измерения / Под ред. В.Н.Малиновского. –М.: Энергоатомиздат, 1985. –416с.
3. Электрические измерения / Под ред. А.В.Фремке и Е.М.Душина. –Л.: Энергия, 1980. –357с.
4. Евтихийев Н.Н. и др. Измерение электрических и неэлектрических величин. Учебное пособие. –М.: Энергоатомиздат, 1990. –352с.
5. Атамалян Э.Г. Приборы и методы измерения электрических величин. –М.: Высшая школа, 1989. –375с.
6. Куликовский К.Л., Купер В.Я. Методы и средства измерений. Для студентов вузов. –М.: Энергоатомиздат, 1966. –452с.
7. Методи і засоби вимірювання електричних величин у прикладах та задачах. Навчальний посібник для електротехнічних спеціальностей. В.І.Бондаренко, О.П.Давиденко, В.І.Дякін та ін. –Київ: УМКВО, 1990. –157с.
8. Алиев Т.М., Тер-Хачатуров А.А. Измерительная техника. –М.: Высшая школа, 1991. –384с.
9. Тейлор Дж. Введение в теорию ошибок. –М.: Мир, 1985. –272с.
10. Орнатский П.П. Теоретические основы информационно-измерительной техники. –К.: Выща школа, 1983. –455с.
11. Орнатский П.П. Автоматические измерения и приборы. –К.: Выща школа, 1980. –458с.
12. Орнатський П.П. Вступ до методології науки про вимірювання. –К.: ІСДО, 1994. –246с.
13. Электрические измерения неэлектрических величин / Под ред. П.В.Новицкого. –М.: Энергоатомиздат, 1975. –394с.
14. Измерения в промышленности. Справочник / Под ред. П.Профоса. –М.: Металлургия, 1980. –580с.
15. Проненко В.И., Якирин Р.В. Метрология в промышленности. –К.: Техніка, 1979. –393с.
16. Фарзане Н.Г., Илясов Л.В., Азим-Заде А.Ю. Технологические измерения и приборы. –М.: Высшая школа, 1989. –456с.
17. Поджаренко В.О., Кухарчук В.В. Вимірювання і комп'ютерно-вимірювальна техніка. –Київ: УМК ВО, 1991. –240с.
18. Поджаренко В.О., Кухарчук В.В., Кулаков П.І., Кучерук В.Ю. Метрологія та вимірювальна техніка. Лабораторний практикум. Навчальний посібник. –Вінниця: ВДТУ, 2001. –115с.
19. Головка Д.Б., Рего К.Г., Скрипник Ю.О. Основы метрології та вимірювань. –К.: Либідь, 2001. –408с.
20. Головка Д.Б., Скрипник Ю.О. Методи і засоби частотно-дисперсійного аналізу речовин та матеріалів: Фізичні основи. –К.: ФАДА, ЛТД, 2000. –200с.

21. Головка Д.Б., Скрипник Ю.О. Методи і засоби частотно-дисперсійного аналізу речовин та матеріалів: Вимірювальні схеми та прилади. –К.: ФАДА, ЛТД, 2000. –196с.
22. Таланчук П.М., Скрипник Ю.О., Дібровний В.О. Засоби вимірювання в автоматичних інформаційних та керуючих системах. –К.: Райдуга, 1994. –672с.
23. Полішко С.П., Трубенюк О.Д. Точність засобів вимірювань. –К.: Вища школа, 1992. –192с.
24. Азизов А.М., Гордов А.Н. Точность измерительных преобразователей. –Л.: Энергия, 1975. – 254с.
25. Володарський Є.Т., Кухарчук В.В., Поджаренко В.О., Сердюк Г.Б. Метрологічне забезпечення вимірювань і контролю. –Вінниця: ВДТУ, 2001. – 219с.
26. ДСТУ 2681-94. Метрологія. Терміни та визначення. –К.: Держстандарт України, 1994. – 68с.
27. Бичківський Р.В., Зорій В.І., Столярчук П.Г. Основи метрологічного забезпечення: Навчальний посібник. –Львів: Видавництво Львівського університету “Львівська політехніка”, 1999. –180с.
28. Чабан В. Чисельні методи. –Львів: Видавництво Національного університету “Львівська політехніка”, 2001. –186с.
29. Электрические измерения электрических и неэлектрических величин / Под ред Е.С.Полищука. –К.: Выща школа, 1984. –359с.
30. Поліщук Є.С. Методи та засоби вимірювань неелектричних величин: Підручник. – Львів: Видавництво Державного університету “Львівська політехніка”, 2000. –360с.
31. Поліщук Є.С. та ін. Метрологія та вимірювальна техніка. –Львів: “Бескид-Біт”, 2003. –544с.
32. Зорі А.А., Коренєв В.Д., Хламов М.Г. Методи, засоби, системи вимірювань і контролю параметрів водних середовищ. –Донецьк: РВА Донату, 2000. – 386с.
33. Ю.Шульц. Электроизмерительная техника: 1000 понятий для практиков. –М.: Энергоатомиздат, 1989. –288с.
34. Демидова-Панферова Р.М. и др. Задачи и примеры расчетов по электроизмерительной технике. –М.: Энергоатомиздат, 1990. –192с.
35. Цветков Э.И. Процессорные измерительные средства. Л.: Энергоатомиздат, 1989. –224с.
36. Окоси Т. И др. Волоконно-оптические датчики. –Л.: Энергоатомиздат, 1990. –256с.
37. Соколов В.И. Информационно-статистическая теория измерений. –М.: Машиностроение, 1983. –224с.

Навчальне видання

Василь Васильович Кухарчук, Володимир Юрійович Кучерук,
Володимир Петрович Долгополов, Лариса Валентинівна Грумінська

Метрологія та вимірювальна техніка
Навчальний посібник

Оригінал-макет підготовлено В.В.Кухарчуком

Редактор В.О.Дружиніна

Видавництво ВНТУ «УНІВЕРСУМ-Вінниця»
Свідоцтво Держкомінформу України
серія ДК № 746 від 25.12.2001
21021, м.Вінниця, Хмельницьке шосе, 95, ВНТУ

Підписано до друку
Формат 29,7 x 42 $\frac{1}{4}$
Друк різнографічний
Тираж 200 прим.
Зам. №

Гарнітура Times New Roman
Папір офсетний
Ум. друк. арк.

Віддруковано в комп'ютерному інформаційно-видавничому центрі
Вінницького національного технічного університету
Свідоцтво Держкомінформу України
серія ДК № 746 від 25.12.2001
21021, м.Вінниця, Хмельницьке шосе, 95, ВНТУ