

КОВАЛЕНКО І. О., КОВАЛЬ А. М.

МЕТРОЛОГІЯ
та вимірювальна
техніка

І.О. КОВАЛЕНКО, А.М. КОВАЛЬ

МЕТРОЛОГІЯ ТА ВИМІРЮВАЛЬНА ТЕХНІКА

НАВЧАЛЬНИЙ ПОСІБНИК

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

ЖИТОМИР
2001

Рецензенти: доктор технічних наук, професор
Ю.О. Скрипник (Державна академія легкої
промисловості України);

доктор технічних наук, професор
А.П. Ковтуненко (Центральний науково-
дослідний інститут озброєння та воєнної тех-
ніки Збройних сил України)

Коваленко І.О., Коваль А.М. Метрологія та вимірю-
вальна техніка.

Навчальний посібник. — Житомир: ЖІТІ, 2001. — 652с.
ISBN 966-7570-92-4.

В навчальному посібнику наведені основні знання про методи і засоби електричних вимірювань електричних та неелектричних величин. Викладені основи теорії вимірювання похибок та обробки результатів вимірювання, виходячи з сучасних міжнародних документів та національної законодавчої нормативної бази. Наводиться точісна ієрархія засобів вимірювальної техніки, їх класифікація та порядок передачі одиниць вимірювання від еталонів до технічних засобів вимірювання. Висвітлені принципи дії та основні властивості аналогових, цифрових і мікропроцесорних засобів вимірювальної техніки, інформаційно-вимірювальних та комп'ютерних вимірювальних систем, а також питання їх раціонального використання для вимірювання різних фізичних величин. Посібник відповідає типовій програмі з навчальної дисципліни «Метрологія та вимірювальна техніка».

Розраховано на спеціалістів з автоматизації виробничих процесів і комп'ютерно-інтегрованих систем, студентів, аспірантів електротехнічних вузів.

ПЕРЕЛІК СКОРОЧЕНЬ

ABIC	— адаптовані вимірювально-інформаційні системи
A3ET	— автоматичні засоби електровимірювальної техніки
АРП	— автоматичне регулювання підсилення
АЧХ	— амплітудно-частотна характеристика
ВОК	— вимірювально-обчислювальний комплекс
ГКМВ	— Генеральна конференція з мір і ваги (GCPM)
ГСЗУ	— галузевий стандартний зразок України
ГСЗЧ	— генератор сигналів звукової частоти
ДМК	— державний метрологічний контроль
ДМН	— державний метрологічний нагляд
ДМС	— Державна метрологічна служба
ДСТУ	— державний стандарт України
ЕПЗС	— еталонний пристрій змінного струму
ЕППС	— еталонний пристрій постійного струму
ЄВРОМЕТ	— Європейська організація країн Європи (EUROMET)
ЄС	— Європейський Союз
ЗВТ	— засіб вимірювальної техніки
ЗЕВ	— засіб електричних вимірювань
ЗЄЗМ	— Західно-Європейське об'єднання з законодавчої метрології (WELMEC)
ІМЕКО	— Міжнародна організація вимірювань (IMEKO)
КВС	— комп'ютерно-вимірювальна система
КОДАТА	— Міжнародний комітет чисельних даних для науки і техніки (CODATA)
КООМЕТ	— Метрологічна організація країн Центральної та Східної Європи (GOOMET)
МА	— метрологічна атестація
МБМВ	— Міжнародне бюро мір і ваги (BIPM)
МД	— міжнародний документ МОЗМ
МДР	— Міжнародна Рада зі стандартизації, метрології та сертифікації
МЕК	— Міжнародна економічна комісія
МЗ	— метрологічне забезпечення

МКЗМ	— Міжнародний комітет законодавчої метрології (CIML)
МКМВ	— Міжнародний комітет з мір і ваги (CIPM)
МОЗМ	— Міжнародна організація законодавчої метрології (OIML)
МОС	— Міжнародна організація зі стандартизації (ISO)
МП	— мікропроцесор
МС	— метрологічна служба
МХ	— метрологічні характеристики
МЦ	— метрологічний центр
НД	— нормативний документ
ІЗВ	— повіряемий засіб вимірювання
ПХ	— перехідна характеристика
САК	— система автоматичного контролю
СРО	— система розпізнавання образів
СТД	— система технічної діагностики
ТО	— територіальний орган Держстандарту України
ФВ	— фізична величина
ФВС	— формувач вхідного сигналу
SI	— Міжнародна система одиниць

ПЕРЕДМОВА

Даний посібник адресований ВНЗ, що навчаються за напрямками підготовки “Комп’ютеризовані системи, автоматика і управління”, “Автоматизація та комп’ютерно-інтегровані технології”.

Метрологія та вимірювальна техніка вже давно проникли у різнобічні області діяльності людини, насамперед – у промисловість та транспорт. Вона широко використовуються при розробці, створенні та експлуатації багатьох технічних об’єктів і систем. Завдяки цьому метрологія та вимірювальна техніка як навчальна дисципліна введена в навчальні плани студентів різних технічних спеціальностей, а також фізичних факультетів університетів. Крім цього, за останні десятиріччя точні методи і технології, вимагаючі вимірювання, знайшли широке використання в хімії, біології, медицині, сільському господарстві. Майбутні спеціалісти в цих областях знань в тій чи іншій мірі також вивчають основи метрології та вимірювальної техніки.

Проте вивчення питань метрології ускладнюється відсутністю підручників і навчальних посібників, які відображають сучасний стан розвитку метрології та вимірювальної техніки в світі та Україні. Тому при підготовці матеріалів посібника автори використали сучасні міжнародні документи з питань метрології, чинні в Україні нормативні документи, які визначають організаційно-правові основи державної метрологічної системи.

Необхідність написання цього посібника викликана потребою часу. З проголошенням України незалежною державою створена національна метрологічна система, що докорінно змінила метрологічну інфраструктуру у відповідності до Закону України “Про метрологію та метрологічну діяльність”, прийнятого у 1998 році, та цілого ряду нових організаційно-методичних документів з питань метрології.

Аналіз наявної в навчальних закладах України навчально-методичної літератури з питань метрології та вимірювальної техніки свідчить, що вона безнадійно застаріла і потребує докорінного оновлення. Однак випускники вищих та середніх навчальних закладів повинні володіти знаннями не тільки з основ метрології та вимірювальної техніки, але і новітніми засобами вимірювання, які забезпечують прогрес в розвитку науки і техніки, а також промислового виробництва високоякісної сучасної продукції.

Навчальний посібник орієнтований не стільки на якість навчальних планів, скільки на самостійне початкове вивчення

дисципліни. Тільки невелика частина викладеного матеріалу вимагає спеціальних знань інших дисциплін (наприклад, теорії автоматичного управління та електричних пристроїв автоматики).

В навчальному посібнику розглянуті також і традиційні засоби електровимірювальної техніки — електромеханічні та аналогові прилади, які описані з позиції загальних уявлень. Для них наведені в основному узагальнені параметри та їх метрологічні характеристики.

За останні роки у вимірювальній техніці, завдяки досягненням мікроелектроніки, створилися значні якісні зміни. До засобів вимірювання стали включати мікропроцесори, які забезпечують автоматичне управління процесом вимірювання та обробкою даних, тобто додають цим засобам “інтелектуальних” якостей. Багато яких механічних принципів вимірювань тепер вдається реалізувати суто електронними засобами. В зв'язку з розробкою різних датчиків в інтегральному мікроелектронному виконанні у вимірювальній техніці з'явилися нові пристосування та перспективи розвитку. Знайшла широке застосування і цифрова вимірювальна техніка. Це призвело до того, що зараз засоби вимірювальної техніки головним чином використовуються у складі автоматизованих систем та комплексів. Через це автори навчального посібника значну увагу приділили питанням, пов'язаним із автоматизацією вимірювань та сумісністю засобів вимірювань і технічних засобів автоматизованих систем обробки інформації та управління. Автоматизовані вимірювальні прилади повинні використовуватися як у складі автоматизованих вимірювально-інформаційних систем, так і автономно. На даному етапі такий підхід у приладобудуванні є обов'язковим.

Всі ці та інші питання в тій чи іншій мірі відображені в цьому навчальному посібнику.

Для полегшення опанування матеріалу студентами заочної форми навчання основні положення про метрологію та вимірювальну техніку проілюстровані достатньою кількістю прикладів. Крім цього, в кінці кожної глави наводяться контрольні питання, а в деяких главах — і задачі для самостійного розв'язку.

Автори глибоко вдячні колегам по кафедрі та рецензентам.

Передмова та вступ, глави 1...4, 9, 10 написані доцентом Коваленко І.О., глави 5...8, 12...15 доцентами Коваленко І.О. та Ковалем А.М., глава 11 — доцентом Ковалем А.М.

ВСТУП

Будь-який технологічний процес характеризується великою кількістю параметрів, які змінюються в широких межах. Для підтримки формального режиму технологічного процесу необхідно вимірювати його параметри. Поряд з цим, чим достовірніше виконуються вимірювання технологічних параметрів, тим вище якість продукції, що випускається. Сучасні підприємства з неперервним характером виробництва, наприклад, нафтохімічного профілю, для підтримки якості продукції використовують вимірювання різноманітних фізичних параметрів таких, як рівень, час, склад речовини (густина, вологість, зміст хімічних домішок тощо), напруга, струм, швидкість тощо. Кількість вимірювальних параметрів при цьому може досягати декількох тисяч (в атомній енергетиці — до десятків тисяч). Практично нема такої області науки і техніки або галузі народного господарства, яка б могла обійтися без вимірювання. По мірі розвитку науки і техніки роль вимірювань безупинно збільшується.

Проведення вимірювань, забезпечення їхньої єдності та достовірності було важливим завданням державного управління в усі часи. Ще на зорі української державності в Уставі князя Володимира Великого про церковні суди наголошувалось, щоб міри, які застосовувались у торгівлі та побуті, *“блюсти без пакости, ні умолити, ні увеличити”*.

Система мір, особливо довжини, в Україні, як і в багатьох країнах світу, була антропометричною ще з доісторичних часів. У княжу добу і пізніше, аж до кінця XVI століття, вироблялися і вживалися загальнослов'янські міри ваги, довжини, об'єму, площі, місткості тощо. Основу їх складали частини людського тіла або його функції (палець, лікоть, стопа, крок, сажень тощо), або домашні чи аграрні чинники (золотник, гривна, пуд, жменя, відро, копа, десятина та інші).

Значення уніфікації мір ще у давні часи наочно ілюструється на такому прикладі. В XI столітті у Києві на Софіївській площі торгував новгородський купець з використанням новгородської «великої гривни» — стародавньої руської міри (біля фунту). Покупці вимагали не обважувати їх, оскільки київська «велика гривна» була важчою новгородської, і купця примусили користуватися місцевою мірою, на чому він, безумовно, багато втратив.

В 1073 році київський князь Святослав Ярославич при закладанні церкви у Печерську використовував як міру довжини свій “золотий пояс” (приблизно 108 сантиметрів), про що відзначено у “Киево-Печерському патерику” 1462 року: *“і міру положише златим поясом по одному гласу”*.

Міцно вкорінені національною традицією зберігалися та узаконювалися міри і в Західній Україні — Галичині. Крім традиційно-історичних мір,

у 1557 році на західноукраїнських землях польським королем Августом при проведенні земельної реформи «устави на волоки» застосовувалася така міра площі, як волока. Конституцією Польщі 1575 року, та пізніше – у 1764 році – народні міри були закріплені в ряду загальнодержавних мір Польського королівства.

З відходом Галичини до Австро-угорської імперії спеціальним декретом австрійської надвірної канцелярії, датованим вереснем 1785 року, затверджені дійсними місцеві міри. Еталонні взірці з державним тавром (360 мір маси, 36 мір довжини, 198 мір місткості) зберігалися у 18 містах Галичини. Для нагляду за мірами у 1785 році при Галицькому намісництві було створено Інспекторат мір і ваги (далі — Інспекторат), до обов'язків якого входило таврування, впровадження, нагляд за дотриманням єдності мір і ваги, навчання призначених відповідальних осіб виготовленню та налагодженню засобів вимірювань в навколишніх містах.

В XVII сторіччі, коли Україна у складі Російської імперії ще користувалась значним самоврядуванням, характерною була велика різноманітність мір. Не тільки кожне місто та містечко, але також багато продавців мали свої особливі міри. Для сипучих продуктів використовувалися різні четврики (перейславський, гадяцький, роменський, козелецький та інші), осьмини, четвєртинники тощо, а для рідин — різні відра, відєрки, квартки тощо.

З 1734 р. в Російській імперії почали проводитися заходи щодо зменшення різновидів українських місцевих мір і встановлюватись обов'язкові тверді співвідношення між загальнодержавними та місцевими мірами. З Москви були надіслані тавровані мідні четврики, які були розподілені між козацькими полками. У подальшому було приписано зробити і четври кварта, які після їх вивіряння та таврування розсилали полкам із розпорядженням, щоб усі продавці зробили з них копії, які також підлягають тавруванню.

Ще 200 років тому, у 1799 році, один з луганських заводів виготовляв вагові гіри, які підлягали державному тавруванню. Цей завод можна вважати першим, що виготовляв ЗВТ в Україні.

Із введенням у Австро-Угорщині в 1875 році метричної системи мір почалося впровадження в Галичині метричних мір, що набули поширення в багатьох країнах Європи, та був введений єдиний метрологічний нагляд, який здійснювався Інспекторатом. У кінці XIX століття Інспекторат вів облік усіх підприємств і майстерень, які використовували ЗВТ, спеціалізовані переліки і характеристики приладів, що були в обігу.

В 1875 році Російська імперія також підписала Метричну Конвенцію і почала з 1 січня 1900 року застосовувати метричну систему мір одночасно з російською системою мір. Перша на території України в складі Російської імперії Повірочна палатка торговельних мір і ваги (далі — Палатка) відкрилася у м. Харкові 25 вересня (за старим часописом) 1901 року за ініціативою видатного вченого-метролога Д. Менделєєва. Вона згідно з “Положення про міри і ваги” (далі — Положення) від 4 червня 1899 року, займалася вивірянням і тавруванням торговельних мір і ваг (ваги, гіри,

аршини, четверики, відра тощо). Її дія розповсюджувалася на всю Харківську губернію і, якщо представлені до Палатки міри і ваги не задовольняли вимогам Положення, їх повертали надавачу без таврування. З 1902 року почали діяти Повірочні палатки в містах Київ, Катеринослав (Дніпропетровськ) та Одеса, робота яких обмежувалася вивірянням ваги, гирь, мір довжини та об'єму.

Розширення мережі та діяльності метрологічних установ в Україні почалося лише після завершення громадянської війни. 30 серпня 1922 року в м. Харкові на базі Повірочної палатки постановою № 569 Всеукраїнського Центрального Виконавчого Комітету (ВЦВК) була заснована Українська головна палата мір і ваги (УГПМВ) як центральна науково-технічна установа для забезпечення в Україні єдності, рівності та взаємної відповідності всякого роду мір, розмірів, вимірювальних та контрольних приладів, які застосовувалися в науці, техніці та в усіх галузях народного господарства.

При УГПМВ був заснований спеціальний орган – Метрологічна рада, яка розглядала всі принципові та найважливіші питання, що входили до її компетенції. Для забезпечення вирішення питань метрології були засновані територіальні Повірочні палати мір і ваги (далі – палати) – науково-технічні заклади, при яких були відкриті майстерні для виготовлення та ремонту вимірювальних приладів.

В 1924...1938 роках відкриті метрологічні установи в містах Полтава, Чернігів, Житомир, Маріуполь, Вінниця, Луганськ, Запоріжжя, Кіровоград, Миколаїв, Умань, Черкаси, Кременчук, Суми, Кривий Ріг, Проскурів, Балта, Конотоп. У 1927 році УГПМВ проводилися дослідження з визначення прискорення сили ваги та загальних гравіметричних параметрів. Тоді ж відкрилася Центральна гравіметрична обсерваторія у м. Полтаві, яка спочатку знаходилася у віданні УГПМВ.

Державна служба часу в Україні була організована у 1927...1929 роках, коли на УГМП поклали завдання забезпечити точним часом підприємства і наукові організації України. Вже з 1929 року велися передачі сигналів точного часу через радіостанцію РВ-20, а також регулярно визначалися поправки часу Рифлера за результатами астрономічних досліджень. З того ж часу і до початку Другої світової війни Харківська служба безпосередньо входила до Міжнародної служби часу. З 1935 року Україні передавалися зразкові частоти через радіопередавач, виготовлений у м. Харкові, який був першим передавальним пунктом на території СРСР. У 1939 році Харківський інститут розпочав розроблення еталону часу та частоти.

В 1931 році УГПМВ була реорганізована в Український комітет стандартизації (УКС), що мав численні лабораторії, які здійснювали різноманітні дослідні роботи в галузі вимірювальної техніки і методів вимірювань. У 1931...1932 роках були створені електричні лабораторії при Харківській та Київській Палатах, у 1933 році в м. Харкові утворений Український інститут метрології та стандартизації (УІМС), який в 1938 році був реорганізований у Харківський державний інститут мір і ваги (ХДІМВ) з приєднанням до нього Харківського відділу мір і ваги.

В 1935 році Україні функціонували місцеві органи Центрального управління мір і ваги (ЦУМВ) у 7-ми містах: Києві, Харкові, Дніпропетровську, Донецьку, Одесі, Вінниці та Чернігові. У 1936 році на залізничному транспорті діяли управління уповноваженого ЦУМВ з відділами служби експлуатації, основна діяльність яких — це вивірювання вагонної ваги та ма- нометрів.

В 1940 році в зв'язку з переведенням столиці України у м. Київ керівництво повірочними центрами було передано уповноваженому Центрального управління мір і ваги при Раді Народних Комісарів (РНК) УРСР. За документами, на той час існувало Управління уповноваженого комітету в справах мір і вимірювальних приладів при РНК, УРСР, а при обласних виконкомах — відділення Управління. Після приєднання до СРСР Західної України та Північної Буковини у 1940 році до мережі повірочних установ України влилися установи міст Львова, Ковеля, Дрогобича, Рівного, Станіслава, Тернополя, Чернівців та Коломиї.

В 1942 році, під час німецько-фашистської окупації, діяльність державного метрологічного нагляду призупинилась і лише з вересня 1943 року у м. Харкові Управління уповноваженого комітету в справах мір і вимірювальних приладів при РНК УРСР відновило свою діяльність, а з лютого 1944 року — переведене до м. Києва з одночасним покладенням на нього функцій Управління уповноваженого при Київському облвиконкомі.

Наказом голови Комітету в справах мір і вимірювальних приладів при РНК СРСР від 25 жовтня 1945 року № 295 в м. Києві організовано два Управління: Управління уповноваженого комітету при РНК УРСР та Управління уповноваженого комітету при Київському облвиконкомі, а наказом від 25 січня 1946 року № 20 — утворене Управління уповноваженого комітету при Закарпатському облвиконкомі, яке у перші роки свого існування займалося переважно метрологічним забезпеченням ваговимірювальної техніки.

В 1950 році був створений перший в СРСР Державний еталон часу і частоти, основу якого складала група високоточних кварцових генераторів. Еталон був на рівні національних еталонів часу таких країн, як Німеччина, США та Англія. У 1958 році до складу еталону часу і частоти ввели (вперше в СРСР) молекулярний генератор на аміаку, який був розроблений та виготовлений в м. Харкові. Цим покладено початок переходу в СРСР до відтворення одиниці часу і частоти за допомогою квантових генераторів. Матеріали досліджень молекулярного генератора були представлені Міжнародному консультативному комітету з визначення секунди.

В 1953 році Управлінням уповноваженого Комітету при РНК УРСР за- сновано Управління мір і вимірювальних приладів УРСР, яке підпорядко- вувалось Комітету стандартів, мір і вимірювальних приладів при Раді Міні- стрів СРСР, а з листопада 1955 році — уповноважений Комітету стандар- тів, мір і вимірювальних приладів при Раді Міністрів УРСР — Київська державна контрольна лабораторія вимірювальної техніки.

Наказом від Комітету стандартів, мір і вимірювальних приладів при Раді Міністрів СРСР від 7 січня 1966 року № 5 організовано Українську

республіканську лабораторію держнагляду за стандартами і вимірювальною технікою на базі Київської державної контрольної лабораторії вимірювальної техніки. Керівництво Українською республіканською лабораторією держнагляду за стандартами і вимірювальною технікою доручено уповноваженому Комітету стандартів, мір і вимірювальних приладів при Раді Міністрів УРСР.

В 1967 році ХДІМВ переіменований у Харківський державний науково-дослідний інститут метрології (ХДНДІМ) і заснований Харківський державний дослідно-експериментальний завод «Еталон» як виробнича база ХДНДІМ.

Наказом Державного комітету стандартів при Раді Міністрів СРСР від 11 грудня 1970 року № 7 утворений Український республіканський центр метрології та стандартизації (УРЦМС) як організаційно-технічний та науково-методичний центр з питань розвитку й удосконалення стандартизації та метрологічного забезпечення народного господарства України на базі Української республіканської лабораторії держнагляду за стандартами і вимірювальною технікою, а наказом від 24 лютого 1971 року № 45 — організовано Українське республіканське управління Держстандарту СРСР на базі апарату уповноваженого Комітету при раді Міністрів УРСР.

В 1973 році у м. Львові утворений філіал Всесоюзного науково-дослідного інституту фізико-технічних і радіотехнічних вимірювань (ВНДІФТРВ). В 1977 році заснований Всесоюзний науково-дослідний інститут метрології вимірювальних та керуючих систем, основними напрямками його діяльності стали метрологічне забезпечення інформаційно-вимірювальних і керуючих систем, розробка науково-методичних основ автоматизації процесів управління якістю продукції тощо. У 1979 році на базі інституту, спеціального конструкторського бюро, Львівського центру стандартизації та метрології (ЦСМ) та Закарпатського відділення інституту утворене Науково-виробниче об'єднання (НВО) «Система».

Наприкінці 1976 року в Україні було шість ЦСМ: Український (більше 680 працюючих), Харківський, Південний (Одеський), Придніпровський (Дніпропетровський), Донецький та Львівський і ряд лабораторій державного нагляду (ЛДН). Наприкінці 1978 року УкрЦМС виконував біля 40 % приймальних та 30 % контрольних випробувань ЗВТ в Україні, а також функції провідної метрологічної установи за 17-ма видами вимірювань, в ньому працювало біля 800 співробітників.

Згідно з наказом Державного комітету СРСР з стандартів від 18 липня 1978 року № 216 утворено Українське республіканське управління. В 80-ті роки в Україні зростала кількість ЦСМ: 1980 році — 11, 1983 рік — 16, 1985 рік — 21 (Український, Білоцерківський, Вінницький, Волинський, Ворошиловградський, Дніпропетровський, Донецький, Житомирський, Івано-Франківський, Запорізький, Кримський, Львівський, Одеський, Полтавський, Сумський, Тернопільський, Харківський, Хмельницький, Черкаський, Чернівецький, Чернігівський). У 1985 році існувало також 5 ЛДН: Закарпатська, Кіровоградська, Миколаївська, Рівненська та Херсонська, а ЦСМ та ЛДН групувалися за регіонами: Українського ЦСМ та ЛДН (8),

Харківського (3), Одеського (3), Дніпропетровського (4), Донецького (2) та Львівського ЦСМ (6).

В 80-ті роки зросла загальна чисельність ЗВТ, які пройшли державну повірку: 1981 рік — 33 млн, 1985 рік — 43 млн, по зрівнянню з 1976 роком — 21 млн зростала кількість атестованих з видів вимірювання організацій: 1981 рік — 9, 1985 рік — 18, по зрівнянню з 1976 роком — всього 3. У 1985 році в Україні було 11 державних (ХДНДІМ) та 47 робочих еталонів (УкрЦСМ — 15; Харківський ЦСМ — 9; Білоцерківський — 8; Дніпропетровський — 7; Донецький — 6 та Львівський — 2).

В 70-80-х роках у ХДНДІМ створено ряд державних еталонів СРСР одиниць: потужності електромагнітних коливань у хвильоводних трактах в діапазоні 37,5...53,57 ГГц (1972 рік), питомої теплосмності твердих тіл в діапазоні температур 1800...3000 К (1975 рік), довжини для евольветних поверхонь (1975 рік), потужності електромагнітних коливань у хвильоводних трактах в діапазоні 53,57...78,33 ГГц (1977 рік), температури в діапазоні $1\cdot 10^3$... $1\cdot 10^5$ К за випромінюванням у мікрохвильовій смузі спектру (1980 рік), потужності електромагнітних коливань у хвильоводних трактах у діапазоні 78,33...178,6 ГГц (1984 рік) та інші. У 1991...1992 роках ХДНДІМ розроблено та затверджено три нові державні первинні еталони одиниць: коефіцієнта гармонік; коефіцієнта амплітудної модуляції високо-частотних коливань та девіації частоти частотно-модульованих сигналів.

3 червня 1992 року Україна приєдналася до КООМЕТ. Наказом Держстандарту України від 6 липня 1992 року № 61 ХДНДІМ призначено головною організацією з забезпечення єдності вимірювань в Україні, а також призначені головні організації з видів вимірювання (УкрЦСМ, ДНДІ "Система", Івано-Франківський, Дніпропетровський та Харківський ЦСМ). Наказом Держстандарту України від 30 листопада 1992 року № 122 на базі ХДНДІМ організовано Головний центр України зі стандартних зразків складу та властивостей речовин та матеріалів.

В 1992 році затверджена міжгалузева "Програма створення еталонної бази України на 1993...1997 роки"; у 1994 році — "Програма створення державних стандартних зразків складу і властивостей речовин і матеріалів в Україні на 1995...1998 рр." та "Комплексна науково-технічна програма створення фонду стандартних довідкових даних про властивості речовин і матеріалів на 1995...1998 рр."; у 1995 році — державна програма "Створення і розвиток Державної служби єдиного часу і еталонних частот (ДСЧЧ)", розрахована на 1995...1999 роки.

В 1995 році затверджені перші державні еталони одиниць, які розроблені за "Програмою створення еталонної бази України на 1993...1997 роки": молярної частки компонентів у газових середовищах (УкрЦСМ); температури Кельвін за випромінюванням в діапазоні від 1357,47 до 2800 К; енергетичної освітленості некогерентного випромінювання та магнітної індукції в діапазоні 0,05-2 Тл (ХДНДІМ).

Постановою Кабінету Міністрів (КМ) України від 24 травня 1991 року був утворений Державний комітет УРСР з стандартизації, метрології та якості продукції (далі — Держстандарт України), який постановою

КМ України від 8 квітня 1992 року № 182 перетворений у державний комітет України з стандартизації, метрології та сертифікації.

26 квітня 1993 року був прийнятий Декрет КМ України "Про забезпечення єдності вимірювань" № 40-93 (далі — Декрет). У 1993...1995 роках затверджено більше 20 нормативних документів (НД) з метрології, а планами державної стандартизації була передбачена розробка ще біля 60 НД з метрології, які визначатимуть загальні організаційно-технічні вимоги та методи виконання робіт з метрології.

В березні 1993 року постановою КМ України № 191 утворена Державна комісія єдиного часу і частоти з метою координації діяльності міністерств, відомств, підприємств та організацій України в галузі створення та вдосконалення діяльності системи єдиного часу та еталонних частот. При Держстандарті України утворено спеціальне управління — робочий орган зазначеної комісії.

У 1995...1999 роках метрологічними підрозділами ЦСМС здійснювалася повірка та метрологічна атестація (МА) біля 10 млн ЗВТ кожний рік, атестація більше 1200 аналітичних та випробувальних лабораторій. У ті ж роки на підставі позитивних результатів державних і контрольних випробувань до Державного реєстру заносилося біля 300 типів ЗВТ.

За станом на початок 2000 року, в Україні діє 35 державних центрів стандартизації, метрології та сертифікації (ДЦСМС), які розташовані у всіх обласних центрах, м. Севастополі, а також у містах обласного підпорядкування 6-ти областей: Донецької (Маріуполі, Горлівка, Краматорськ), Дніпропетровської (Кривий Рік), Запорізької (Мелітополь), Львівської (Дрогобич, Червоноград), Київської (Біла Церква), Полтавської (Кременчук).

В зв'язку з автоматизацією виробництва різко зростає випуск засобів вимірювальної техніки, створюються їх типи на нових принципах дії, використовуються нові фізичні явища та сучасна мікроелектронна елементна база. Підвищуються метрологічні та експлуатаційні характеристики засобів вимірювання — точність, чутливість, швидкодія, завадостійкість та надійність.

Цей навчальний посібник відображає досвід викладання дисципліни "Метрології та вимірювальної техніки" кафедрою "Автоматизації та комп'ютеризованих технологій" в Житомирському інженерно-технологічному інституті та є новим виданням, в якому використані сучасні вимоги до основ метрології, метрологічної діяльності, стандартизації та сертифікації в Україні.

Відгуки та побажання просимо надсилати за адресою:
10005, Житомир, вул. Черняховського, 103.

ГЛАВА 1. ОСНОВИ МЕТРОЛОГІЇ

1.1. ЗАГАЛЬНІ ВІДОМОСТІ ПРО МЕТРОЛОГІЮ. ЗВ'ЯЗОК СТАНДАРТИЗАЦІЇ ТА МЕТРОЛОГІЇ

Відомо, що стандартизація прискорює науково-технічний прогрес, сприяє раціоналізації виробництва та підвищенню його ефективності, стає все більш важливим засобом удосконалення управління. Проте найраціональніший комплекс технічних показників, передбачений у стандартах, не може бути реалізований без достовірних вимірювань, без кількісної оцінки прийнятих показників, без застосування точних методів та засобів вимірювальної техніки (ЗВТ).

Вимірювання є одним із найважливіших шляхів пізнання природи людиною. Воно дає кількісну характеристику навколишньому світу, розкриває діючі в природі закономірності. Математика, фізика, електроніка стали іменуватися точними науками тому, що завдяки вимірюванням одержали можливість встановлювати точні кількісні співвідношення, що виражають об'єктивні закони природи.

Родоначальник вітчизняної метрології – великий російський вчений Д.І. Менделєєв – визначив значення вимірювання для наукового та технічного прогресу так: “Наука починається з тих пір, як починають вимірювати... Точна наука не мислима без міри... У природі міра та вага суть головні знаряддя пізнання та немає настільки малого, від якого не залежало б усе найбільше”.

Усе зростаючу роль відіграють вимірювання в наш час – час бурхливого розвитку електроніки, атомної енергетики, електронно-обчислювальних машин (ЕОМ), освоєння космосу. Висока точність керування польотами космічних апаратів досягнута завдяки сучасним ЗВТ, встановленим як на самих космічних об'єктах так та у вимірювально-керуючих центрах. Усе більшу роль відіграють вимірювання у виробництві. Самі технологічні процеси зараз значною мірою складаються з вимірювальних операцій, питома вага яких усе більш зростає завдяки автоматизації. Вимірювальна техніка займає значне місце у всіх галузях народного господарства.

Особливу роль мають вимірювання у вирішенні найважливішої задачі будь-якої держави – підвищенні якості продукції, то-

му що всі показники якості являють собою розміри, контролювані за допомогою відповідних ЗВТ на всіх стадіях виробництва продукції.

Наукові основи вимірювання складають окрему галузь науки – метрологію.

Метрологія – наука про вимірювання, яка включає як теоретичні, так та практичні аспекти вимірювань у всіх галузях науки та техніки [1].

Найважливішими проблемами метрології є: загальна теорія вимірювань, одиниці фізичних величин (ФВ) та їх системи, методи та ЗВТ, методи визначення точності вимірювання, основи забезпечення єдності вимірювання однаковості ЗВТ, еталони, методи передачі розмірів одиниць від еталонів до робочих ЗВТ.

Порівнюючи головні проблеми метрології й стандартизації, можна зробити висновок, що вони по своїй суті тісно пов'язані, що метрологію можна розглядати як різновид стандартизації, що метрологія по суті є стандартизацією вимірювання.

Розвиток метрології, вдосконалення наукових основ та ЗВТ є одним із головних напрямків розвитку стандартизації. В свою чергу, будь-який стандарт спирається на методи та ЗВТ, методи іспитів та контролю, що забезпечують достовірність показників якості, таку метрологію можна розглядати як науково-технічну базу стандартизації.

Таким чином, якщо метрологія сприяє успішному вирішенню всіх задач стандартизації, то стандартизація в області вимірювальної техніки сприяє, в свою чергу, забезпеченню єдності мір та вимірювання в країні.

Характерною рисою метрології як галузі науки є те, що її діяльність регламентується в законодавчому порядку. Тому один із розділів метрології називається **законодавчою метрологією**, який включає комплекси взаємозалежних та взаємообумовлених загальних правил, вимог та норм, а також інші питання, що перебувають у регламентації та контролюються з боку держави, спрямовані на забезпечення єдності вимірювання й однаковості ЗВТ. Галузі використання законодавчої метрології наведені на рис. 1.1.

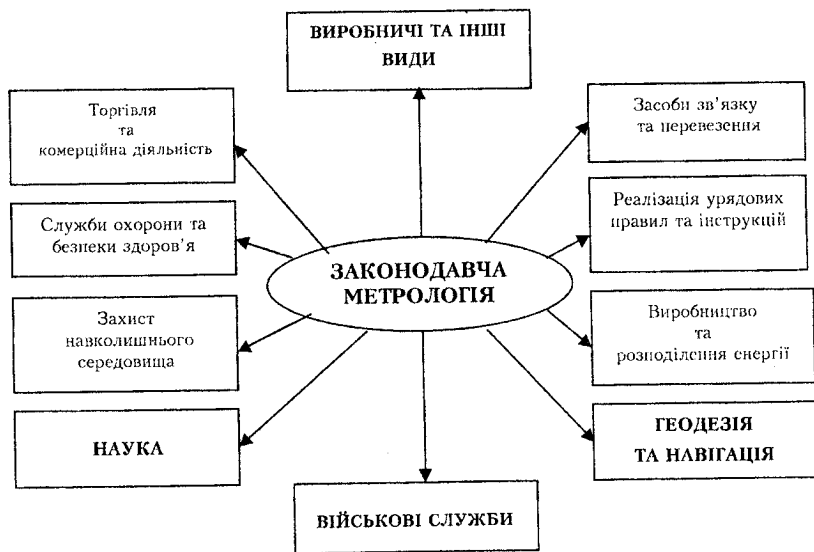


Рис. 1.1. Галузі використання законодавчої метрології

Створення та підтримка умов, необхідних для виконання задач, які стоять перед законодавчою метрологією, а також контрольні функції з виробництва й експлуатації ЗВТ покладені на Метрологічну службу України. Ця служба складається з державної метрологічної служби Держстандарту України та відомчих метрологічних служб та являє собою розгалужену мережу наукових та контрольних-іспитових заснувань.

Забезпечення єдності вимірювання й однаковості ЗВТ в країні досягається шляхом:

- створення комплексу нормативно-технічних документів (НТД) державної системи забезпечення (ДСЗ) єдності вимірювання;
- створення та постійного вдосконалення еталонної бази держави, що забезпечує передачу розміру фізичних одиниць (ФВ) від еталонів до робочих ЗВТ;
- контролю за повсюдним виконанням вимог НТД ДСЗ.

Основними державними стандартами ДСЗ, що регламентують загальні вимоги до організації порядку й методики проведення робіт по забезпеченню єдності вимірювань, є (див. дот. 1...8):

- ДСТУ 2681-94 Метрологія. Терміни та визначення.
- ДСТУ 3651.0-97 Метрологія. Одиниці ФВ. Основні одиниці ФВ. Одиниці міжнародної системи. Основні положення. Назви та позначення.
- ДСТУ 3231-95 Метрологія. Еталони ФВ. Основні положення, порядок розроблення, затвердження, реєстрації, зберігання та застосування.
- ДСТУ 3400-96 Метрологія. Державні випробовування ЗВТ.
- ДСТУ 2708-94 Метрологія. Повірка ЗВТ.
- ДСТУ 3215-95 Метрологія. Метрологічна атестація ЗВТ.
- КНД 50-048-95 Державний метрологічний нагляд.

Характерною рисою метрології є те, що вона, спираючись на новітні досягнення науки та техніки, повинна випереджати у своєму розвитку інші області науки й техніки. Тільки при цій умові метрологія може забезпечити сучасні темпи науково-технічного прогресу, своєчасне й повне задоволення потреб у методах точних вимірювань.

1.2. ОДИНИЦІ ФІЗИЧНИХ ВЕЛИЧИН

1.2.1. Основні відомості про одиниці фізичних величин та системи одиниць

Будь-який процес вимірювання безпосередньо або побічно заснований на порівнянні вимірювальної ФВ із деяким розміром, умовно прийнятим за одиницю. Отже, принципова можливість проведення вимірювання може бути реалізована тільки в тому випадку, якщо встановлений спосіб досить точного речовинного відтворення одиниці ФВ у вигляді конкретного зразка – еталона одиниці. Тому науково-обґрунтований вибір одиниць, побудова їхніх систем, а також створення відповідної системи еталонів є найважливішими проблемами метрології. Історично склалося так, що рівнобіжний та майже незалежний розвиток різноманітних галузей науки й техніки призвів до появи багатьох систем одиниць ФВ та великого числа позасистемних одиниць. Існуюча і зараз множинність одиниць викликає необхідність перекладу значень ФВ з одних одиниць в інші, ускладнює вивчення наукових дисциплін, а також гальмує розвиток проми-

словості, ускладнює науково-технічні й економічні зв'язки між різними країнами.

В зв'язку з цим стандартизація одиниць фізичних величин (ОФВ), яка спрямована на виняток їхньої множинності та неузгоджованності, забезпечення порівнянності результатів вимірювання і міжнародної уніфікації, є проблемою державного значення. Стандартизація ОФВ дозволяє:

- істотно підвищити продуктивність праці проектувальників, конструкторів, науковців, виробників, експлуатаційників;
- поліпшити викладання у вищій та середній школі;
- розширити та полегшити міжнародні науково-технічні й економічні зв'язки.

В міру розвитку метрології було встановлено, що доцільним є такий вибір одиниць, при якому одиниці деяких розмірів устанавлюють довільно, незалежно один від одного (такі одиниці називають **основними**), а одиниці інших розмірів виражають через основні, виходячи з фізичних формул (визначальних рівнянь), що пов'язують вимірювальні величини з основними (такі одиниці називають **похідними**).

Сукупність основних та похідних одиниць ФВ називають **системою одиниць фізичних величин** (системою одиниць (СІ)).

Система ОФВ називається **когерентною**, якщо усі вхідні до неї похідні одиниці когерентні, тобто пов'язані з іншими одиницями систем рівнянням, в якому числовий коефіцієнт прийнятий рівним одиниці, як, наприклад, одиниця швидкості (у СІ) метр у секунду, утворена за рівнянням зв'язку між одиницями

$$[V] = [L] \cdot [T]^{-1},$$

де $[V]$ – одиниця швидкості;

$[L]$ – 1 м;

$[T]$ – 1 с.

Когерентна система одиниць характеризується тим, що рівняння між числовими значеннями ФВ, які виражені в когерентних одиницях, збігаються з рівняннями між ФВ.

Одиниці ФВ, що утворюють якусь систему одиниць, називаються **системними**, а не вхідні в жодну із систем – **позасистемними**.

Для вираження значень ФВ, у багато разів більших або менших одиниць, застосовуються кратні та частинні ОФВ, що у ціле число разів більше або менше відповідної системної або позасистемної ОФВ.

1.2.2. Основні відомості про Міжнародну систему одиниць

В 1960 році XI Генеральною конференцією з мір та ваг (ГКМВ), що відбулася в Парижі, була прийнята єдина універсальна Міжнародна система одиниць та її скорочене позначення двома латинськими буквами SI (за першими буквами найменування «Systeme International»).

Міжнародна система одиниць заснована на метричній системі мір та має ряд переваг над іншими системами. Серед них найбільш важливими є:

- універсальність. Система СІ є всеосяжною й охоплює всі галузі науки, техніки та виробництва, а також установлює чіткий зв'язок між одиницями механічних, теплових, електричних, магнітних, оптичних та інших розмірів;
- уніфікація одиниць для усіх видів вимірювання. Замість історично сформованого різноманіття одиниць для кожної фізичної величини встановлюється одна одиниця та чітка система утворення кратних і дільних одиниць від неї;
- когерентність (зв'язаність, узгодженість) системи. Усі похідні одиниці одержують із рівнянь зв'язків між величинами, в яких коефіцієнти дорівнюють 1;
- широке поширення й спадкоємність. Багато одиниць цієї системи, наприклад, метр, кілограм, секунда, вольт, ампер тощо віддавна широко застосовуються в науці й техніці;
- точність. Висока точність відтворення одиниць обумовлена тим, що в основу еталонів одиниць призначені фізичні явища, що відрізняються високою сталістю та дозволяють відновити міру у випадку її втрати.

Міжнародна система СІ побудована на семи основних та двох додаткових одиницях. Три основні одиниці (метр, кілограм, секунда) слугують для утворення похідних одиниць в області механіки та акустики; на додаток до них для утворення

електричних та магнітних похідних одиниць слугує ампер; для утворення теплових одиниць – кельвін, світових – кандела, мольних одиниць – моль.

В якості додаткових одиниць включена одиниця плоского кута – радіан та одиниця тілесного кута –стерадіан.

Електричні й магнітні одиниці СІ утворені відповідно до раціоналізованої форми рівнянь електромагнітного поля. Для вимірювання температури прийнята термодинамічна температурна шкала. Сучасні визначення основних одиниць вимірювання системи SI такі (табл. 1.1):

Таблиця 1.1

Величина			Одиниця		
Назва	Символ	Розмірність	Назва	Позначення: українське; міжнародне	Позначення рекомендованих кратних та часткових одиниць SI: українське; міжнародне
Довжина	l, L	L	Метр	м; m	км; km см; cm мм; mm мкм; μm нм; nm пм; pm фм; fm
Маса	M	M	Кілограм	кг; kg	Мг; Mg г; g мг; mg мкг; μg
Час	t, T	T	Секунда	с; s	кс; ks мс; ms мкс; μs нс; ns
Сила електричного струму, електричний струм	I	I	Ампер	А; A	кА; kA мА; mA мкА; μA нА; nA

Закінчення табл. 1.1

Величина			Одиниця		
Назва	Символ	Розмірність	Назва	Позначення: українське; міжнародне	Позначення рекомендованих кратних та часткових одиниць SI: українське; міжнародне
Термодинамічна температура	T, θ	θ	Кельвін	К; K	МК; МК кК; kK мК; mK мкК; μ K
Сила світла	I_v	J	Кандела	кд; cd	—
Кількість речовини	N, ν	N	Моль	моль; mol	Кмоль; kmol Ммоль; mmol Мкмоль; μ mol

Метр дорівнює довжині шляху, який проходить у вакуумі світло за $1/299792458$ частину секунди (17-та ГКМВ, 1983 р., резолюція 1).

Кілограм є одиницею маси та дорівнює масі міжнародного прототипу кілограма (3-я ГКМВ, 1901 р.).

Секунда дорівнює 9192631770 періодам випромінювання, яке відповідає переходу між двома надтонкими рівнями основного стану атома цезія-133 (13-я ГКМВ, 1967 р., резолюція 1).

Ампер дорівнює силі незмінного струму, який під час проходження по двох безмежно довгих паралельних прямолінійних провідниках надмалого перерізу, розташованих у вакуумі на відстані 1 м один від одного, викликав би на кожній ділянці провідника довжиною 1 м силу взаємодії, яка дорівнює $2 \cdot 10^{-7}$ Н (МКМВ, 1946 р., резолюція 2, яка схвалена 9-ю ГКМВ, 1948 р.).

Кельвін є одиницею термодинамічної температури та дорівнює $1/273,16$ частині термодинамічної температури потрійної точки води (13-та ГКМВ, 1967 р., резолюція 4).

Кандела дорівнює силі світла в напрямі джерела, яке випромінює монохромне випромінювання частотою $540 \cdot 10^{12}$ Гц, енер-

гетична сила світла якого при цьому становить $1/683 \text{ Вт/ср}$ (16-та ГКМВ, 1979 р., резолюція 3).

Моль дорівнює кількості речовини системи, яка містить стільки ж структурних елементів, скільки міститься атомів у нукліді ^{12}C масою $0,012 \text{ кг}$. При застосуванні моля структурні елементи повинні бути специфіковані та можуть бути атомами, молекулами, іонами, електронами чи іншими частинками, чи специфікованими групами частинок (14-та ГКМВ, 1971 р., Резолюція 3).

Радіан дорівнює куту між двома радіусами кола, довжина дуги між якими дорівнює радіусу, а **стерадіан** дорівнює тілесному куту з вершиною у центрі сфери, який вирізає на поверхні сфери площу, що дорівнює площі квадрата з стороною, яка по довжині дорівнює радіусу сфери.

На 13-тій ГКМВ (1967 р., резолюція 4) також вирішено, що одиниця кельвін та її позначення K може використовуватись для вираження інтервалу чи різниці температур. Додатково до термодинамічної температури (позначення T), поданої у кельвінах, дозволено використовувати також температуру за Цельсієм (позначення t), що визначається співвідношенням $t = T - T_0$, де за визначенням $T_0 = 273,15 \text{ K}$. Дозволено використовувати вираз “температура Цельсія” та одиницю “градус Цельсія”. Остання дорівнює одиниці “кельвін”. Інтервал чи різницю температур за Цельсієм можна виражати у кельвінах так само, які у градусах Цельсія.

Припускається використання одиниць, що являють собою десяткові (кратні та частинні) від вихідних одиниць. Десяткові кратні й частинні одиниці утворюються шляхом множення вихідних одиниць SI на 10 у відповідній позитивної (для кратних одиниць) або негативної (для частинних одиниць) ступеня – від 10^{24} до 10^{-24} .

У табл. 1.2 наведені найменування та позначення префіксів для утворення десяткових кратних та частинних одиниць.

Таблиця 1.2

Множники та префікси для утворення десяткових кратних
й частинних одиниць та їхніх найменувань

Множник	Поставка		
	Найменуван- ня	Позначення	
		україн- ське	між- народне
$1000000000000 = 10^{12}$	Тера	Т	T
$1000000000 = 10^9$	Гіга	Г	G
$1000000 = 10^6$	Мега	М	M
$1000 = 10^3$	Кіло	К	K
$100 = 10^2$	(гекто)	Г	H
$10 = 10^1$	(дека)	І	Da
$0,1 = 10^{-1}$	(деци)	Д	D
$0,01 = 10^{-2}$	(санти)	с	C
$0,001 = 10^{-3}$	мілі	м	M
$0,000001 = 10^{-6}$	мікро	мк	
$0,000000001 = 10^{-9}$	нано	н	N
$0,000000000001 = 10^{-12}$	піко	п	P
$0,000000000000001 = 10^{-15}$	фемто	ф	F
$0,00000000000000001 = 10^{-18}$	ато	а	A

Примітка. В дужках показані префікси, що припускаються до застосування тільки в найменуваннях кратних та частинних одиниць, які вже здобували широке поширення (наприклад, гектар, декалітр, дециметр, сантиметр).

1.2.3. Основні відомості про еталони одиниць фізичних величин та робочих ЗВТ

При вимірюванні ФВ – порівнюють не з одиницею ФВ, а з її речовинним відтворенням у виді конкретного зразка. Чим точніше цей зразок відтворює одиницю ФВ, тим точніше будуть зроблені вимірювання. Проте ці зразки, що бережуть та відтворюють одиниці ФВ, можуть псуватися або змінюватися в часі. Тому в метрології завжди прагнули знайти такі одиниці ФВ, що дозволяли б відтворити одиниці, використовуючи властивості чистих речовин або тіл, що існують у природі та доступні усім.

Однією з головних проблем метрології є передача розміру одиниці від зразка іншим засобам вимірювання з найменшою

втратою точності. Така передача може бути забезпечена тільки при наявності **перевірочної схеми**, під якою розуміється затверджений в установленому порядку документ, що встановлює засоби, методи й точність передачі розміру одиниці від еталона до робочих ЗВТ.

Еталоном одиниці (еталоном) називається засіб вимірювання або комплекс засобів вимірювання, що забезпечує відтворення й зберігання одиниці з метою передачі її розміру нижчестоячим по перевірковій схемі засобам вимірювання, виконаний на особливій специфікації та офіційно затверджений в установленому порядку в якості еталона.

Еталони для безпосередніх вимірювань ФВ не застосовуються, а використовуються для передачі розміру одиниць іншим засобам вимірювання. Еталони встановлюються за рекомендацією міжнародних конгресів. На основі цих рекомендацій виготовляються національні еталони, що зберігаються в особливих умовах у метрологічних інститутах, які забезпечують їхню незмінність протягом тривалого часу.

Існують еталони для відтворення як основних одиниць системи, так та ряду похідних, наприклад, еталон одиниці тиску, еталони одиниць електричних розмірів (ЕРС, опори, індуктивності та ін.). Створення еталонів довільних одиниць дозволяє підвищити точність, з якою передаються розміри цих одиниць нижчестоячим мірам. Проте це не порушує гармонійності системи одиниць, тому що при створенні еталонів забезпечується їхній зв'язок з основними одиницями.

За метрологічним призначенням еталони підрозділяються на **первинні та повторні**. Первинним є еталон, що відтворює одиниці з найвищою точністю (у порівнянні з іншими еталонами тієї ж одиниці). Первинний еталон після офіційного затвердження у якості вихідного для країни, стає **Державним еталоном**.

Поряд із первинним еталоном виготовляють декілька вторинних, значення яких встановлюється по первинному еталону та періодично звіряється з ним.

Вторинний еталон – еталон, якому передається розмір одиниці ФВ первинного еталона. **Еталон-копія** – це вторинний еталон, який призначається для передачі розміру одиниці

ФВ робочим еталонам; **робочий еталон** – еталон, призначений для передачі розміру ФВ ЗВТ. **Еталон передавання** – це вторинний еталон, що призначається для взаємного звірення еталонів, які за тих чи інших обставин не можуть бути звірені безпосередньо, а **груповий еталон** – еталон, до складу якого входить група ЗВТ або група еталонів.

Усі засоби вимірювання, які використовуються не для передачі розміру одиниць, а для практичного вимірювання, називаються **робочими** ЗВТ. Робочі ЗВТ забороняється використовувати для перевірки.

1.3. ОСНОВНІ ВІДОМОСТІ ПРО ВИМІРЮВАННЯ. КЛАСИФІКАЦІЯ МЕТОДІВ ВИМІРЮВАННЯ

Метою вимірювання є оцінка дійсного значення фізичної величини. Процес вимірювання полягає в порівнянні вимірювальної величини з деяким значенням величини такої ж фізичної природи, прийнятої за одиницю.

Результат процесу вимірювання можна записати у вигляді:

$$\frac{D_n}{[D_e]} = q, \quad (1.1)$$

де D_n – шукане значення вимірюваної величини;

$[D_e]$ – одиниця ФВ;

q – числове значення вимірювальної величини, отримане в результаті процесу вимірювання.

З виразу (1.1) випливає, що в результаті процесу вимірювання дізнаються, у скільки разів вимірювальна величина більше (менше) відповідної одиниці цієї величини. Рівняння (1.2), записане у вигляді

$$a_n = q[a_e], \quad (1.2)$$

називається основним рівнянням вимірювання. З цього рівняння випливає, що результат вимірювання виражається іменованим числом (добутком числового значення на одиницю фізичної ве-

личини) та являє собою кількісне вираження тієї або іншої властивості конкретного об'єкта.

Будь-яке вимірювання є кількісним пізнанням властивостей того чи іншого матеріального об'єкта та пов'язуючою ланкою між наукою про матеріальний світ та самим матеріальним світом. Отже вимірювання – це метод експериментального виявлення об'єктивно існуючих закономірностей та практичної перевірки теоретичних співвідношень, а вимірювальний прилад – посередник між людиною-дослідником та досліджуваним об'єктом (явищем, процесом), тобто засіб одержання вихідних даних для порівняння теорії з практикою. Таким чином, вимірювання є доцільно організованою дією людини, що чиниться з метою визначення конкретної ФВ, необхідної для кількісного пізнання властивостей фізичного об'єкта.

Будь-яке вимірювання має такі характерні риси:

- а) вимірювання є актом пізнання;
- б) вимірювання вимагає проведення експерименту, під час якого ЗВТ приводяться у взаємодію з фізичним об'єктом;
- в) експеримент повинен бути поставлений так, щоб ЗВТ правильно реагував на пізнавальну властивість об'єкта, тобто на вимірювану величину, іншими словами, повинен бути використаний відповідний метод вимірювання;
- г) ЗВТ повинні бути проградуйовані у вибраних (узаконених) одиницях даної ФВ, тому що тільки при цій умові може бути знайдене значення величини.

Відповідно до цього Закон України дає таке визначення вимірюванню:

Вимірювання – відображення ФВ їхніми значеннями за допомогою експерименту та обчислень із застосуванням спеціальних технічних засобів [1].

Для опису вимірювань використовують різні характеристики. Основні з них – вид, метод, похибка, точність, правильність, збіжність та відтворюваність вимірювань.

Вид вимірювання є різновидом вимірювання, що відрізняється особливостями знаходження значень величин, що вимірюються. Розрізняють такі види вимірювань: **пряме вимірювання** – вимірювання однієї величини, значення якої знаходять безпосередньо без перетворення її роду та використання відомих залежностей; **непряме вимірювання** – вимірювання, в якому значення

однієї чи декількох вимірюваних величин знаходять після перетворення роду величини чи обчислення за відомими їх залежностями від декількох величин, що вимірюються прямо.

Опосередковане вимірювання є різновидом непрямого вимірювання однієї величини з перетворенням її роду чи обчисленнями за результатами вимірювань інших величин, з якими вимірювана величина пов'язана явною функціональною залежністю.

Сукупне вимірювання – непряме вимірювання, в якому значення декількох одночасно вимірюваних однорідних величин отримують розв'язанням рівнянь, які пов'язують їх з іншими величинами, що вимірюються прямо чи опосередковано. **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.

Розрізняють також **статичне вимірювання** – вимірювання величини, яку можна вважати незмінною за час вимірювання, та **динамічне вимірювання** – вимірювання величини, що змінюється за час вимірювання.

Методом вимірювання називають сукупність способів використання ЗВТ та принципу вимірювань для створення вимірювальної інформації. **Методикою виконання вимірювань** є сукупність процедур та правил, виконання яких забезпечує одержання результатів вимірювань з необхідною точністю.

Розрізняють методи безпосереднього оцінювання та методи порівняння: **метод безпосереднього оцінювання** – метод вимірювання, при якому значення величини отримують безпосередньо з відлікового пристрою вимірювального приладу прямої дії, а **метод порівняння** – метод вимірювання, при якому вимірювана величина порівнюється з іншою ФВ, що відтворюється мірою.

Відтворенням ФВ є вимірювальна операція, що полягає у створенні та (чи) зберіганні ФВ заданого значення; **порівняння ФВ** – вимірювальна операція, що полягає у відображенні співвідношення між розмірами двох однорідних ФВ відповідним висновком: більша, менша чи однакова за розміром.

Результатом вимірювання називають значення величини, знайдене за допомогою вимірювання. Вони можуть використовув-

ватися при умові, якщо відомі відповідні характеристики похибок вимірювань – абсолютна чи відносна похибки.

Істинним значенням ФВ називають значення величини, яке ідеально відображало б повну властивість об'єкта, а **умовно істинним значенням ФВ (дійсним значенням)** – значення величини, знайдене експериментальним шляхом та настільки наближене до істинного значення, що його можна використати замість істинного для конкретної мети.

Під **принципом вимірювання** розуміється сукупність фізичних явищ, на яких засновані ці вимірювання. Сукупність прийомів використання принципів та засобів вимірювання складає метод вимірювання.

Існує велика кількість методів вимірювання. Одну та ту ж ФВ можна вимірювати декількома різноманітними методами. Вибір того або іншого з них визначається видом вимірюваної величини, необхідною точністю, швидкістю проведення вимірювання, економічними міркуваннями.

В залежності від характеру використання ЗВТ основні методи прямих вимірювань розподіляють на дві групи: метод безпосереднього оцінювання ФВ та метод порівняння.

Метод безпосереднього оцінювання вимірювання – значення величини отримують безпосередньо по відрахунковому пристрою вимірювального приладу прямої дії.

Методи порівняння засновані на порівнянні вимірюваної величини з іншою, що відтворюється мірою. Вони забезпечують більш високу точність вимірювання, проте вимірювальні прилади, засновані на цьому методі, як правило, складніші в конструктивному відношенні. Розрізняють такі різновиди методів порівняння:

Метод порівняння з мірою – це метод вимірювання, при якому вимірювана величина порівнюється з іншою, що відтворюється мірою. Наприклад, вимірювання напруг постійного струму на конденсаторі порівнянням із ЕДС нормального елемента.

Метод протиставлень – метод порівняння з мірою, при якому вимірювана величина та величина, що відтворена мірою, одночасно впливають на прилад порівняння, за допомогою якого встановлюється співвідношення між цими величинами. Наприклад, вимірювання маси на рівноплечих вагах з розміщенням ви-

мірюваної маси та зрівноважуючих її гир на двох шальках ваг; вимірювання частоти за фігурами Ліссажу.

Диференціальний метод – метод порівняння з мірою, при якому на вимірювальний прилад діє різниця між вимірюваною та відтвореною мірою величиною. Цей метод дозволяє одержати результати з високою точністю, навіть при застосуванні відносно грубих приладів. Прикладом методу може бути вимірювання ЕРС (E_x) порівнянням її з еталонною ЕРС (E_{em}).

Метод заміщень – метод порівняння з мірою, при якому вимірювану величину заміщують відомою величиною, відтвореною мірою. При цьому методі вимірювана величина заміщується відтвореною мірою величиною таким чином, що показання індикатора вимірювального приладу залишаються незмінним. Прикладом може служити зважування з почерговим розміщенням вимірюваної маси та гир на одну та ту ж саму шальку ваг.

Метод збіжностей – метод порівняння з мірою, при якому різниця між вимірюваною величиною та величиною, що відтворена, мірою, вимірюється за допомогою використання збіжності позначок шкал або періодичних сигналів. Цей метод використовується при вимірюванні довжини за допомогою штангенциркуля з ноніусом. Сюди також відносяться методи, що використовують явища биття, стробоскопічний ефект, інтерференцію світлових хвиль тощо.

Нульовий метод – метод порівняння з мірою, при якому результируючий ефект дії вимірювальної величини та відомої величини, яка відтворюється мірою, на приладі порівняння доводять до нуля. Метод застосовується в тому випадку, коли використовується багатозначна міра (міра, що відтворює ряд однойменних величин різноманітного розміру) або набір мір. Класичним прикладом використання нульового методу є різноманітні мостові схеми для вимірювання індуктивностей, ємностей та інших величин.

1.4. ПОХИБКИ ВИМІРЮВАННЯ

1.4.1. Основні відомості про похибки вимірювання

Задача вимірювання полягає у кількісному визначенні значень ФВ. Проте як би не проводилися вимірювання, які б точні прилади при цьому не застосовувалися, якими б методами вимірювання не користувалися, дізнатись істинного значення вимірюваної величини принципово неможливо, тобто істинне значення величини не може бути знайдено дослідним шляхом та залишається невідомим.

Результат вимірювання, тобто значення ФВ, знайдене дослідним шляхом, завжди відрізняється від істинного значення. Величина, що характеризує відхилення результату вимірювання від істинного значення вимірюваної величини, називається **похибкою вимірювання**.

Похибки є властивістю будь-якого вимірювання, вони обумовлені пізнавальним характером процесу вимірювання відносно істинності наших знань.

Причин, що призводять до появи похибок, надзвичайно багато. Вони обумовлені:

а) недостатнім знанням властивостей вимірюваного об'єкта, наявністю перешкоджаючих елементів у складі досліджуваного сигналу (шуми, перешкоди тощо);

б) недосконалістю методів та засобів вимірювання (відхиленням параметрів їхніх елементів та деталей від номіналу за рахунок прогріву, старіння), наявністю власних шумів ЗВТ;

в) нестабільністю ФВ, що впливають, тобто величин, які не вимірюються даними ЗВТ, але впливають на результат вимірювання цим засобом (температура, тиск, вологість, напруга мережі, що живить, тощо);

г) наявністю вібрації, зовнішніх електричних та магнітних полів, паразитних зв'язків тощо;

д) недосконалістю системи передачі розміру одиниці ФВ приладу, недосконалістю градування приладу;

е) суб'єктивними (особистими) властивостями оператора (експериментатора), що відбуваються через обмеженість можливостей його органів чуттів, відсутність уваги, стомлення, його нетренованість тощо;

- ж) округленням результатів вимірювання;
- з) впливом вимірювального приладу на режим роботи схеми тощо.

У зв'язку з тим, що істинне значення вимірюваної величини залишається невідомим, неможливо визначити й істинне значення похибки вимірювання, тому на практиці можна знайти тільки наближене значення похибки, тобто її оцінку. В якості оцінки похибки в даний час найчастіше усього використовуються границі інтервалу, за межі яких із визначеним ступенем достовірності (надійності) ці похибки не виходять. Отже, всередині інтервалу та буде знаходитись істинне значення вимірюваної величини з тією ж самою надійністю.

Таким чином, у задачу вимірювання входить не тільки визначення значення ФВ, але також та оцінка похибки, що була допущена при вимірюванні. Тому вимірювання вважається закінченим тільки в тому випадку, якщо відомо з якою похибкою воно здійснене.

Точність вимірювання тим вища, чим менша похибка вимірювання. Підвищення точності дозволяє більш глибоко пізнати явища та процеси макро- та мікросвіту. Проте істотне зменшення похибки пов'язане з великими труднощами. **Поширена думка – чим точніше, тим краще – в дійсності не завжди доцільна, та насамперед тому, що чим вища точність, тим складніше її забезпечити, тим суцужніше її досягти, тим вищі економічні втрати.** Тому при вимірюваннях намагаються одержати лише ту точність, яка потрібна для вирішення конкретної задачі.

Звичайно, основною задачею при проведенні будь-якого вимірювання є виявлення та усунення (коли це можливо) причин, що призводять до появи похибок. В багатьох випадках підвищення точності пов'язано з кропіткою, ретельною роботою, яка потребує навичок як у проведенні вимірювань, так та в опрацюванні отриманих при цьому результатів.

Не варто захоплюватися одержанням зайвої точності, коли вона не потрібна, але необхідно прикладати максимум зусиль та не шкодувати часу та праці для одержання зайвого десяткового знака, коли це потрібно. Треба мати на увазі, що дуже часто саме підвищення точності вимірювань дозволяє розкрити нові, невідомі раніше закономірності. Так, наприклад, ретельні вимірювання в поставленому Майкельсоном досліді показали відсут-

ність зсуву інтерференційної картини за рахунок взаємного пересування джерела та приймача світла. Результати цього експерименту були використані Ейнштейном при створенні однієї з найважливіших теорій сучасної фізики – теорії відносності.

1.4.2. Класифікація похибок вимірювання

Розрізняють абсолютну та відносну похибки. **Абсолютною похибкою** вимірювання називають алгебраїчну різницю між отриманим при вимірюванні значенням та істинним значенням вимірюваної величини

$$\Delta = A - a,$$

де Δ – абсолютна похибка вимірювання;

A – значення, отримане при вимірюванні (результат вимірювання);

a – істинне значення вимірюваної величини. Оскільки вимірюванням піддаються ФВ, що мають у загальному випадку розмірність, абсолютна похибка є розмірною величиною.

Відотною похибкою вимірювання називається відношення абсолютної похибки вимірювання до істинного значення вимірюваної величини:

$$\delta_A = \frac{\Delta}{a}.$$

Відносна похибка виражається в безрозмірних одиницях, вона може бути виражена також у процентах

$$\delta_A = \frac{\Delta}{a} \cdot 100 \, \%.$$

Варто зауважити, що хоча, істинне значення та невідоме, без цього поняття не можна обійтися, тому що тільки через нього можна дати визначення похибки вимірювання.

На практиці замість істинного значення користуються дійсним значенням, під яким розуміють значення розміру, знайдене

експериментальним шляхом та приближене до істинного значення настільки, що для даної конкретної цілі воно може бути використане замість істинного.

Абсолютна похибка виражається в одиницях вимірюваної величини і дозволяє судити про її чисельне значення. Проте абсолютна похибка вимірювання дає мало відомостей про дійсну точність, якщо не порівняти цю похибку з самою вимірюваною величиною. Відносна ж похибка дає більш безпосереднє уявлення про точність вимірювання.

Дійсно, якщо, наприклад, вимірювати довжину олівця з абсолютною похибкою 1 см, то це буде дуже низька точність, якщо ж з абсолютною похибкою 1 см визначити відстань від Харкова до Москви, то це буде надмірно висока точність. Зауважимо, що робити вимірювання з такою точністю надзвичайно важко та й немає необхідності хоча б тому, що з похибкою 1 см неможливо визначити центральні точки міст.

В залежності від причин виникнення розрізняють такі похибки вимірювань [2]:

Інструментальна – складова похибки вимірювання, що залежить від похибок ЗВТ, що застосовуються. Інструментальна похибка обумовлена конструктивними та технологічними недоліками ЗВТ, наприклад, через неточність виготовлення й нестабільності елементів ЗВТ, неправильне градування, тертям в його опорах.

Похибка методу вимірювання – складова похибки вимірювання, що виникає від недосконалості методу вимірювання, від допущених спрощень при визначенні залежностей, покладених в основу методу вимірювання. Якщо не дотримуватися визначених правил вимірювання та не враховувати різноманітних величин, що впливають на нього, то похибка методу вимірювання може в декілька разів перевищити інструментальну. Тому існуюче до останнього часу становище, коли за похибку результатів приймалася похибка ЗВТ, що застосовувалися, не можна вважати правильним. У всякому разі, для такого твердження необхідно переконатися в тому, що похибка методу хоча б у три рази менша за похибку ЗВТ [3].

Похибка відліку – складова похибки вимірювання, що виникає від недосить точного відліку показань ЗВТ.

В залежності від причин виникнення похибок, способів ураховання та виключення їхнього впливу на результат вимірювання розрізняють систематичні та випадкові складові сумарної похибки, а також грубі похибки.

Систематична похибка вимірювання (систематична похибка) – складова похибки вимірювання, що залишається постійною або змінюється закономірно при повторних вимірюваннях однієї та тієї ж величини.

Систематичні похибки можуть бути вивчені, а результат вимірювання може бути уточнений або шляхом внесення поправок, якщо значення цих похибок визначені, або шляхом застосування таких способів вимірювання, що дають можливість виключити вплив систематичних похибок без визначення їх значень. Проте на практиці повне виключення систематичних похибок не є можливим, отже результат будь-якого вимірювання завжди “обтяжений” систематичною похибкою, яку виключити неможливо.

Випадкова похибка вимірювання (випадкова похибка) – складова похибки вимірювання, що змінюється випадково при повторних вимірюваннях однієї та тієї ж величини. Випадкові похибки обумовлюються дуже великим числом впливаючих величин, кожна з яких незначна та мінлива, тому вплив їх практично неможливо, або дуже важко, врахувати. Випадкові похибки не можуть (як систематичні) бути виключені з результатів вимірювання, проте у випадку проведення достатньо великої кількості спостережень методи теорії імовірностей та математичної статистики дозволяють оцінити величину випадкової похибки та дещо уточнити результат, тобто знайти значення вимірюваної величини більш близьке до істинного, ніж в результаті одного спостереження.

При аналізі похибок звичайно розглядають систематичні та випадкові похибки окремо одні від одних. Це дозволяє краще врахувати їх природу та вивчити методи їхнього врахування та вилучення. Тому при аналізі випадкових похибок вимірювання, звичайно вважають, що систематичні похибки відсутні, тобто вони виключені або ними можна знехтувати. В свою чергу, при аналізі систематичних похибок вважають, що випадкові похибки відсутні.

Сумарна похибка, що характеризує точність вимірювання, знаходиться шляхом підсумовування систематичної та випадкової похибок за визначеними правилами [4].

Необхідно відзначити, що на практиці далеко не завжди вдається чітко розмежувати систематичні та випадкові похибки. Особливих труднощів завдає виявлення та визначення систематичних похибок. Часто нез'ясовані систематичні похибки, що важко підлягають урахуванню, зараховують до випадкових. Проте це не може бути визнано правильним, оскільки способи зменшення впливу випадкових похибок на результат вимірювання ніколи не дадуть можливості виключити систематичні похибки.

1.5. СИСТЕМАТИЧНІ ПОХИБКИ ПРЯМИХ ВИМІРЮВАНЬ

1.5.1. Класифікація систематичних похибок вимірювання

Систематичні складові сумарної похибки обумовлені впливом на результат вимірювання факторів, дію яких не усунуто, не взято на облік або ж не розпізнано. Ці фактори можуть бути або постійно діючими або закономірно пов'язаними з методом вимірювання, принципом дії та конструкцією вимірювального приладу, а також з умовами, в яких проводяться вимірювання.

Систематичні похибки є найбільш небезпечними: їхнє виявлення пов'язано з найбільшими труднощами. Часто спостерігач не знає про деякі систематичні похибки, а в ряді випадків навіть не підозрює про їх існування. Саме систематичні, а не випадкові похибки бували кількоразовою причиною помилкових наукових висновків, установлення помилкових фізичних законів, незадовільної конструкції пристрою та масового браку продукції у виробництві.

На відміну від випадкових похибок, спотворення, внесені систематичними похибками в результат вимірювання (спостереження), піддаються виключенню. У всякому разі, доти, доки систематичні похибки більші від випадкових, їх, як правило, можна визначити та виключити з результатів вимірювання, тому що вони є детермінованими величинами.

Проте постійні систематичні похибки не впливають на значення випадкових відхилень результатів спостережень від середнього арифметичного (математичного очікування), тому ніяка математична обробка результатів спостережень не може

призвести до їх виявлення. Аналіз таких похибок можливий тільки на підставі деяких апіорних знань про них. У ряді випадків систематичні похибки можуть бути визначені дослідним шляхом, наприклад, при повірці ЗВТ. Іноді їх можна розрахувати на підставі метрологічних характеристик ЗВТ, які використовувались.

Виключення систематичних похибок може бути досягнуте усуненням причин їх виникнення, введенням відповідних поправок та повторних вимірювань однієї та тієї ж величини різними методами вимірювання та різними вимірювальними приладами, а також шляхом перевірки та настройки вимірювального приладу. Кардинальним способом уникнення необґрунтовано великих систематичних похибок є використання при вимірюваннях своєчасно повірених вимірювальних приладів.

В залежності від причин виникнення систематичні похибки поділяють на інструментальні похибки, суб'єктивні, похибки установки, похибки методу та похибки зовнішніх впливів.

Інструментальна похибка – систематична складова похибки вимірювання, що залежить від похибок застосовуваних ЗВТ. Вона викликана неточністю показань приладу через його конструктивні недоліки або технологічну недосконалість його виготовлення. До систематичних інструментальних похибок, насамперед, відносяться похибки, які обумовлені:

а) наявністю люфтів та мертвих ходів у рухливих частинах вимірювальних приладів, нерівномірним тертям в опорах обертювих частин або неврівноваженістю останніх, їхнім ексцентричним розташуванням;

б) неточністю градування ЗВТ. Ці похибки виникають як безпосередньо через неточності при градуванні приладів та встановлення шкали, так та внаслідок того, що шкали звичайно виготовляються у масовому порядку (не індивідуально для кожного приладу), а проміжні (не числові) їх позначки задаються графічно без перевірки по еталонах;

в) старінням (зношуванням) деталей, елементів та вузлів вимірювальних приладів, а також порушенням їх регулювання. Наприклад, знос підшипників та збільшення люфту в приладах із механічними рухливими елементами, зміна параметрів ламп, напівпровідникових пристроїв, зміна величин резисторів, конденсаторів та котушок індуктивності, що входять в систему приладу тощо.

Похибка установки – систематична похибка, що залежить від неправильної механічної установки (деякі стрілочні прилади необхідно встановлювати строго вертикально або горизонтально по рівню), від невеликого взаємного розташування приладів, коли вони впливають один на одного через електромагнітне випромінювання або паразитні зв'язки. До цих похибок відносяться також похибки, що виникають за рахунок неточного встановлення нуля, паралакса при відліку по шкалі приладу, неузгодженості вхідних та вихідних параметрів електричних кіл приладів та по ряду інших причин.

Похибка методу вимірювання – систематична складова похибки вимірювання, що виникає від недосконалості самого методу вимірювання. Ця похибка є наслідком тих або інших припущень або спрощень, застосування емпіричних формул та функціональних залежностей замість точних, неповного знання усіх властивостей тих явищ, за якими ведеться спостереження, а також впливу паразитних зв'язків тощо.

Навіть дуже точним приладом вимірювання може бути виконане з великою похибкою, оскільки не вдається задовольнити усі вимоги до застосування ЗВТ або в самому методі не враховані головні фактори, що впливають на точність вимірювання. Якщо для порівняно простих методів вимірювання похибка результату майже цілком визначається інструментальною похибкою вимірювання, то для сучасних складних методів похибка методу вимірювання складає істотну, а нерідко і суттєву частину сумарної похибки результату вимірювання.

Похибки, що виникають внаслідок зовнішніх впливів, є наслідком неврахованого впливу температури, повітряних потоків, атмосферного тиску, вологості повітря, вібрацій, магнітних та електричних полів, іонізуючих випромінювань тощо.

Найбільшу небезпеку являють величини, що діють безупинно протягом процесу вимірювання. Вони вносять систематичні похибки, що можуть залишатися непоміченими внаслідок їх відносної постійності.

Суб'єктивні систематичні похибки, як правило, є наслідком особистих властивостей спостерігача, обумовлених особливостями його організму. Може виявитися, що у спостерігача виникає стійка похибка, що є наслідком недосконалості органів чуття, уповільненої реакції, недостатнього досвіду тощо. Істотну части-

ну суб'єктивних похибок складають похибки зчитування показів, погрішність інтерполяції, похибки від паралакса, похибки, обумовлені запізнюванням або випередженням у реєстрації якогось моменту, сигналу тощо.

За характером прояву систематичні похибки, крім переліченого вище, поділяються на постійні та змінні. Останні можуть бути прогресуючими, періодичними та змінюваними за складним законом.

До постійних систематичних похибок відносяться, наприклад, похибки градування шкал приладів.

Прогресуючими називаються похибки, які в процесі вимірювання монотонно зростають або спадають. До них, наприклад, відносяться похибки, пов'язані з поступовим падінням напруги джерел живлення, нагріванням апаратури тощо.

Періодичними є похибки, які періодично змінюють значення або знак. Такі похибки можуть виникати, наприклад, у цифрових вимірювальних приладах, коли одна з цифр індикатора встановлюється неправильно (замість цифри "3" завжди з'являється цифра "6").

Усі інші види систематичних похибок прийнято називати похибками, що змінюються за складним законом. Вони, головним чином обумовлені тим, що похибка залежить від значення вимірюваної величини. Одним із прикладів такої похибки є похибки електричних лічильників, що залежать від навантаження.

1.5.2. Виявлення та облік систематичних похибок вимірювання

Облік систематичних похибок полягає в їх виявленні та наступному обліку шляхом повної або часткової компенсації. Так як математична обробка результатів спостережень не дозволяє виявити постійні систематичні похибки, то для їхньої оцінки використовують апріорні знання про них. В залежності від ступеня знань про систематичні похибки останні можна поділити на чотири групи [40]:

1. Похибки, природа яких відома та значення (абсолютна величина та знак) може бути достатньо точно визначене, тобто може бути визначена поправка, яка дорівнює величині взятої з зворотнім знаком систематичної похибки. Вплив таких похибок,

як правило, виключають уведенням поправки в остаточний результат. Їх вводять в усіх випадках, коли похибка вимірювання більша тієї, з якою може бути визначена поправка. У тих випадках, коли поправки для ЗВТ визначені, вони надаються до них у вигляді графіків або таблиць.

Приклади. Похибка вимірювання резонансним частотоміром з об'ємним резонатором, що виникає за рахунок відхилення температури навколишнього середовища від нормальної. Похибка вимірювання загасання граничним атенуатором, діаметр хвильоводу якого відрізняється від розрахункового.

2. Похибки, природа яких може бути встановлена проте, абсолютне значення величини та знак похибки залишаються невідомими. Відомо тільки, що вони не перевищують за абсолютною величиною визначеного значення. До таких похибок відносяться нормовані (наведені у паспорті) похибки ЗВТ.

Похибки цієї групи для конкретного зразка приладу для кожної точки його діапазону вимірювання є величинами постійними. Проте величина похибки може змінюватися від зразка до зразка ЗВТ даного типу за діапазоном вимірювання, тобто ансамблем (множиною) вимірювальних приладів даного типу. Така похибка є величиною випадковою, та є можливість визначити величину інтервалу, в якому вона буде знаходитися. Відповідно до ГОСТ 8.009-84, систематична складова похибки для усього ансамблю ЗВТ даного типу нормується як випадкова та повинна видаватися комплексом своїх характеристик, тобто:

- а) границею допустимої систематичної складової похибки;
- б) математичним очікуванням систематичної складової похибки;
- в) середнім квадратичним відхиленням систематичної складової похибки.

Границя інтервалу для цієї похибки розраховується методами теорії імовірностей.

3. Похибки, про існування яких не підозрюють, хоча їхнє числове значення може бути дуже значним. Вони частіше всього зустрічаються при проведенні складних вимірювань. Ці похибки мають найбільшу небезпеку, тому підготовка будь-якого вимірювання насамперед повинна включати аналіз із погляду виявлення та зменшення систематичної складової похибки.

4. Похибки, обумовлені властивостями вимірюваного об'єкта та впливом вимірювального електричного кола.

Приклад 1. Вимірювання цифровим вольтметром напруги не чисто синусоїдної форми. Здебільшого цифрові вольтметри вимірюють середньовипрямляюче значення, а відградуйовані – середньо квадратичне (діюче) значення синусоїдної напруги. Наявність гармонічних складових у вимірюючій напруги викликає появу систематичної похибки.

Приклад 2. Вимірювання частоти кварцового генератора без досить доброї розв'язки ланцюга генератора та частотоміра. Через паразитні зв'язки вносяться реактивні опори, які "уводять" частоту генератора, викликаючи систематичну похибку.

Поява систематичних похибок пов'язана здебільшого з недоліками приладів або методів вимірювань. Тому при проведенні повторних вимірювань кількома різними приладами та методами з послідовним розрахунком середнього результату систематичні похибки, як правило, зменшуються. **При цьому, якщо для зменшення випадкових похибок повторні вимірювання необхідно проводити при незмінних умовах, то для виявлення та виключення систематичних похибок повторні вимірювання необхідно проводити при змінних умовах та іншими ЗВТ.**

Виключення систематичних похибок до початку вимірювань досить ефективно здобувається відповідним вибором методу та таких умов вимірювань, поруч з якими фактори, що викликають ці похибки, не з'являються зовсім або надають, по можливості, менший вплив. До цього відноситься усування ряду похибок шляхом перевірки та регулювання, правильного встановлення та підключення ЗВТ, усування зовнішніх впливів шляхом виведення їх джерел, термостатизування, конденсаціювання повітря, екраніровки, амортизації тощо.

Для виключення систематичних похибок в процесі вимірювання використовуються ті чи інші засоби вимірювань, які дозволяють або виключити похибку, що є наслідком впливу якого-небудь джерела, або встановити наявність такого джерела й оцінити ступінь його впливу. Виключенню таким шляхом піддаються здебільшого інструментальні похибки, похибки установки та похибки від зовнішніх впливів.

При цьому використовується ряд способів. Розглянемо деякі з них.

Спосіб заміщення полягає в тому, що вимірюваний об'єкт замінюють відомою мірою, яка знаходиться в тих самих умовах. Більш широко цей спосіб використовується при вимірюванні опору, ємності та індуктивності нульовими методами, наприклад, мостами змінного струму. При цьому об'єкт, опір, індуктивність або ємність якого намагаються поміряти, підключають в одне з плечей мосту та добиваються його рівноваги. Потім замість вимірюваного об'єкта, не змінюючи схеми, підключають міру змінного значення (магазин опорів, ємності, індуктивності). Змінюючи її значення, очікують відновлення рівноваги мосту. Цей спосіб дозволяє виключити з результату вимірювання похибки, що виникли через надлишкову нерівномірність мостових ланцюгів, вплив на ланцюг магнітних та електричних полів, взаємовплив окремих елементів ланцюга, а також витоків та інших паразитних явищ.

Спосіб компенсації похибки за знаком дозволяє виключити відому за природою, але невідому за величиною похибку. Він застосовується тоді, коли джерело похибки має направлену дію і зміна напрямку на протилежний викликає зміну знаку, але не значення похибки. Зміну проводять парне число разів, при чому в половині випадків джерело повинне викликати похибки одного знаку, а в другій половині – протилежного. Похибка виключається при обчисленні середнього значення. Таким чином, наприклад, можна компенсувати вплив зовнішнього рівномірного магнітного поля, повертаючи вимірювальний прилад на 180° .

Іноді зручно, або вимушено виключати систематичні похибки після проведення вимірювань. Цей спосіб використовується здебільшого при точному вимірюванні частоти за сигналами Державної системи точного часу та частоти. Поправки переданих по радіо еталонних частот визначаються на основі точних вимірювань відповідною обробкою, а потім враховуються.

Проте досить часто повністю виключити систематичні похибки не вдається. Такі випадки трапляються здебільшого з двох причин. По-перше, коли ці похибки важко виявити та оцінити. Це відноситься більшою частиною до нових видів приладів чи методів вимірювань, які ні з чим зіставити. По-друге, коли доводиться мати справу з так званими інтегруючими вимірювальними приладами при вимірюванні динамічних величин, тобто з приладами, що вимірюють інтегральне значення ФВ за деякий інтервал часу. В цьому випадку, навіть якщо відома залежність між систематичною похибкою та вимірюваною величиною,

неможливо визначити, яке ж значення похибки, коли вимірювана величина сама змінюється в процесі вимірювання. В якості прикладу можна навести калометричний вимірювач потужності. За допомогою такого приладу можна виміряти кількість енергії, проте якщо похибка залежить від величини потужності, що змінюється, тоді важливо сказати, яка ж підсумкова похибка. В цьому випадку можна лише констатувати, що систематична похибка не перевищує максимально можливої величини при заданих границях змін потужності, підведеної до приладу.

1.6. ВИПАДКОВІ ПОХИБКИ ПРЯМИХ ВИМІРЮВАНЬ

1.6.1. Основні відомості про випадкові похибки. Показники точності результатів вимірювання

Як показує досвід, при багаторазових вимірюваннях однієї й тієї ж ФВ, проведених за допомогою одного й того ж приладу, в однакових умовах, з однаковою старанністю результати спостережень будуть (хоч та не значно) відрізнятись один від іншого. Це вказує на те, що при багаторазових вимірюваннях результати спостережень та їх похибки є випадковими величинами. По суті числові значення як результати вимірювань та їх похибки можна розглядати як реалізації відповідної випадкової величини [12].

Поява випадкових похибок обумовлена спільним впливом на засіб та об'єкт вимірювання багатьох випадкових факторів, між якими відсутній взаємний зв'язок. Ефект впливу кожного такого фактора такий малий, що зумовлені ними відхилення неможливо виділити та врахувати окремо. Проте сумарний вплив цих факторів створює вже значні, помітні відхилення (похибки), які також неперервно змінюються випадково як за величиною, так та за знаком.

Наявність випадкових відхилень відбивається в тому, що при повторних вимірюваннях числові значення результатів вимірювань виходять різними, хоча близькими. Іншими словами, результат будь-якого вимірювання "обтяжений" випадковими похибками.

На відміну від систематичних похибок, які завжди можуть бути виключені, скомпенсовані або враховані, випадкові похибки принципово не можуть бути усунуті, їх не можна виключити

в процесі вимірювань, не можна врахувати за допомогою поправки в кожному із результатів вимірювань.

Внаслідок наявності неминучих випадкових похибок дійсне значення вимірюваної ФВ не може бути визначено. Проте методи теорії імовірностей та математичної статистики дозволяють на основі обмеженого числа результатів спостережень оцінити значення вимірюваної величини та точність вимірювання, тобто міру наближення результату вимірювання до дійсного значення вимірюваної величини. Для цієї оцінки використовуються характеристики, що мають назву показників точності. ГОСТ 8.009-84 встановлює такі показники точності для виправлених результатів вимірювань:

- числові характеристики випадкової складової похибки вимірювання;
- функція розподілу (густина імовірності) випадкової складової похибки вимірювання;
- інтервал, в якому похибка вимірювання знаходиться із заданою імовірністю.

Застосування того чи іншого показника точності зумовлюється призначенням вимірювань та характером використання їх результатів. Показник точності у вигляді інтервалу доцільно використовувати у тих випадках, коли:

- результат вимірювання призначений для одноразового використання, наприклад, при контрольних операціях;
- на основі результатів вимірювань необхідно прийняти рішення про придатність виробу.

Густина імовірності та числові характеристики похибки доцільно використовувати в тих випадках, коли результат вимірювання призначений для зіставлення або використання разом з іншими результатами вимірювань, наприклад, при оцінці похибки непрямого вимірювання.

Числові характеристики випадкових величин (математичне очікування, дисперсія, середнє квадратичне відхилення), які отримані шляхом обробки обмеженого числа експериментальних даних, називаються оцінкою відповідних величин. Будь-яка оцінка числової характеристики, обчислена на основі експериментальних даних, є їх функцією та тому сама є випадковою величиною. Така оцінка залежить від виду закону розподілу

імовірностей, числових характеристик випадкових величин та числа спостережень.

В якості оцінки дійсного значення вимірюваної величини приймають математичне очікування результатів спостережень:

$$M[X] = m_x = \int_{-\infty}^{\infty} xf(x)dx, \quad (1.3)$$

де $f(x)$ – функція розподілу (густина імовірності) результатів спостережень.

Характеристикою розсіювання результатів спостережень відносно математичного очікування є дисперсія:

$$\begin{aligned} D[X] &= M[(X - m_x)^2] = \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} (x - m_x)^2 f(x)dx = \sigma_x^2. \end{aligned} \quad (1.4)$$

Так як дисперсія має розмірність квадрата вимірюваної величини, її використання на практиці не зовсім зручне. Тому у вимірювальній практиці, як правило, використовується середнє квадратичне відхилення, яке дорівнює додатньому значенню квадратного кореня з дисперсії

$$\sigma_x = \sqrt{D[X]}. \quad (1.5)$$

Оцінка похибки результату вимірювання полягає в знаходженні верхньої та нижньої границь інтервалу, який накриває з заданою імовірністю похибки вимірювання.

Імовірність того, що результат спостереження X набуває при проведенні вимірювання деякого значення в інтервалі, що заданий нижньою X_H та верхньою X_B границями, визначається виразом

$$P\{x_H < X < x_B\} = \int_{x_H}^{x_B} f(x)dx.$$

Переходячи до нових змінних інтегрування

$$t = \frac{x - m_x}{\sigma}; K_H = \frac{x_H - m_x}{\sigma}; K_B = \frac{x_B - m_x}{\sigma}, \quad (1.6)$$

отримаємо наступний вираз для потрібної імовірності

$$P\{x_H < X < x_B\} = \int_{K_H}^{K_B} f(t) dt. \quad (1.7)$$

Величини $(x_H - m_x)$ та $(x_B - m_x)$ у виразах (1.6) являють собою нижню та верхню границі інтервалу, що накриває із імовірністю P випадкову похибку $(x - m_x)$. Згідно з ГОСТом 8.009-84, вони мають назву довірчі межі.

Випадкова похибка у виразі (1.7) представлена у відносних одиницях – в частках середнього квадратичного відхилення, що дозволяє спростити обчислення. Оскільки інтеграл (1.7) не залежить від σ , то надається можливість табулювати значення імовірності в залежності від величини відносних довірчі межі K_H , K_B для кожного певного виду функції розподілу.

Для вимірювальної практики основний інтерес мають довірчі межі інтервалу, в якому із заданою імовірністю знаходяться випадкові похибки, а отже, та дійсне значення вимірюваної величини. Так як ця імовірність характеризує надійність результату вимірювання, здебільшого її задають, а розраховують довірчі межі. Формули для обчислення абсолютних значень границь отримуються з виразів (1.6). Розв'язуючи їх відносно Δ_H та Δ_B , отримаємо:

$$\Delta_H^0 = K_H \sigma; \Delta_B^0 = K_B \sigma. \quad (1.8)$$

Більшість практично важливих функцій розподілу є симетричними відносно математичного очікування. В цьому випадку:

$$K_H = K_B = K, \Delta_H^0 = \Delta_B^0 = \Delta_{np}^0,$$

де Δ_{np}^0 – припустима випадкова похибка. Тоді із виразу (1.8) випливає:

$$\Delta_{np}^0 = K\sigma. \quad (1.9)$$

Переважаюча більшість оцінок для інтервалів на практиці обчислюється за формулами (1.9). При цьому, в залежності від того, для якої величини (результату спостереження, результату вимірювання, середнього квадратичного відхилення) знаходяться довірювальні границі, в ці формули підставляється відповідне значення K , яке в свою чергу залежить від величини заданої імовірності, виду функції розподілу, кількості спостережень та відповідного значення σ .

1.6.2. Оцінка результату багаторазових вимірювань

Багаторазові вимірювання проводять з метою визначення, а здебільшого та зменшення випадкової складової похибки. При цьому необхідно визначити, яке значення прийняти як кінцевий результат вимірювання. Відповідь на це питання дає математична статистика, для якої ця задача є частинним випадком знаходження оцінок числових характеристик функції розподілу.

Припустимо, що проведено n вимірювань величини x , дійсне значення якої дорівнює a , та при цьому отримані результати спостережень $X_1, X_2, \dots, X_j, \dots, X_n$. Вимірювання проведені таким чином, що систематичні та грубі похибки виключені, а результати спостережень рівноточні та незалежні один від одного. Тоді величину x можна розглядати як випадкову, з функцією розподілу $f(x)$, а можливі результати спостережень – як випадкові величини з тією ж функцією розподілу, тобто

$$M[X] = M[X_i]; \quad D[X] = D[X_i], \quad \text{де } i = 1, 2, \dots, n.$$

В таких умовах в якості результату вимірювання природньо прийняти математичне очікування, оцінкою якого є середнє арифметичне отриманих результатів спостережень:

$$M[X] \cong \bar{X} = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n X_i. \quad (1.10)$$

Отже, середнє арифметичне є більш правильним значенням, яке можна надати вимірюваній величині, ось чому воно приймається в якості оцінки останньої.

1.6.3. Оцінка середнього квадратичного відхилення результату спостереження та результату вимірювання

Оскільки в якості оцінки дійсного значення вимірюваної величини береться середнє арифметичне результатів спостережень, то для оцінки випадкових похибок доцільно використовувати випадкові відхилення результатів спостережень від середнього арифметичного:

$$\Delta X_i = X_i - \bar{X}.$$

В теорії імовірностей доводиться, що оцінка середньоквадратичного відхилення результату спостереження виражається через випадкові відхилення $\Delta X_i = X_i - \bar{X}$ таким чином [40]:

$$\tilde{\sigma} \left(\begin{smallmatrix} 0 \\ \Delta \end{smallmatrix} \right) = \sqrt{\frac{1}{n-1} \sum_{i=1}^n (X_i - \bar{X})^2}. \quad (1.11)$$

Ця оцінка характеризує збіжність результатів окремих спостережень, тобто ступінь їх розсіювання відносно середнього арифметичного.

Обчислення середнього арифметичного на практиці виконується на основі обмеженого числа спостережень. Тому воно теж є випадковою величиною, дисперсія якої дорівнює

$$\begin{aligned} D[\bar{X}] &= D\left[\frac{1}{n} \sum_{i=1}^n X_i\right] = \frac{1}{n^2} D\left[\sum_{i=1}^n X_i\right] = \\ &= \frac{1}{n^2} \sum_{i=1}^n D[X_i] = \frac{D[X]}{n}. \end{aligned}$$

Таким чином, середнє квадратичне відхилення середнього арифметичного буде:

$$\tilde{\sigma}_{c.a.}\left(\overset{0}{\Delta}\right) = \frac{\tilde{\sigma}\left(\overset{0}{\Delta}\right)}{\sqrt{n}}. \quad (1.12)$$

Отже, середнє квадратичне відхилення середнього арифметичного в $\sqrt{n}$ разів менше середнього квадратичного відхилення результату спостереження.

Підставивши у вираз (1.12) $\sigma_{c.a.}\left(\overset{0}{\Delta}\right) = \frac{\sigma\left(\overset{0}{\Delta}\right)}{\sqrt{n}}$ оцінку середнього квадратичного відхилення результату спостереження із (1.11), отримаємо:

$$\tilde{\sigma}_{c.a.}\left(\overset{0}{\Delta}\right) = \frac{\tilde{\sigma}\left(\overset{0}{\Delta}\right)}{\sqrt{n}} = \sqrt{\frac{1}{n(n-1)} \sum_{i=1}^n (X_i - \bar{X})^2}. \quad (1.13)$$

Вираз (1.13) визначає оцінку середнього квадратичного відхилення середнього арифметичного (результату вимірювання). Із отриманого виразу випливає, що при збільшенні числа спостережень середнє квадратичне відхилення результату вимірювання зменшується, та чим їх більше, тим ближче середнє арифметичне до дійсного значення вимірюваної величини.

Приклад. При вимірюванні ємності конденсатора були отримані результати спостережень (наведені в табл. 1.3). Вимагається визначити результат спостереження та вимірювання, оцінку середнього квадратичного відхилення результату спостереження та вимірювання.

Таблиця. 1.3

Номер дослідження i	Результат дослідження C_i , пФ	Випадкові відхилення $\Delta C_i = C_i - \bar{C}$, пФ	ΔC_i^2 , пФ ²
1	794	-4,8	23,04
2	803	+4,2	17,64
3	809	+10,2	104,04
4	796	-2,8	7,84
5	798	-0,8	0,64
6	806	+7,2	51,84
7	807	+8,2	67,4
8	792	-6,8	46,24
9	804	+5,2	27,04
10	801	+2,2	4,84
11	800	+1,2	1,44
12	797	-1,8	3,24
13	795	-3,8	14,44
14	791	-7,8	60,84
15	798	-9,8	96,04
N=15	$\bar{C} = \frac{1}{15} \sum_{i=1}^{15} C_i = 798,8$	Перевірка $\sum_{i=1}^n \Delta C_i =$ $(38,4 - 38,4) = 0$	$\sum_{i=1}^{15} \Delta C_i^2 = 526,4$

Результат вимірювання (середнє арифметичне)

$$\bar{C} = \frac{1}{15} \sum_{i=1}^{15} C_i = 798,8 \text{ пФ}.$$

Оцінка середнього квадратичного відхилення результату спостереження

$$\tilde{\sigma} \left(\begin{smallmatrix} 0 \\ \Delta \end{smallmatrix} \right) = \sqrt{\frac{1}{15-1} \sum_{i=1}^{15} \Delta C_i^2} = \sqrt{\frac{1}{14} 526,4} \cong 6 \text{ пФ}.$$

Оцінка середнього квадратичного відхилення результату вимірювання

$$\tilde{\sigma}_{c.a.}\left(\overset{0}{\Delta}\right) = \frac{\sigma\left(\overset{0}{\Delta}\right)}{\sqrt{n}} = \frac{6}{\sqrt{15}} \cong 1,6n\Phi.$$

1.6.4. Довірчі межі випадкового відхилення результату спостереження

Довірчі межі випадкового відхилення результату спостереження (довірчі відхилення) використовуються для оцінки дійсного значення вимірюваної величини при її однократному вимірюванні. На практиці визначення довірчих відхилень можливо у тому випадку, коли заздалегідь відомо значення оцінки середнього квадратичного відхилення результату спостереження

$\tilde{\sigma}\left(\overset{0}{\Delta}\right)$ із заданою точністю. Наприклад, метод та засіб вимірювань попередньо вивчені та відомо, що значення $\tilde{\sigma}\left(\overset{0}{\Delta}\right)$ отримано

після обробки досить великого числа результатів спостережень, а вимірювання проводяться в тих же умовах, при яких була визначена оцінка середнього квадратичного відхилення результату спостереження.

Іншим випадком використання довірчих відхилень є визначення довірчих меж для систематичної складової похибки вимірювання за нормованим середнім квадратичним відхиленням $\tilde{\sigma}(\Delta_c)$ систематичної складової Δ_c похибки засобів вимірювань даного типу. Помітимо, що похибка Δ_c для визначеної точки шкали конкретного екземпляра вимірювального приладу або міри є величиною детермінованою, а для всієї шкали приладу, а також для всіх екземплярів ЗВТ даного типу – випадковою.

Для заданої імовірності та при симетричних границях довірче відхилення розраховується за формулою:

$$\overset{0}{\Delta}_{np} = K\tilde{\sigma}\left(\overset{0}{\Delta}\right). \quad (1.14)$$

Аналогічно, довірчі межі інтервалу, в якому з установленою

імовірністю знаходиться систематична складова похибка вимірювання, розраховується за формулою

$$\Delta_c = K\tilde{\sigma}(\Delta_c). \quad (1.15)$$

Коефіцієнт K , що входить до формул (1.14) та (1.15), залежить від величини імовірності та виду функції розподілу (густини імовірності). Оскільки на практиці вимірювань здебільшого відсутні відомості про вид функцій розподілу, то в цих випадках для наближеного визначення її виду необхідно використовувати апріорні дані про причини появи похибок [41].

Найчастіше випадкові похибки підпорядковуються нормальній функції розподілу:

$$f\left(\begin{smallmatrix} 0 \\ \Delta \end{smallmatrix}\right) = \frac{1}{\sigma\left(\begin{smallmatrix} 0 \\ \Delta \end{smallmatrix}\right)\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{\Delta^2}{2\sigma^2\left(\begin{smallmatrix} 0 \\ \Delta \end{smallmatrix}\right)}\right). \quad (1.16)$$

Широке використання цього виду розподілу на практиці вимірювань пояснюється відомою центральною граничною теоремою теорії імовірності, яка стверджує, що розподіл випадкових похибок буде близьким до нормального кожного разу, коли результати спостережень формуються під впливом великої кількості незалежно діючих факторів, кожний з яких надає лише незначний вплив, порівняно з сумарним впливом всіх інших.

За формулою (1.7) з використанням (1.16) для різних значень коефіцієнта K розраховані відповідні значення імовірностей P та зведені в табл. 1.4, яку називають таблицею значень функції Лапласа. Ця таблиця дозволяє за заданою імовірністю P визначити коефіцієнт K .

1.6.5. Довірчі межі похибок результату вимірювання

Нагадаємо, що в якості оцінки дійсного значення вимірюваної величини при багаторазових вимірюваннях приймається середнє арифметичне $\bar{X}$, що в силу обмеженого числа спостережень є величиною випадковою. Мірою розсіювання середнього

арифметичного відносно дійсного значення, як показано в п. 1.6.3, є середнє квадратичне відхилення результату вимірювання $\tilde{\sigma}_{c.a.} \left(\overset{0}{\Delta} \right)$. Знаючи його значення, за формулою (1.9) можна визначити довірчі межі вимірювання (середнього арифметичного). Для цього, задаючись імовірністю (надійністю) P , можна за відповідною таблицею знайти значення коефіцієнта K та записати кінцевий результат у вигляді:

$$x = \bar{X} \pm \Delta_{c.a.} = \bar{X} \pm K \sigma_{c.a.} \left(\overset{0}{\Delta} \right), P = \dots \quad (1.17)$$

Однак ці міркування справедливі тільки у тому випадку, якщо значення $\sigma \left(\overset{0}{\Delta} \right)$ відоме тільки точно, тобто, якщо відомий вид функції розподілу. Якщо ж $\sigma \left(\overset{0}{\Delta} \right)$ замінити оцінкою $\tilde{\sigma} \left(\overset{0}{\Delta} \right)$, знайденою за дослідними даними при обмеженій кількості спостережень, то надійність P такої оцінки зменшиться, тому що вона залежить від кількості спостережень, та тільки при $n \rightarrow \infty$ маємо $\tilde{\sigma}(\Delta) \rightarrow \sigma \left(\overset{0}{\Delta} \right)$.

Легко бачити, що для забезпечення заданої імовірності P необхідно трохи розширити довірчі межі, тобто збільшити довжину інтервалу. В теорії імовірностей розроблений метод побудови такого інтервалу для випадку, коли число спостережень досить мале ($n \leq 30$) та коли похибки підпорядковуються нормальному закону розподілу або близькому до нього.

Щоб отримати значення довірчих меж такого інтервалу, необхідно у вираз (1.17) замість коефіцієнта K ввести новий коефіцієнт t , який за величиною більший, ніж K . Цей коефіцієнт був запропонований у 1908 р. англійським математиком та хіміком В.С. Госетом, який публікував свої праці під псевдонімом "Ст'юдент", та отримав згодом назву коефіцієнта Ст'юдента. При цьому було запропоновано виходити не із функцій розподілу випадкової величини $\bar{X} - a$, а з функції розподілу іншої від-

носної випадкової величини.

Таблиця 1.4

Значення функції Лапласа

$$P\{t|K\} = \frac{2}{\sqrt{2\pi}} \int_0^K e^{-\frac{y^2}{2}} dy$$

K	P	K	P	K	P
0	0,0000	1,00	0,6826	2,0	0,9545
0,05	0,0399	1,05	0,7063	2,1	0,9643
0,10	0,0797	1,10	0,7287	2,2	0,9722
0,15	0,1192	1,15	0,7499	2,3	0,9786
0,20	0,1585	1,20	0,7699	2,4	0,9836
0,25	0,1974	1,25	0,7887	2,5	0,9876
0,30	0,2358	1,30	0,8064	2,6	0,9907
0,35	0,2737	1,35	0,8230	2,7	0,9931
0,40	0,3108	1,40	0,8385	2,8	0,9949
0,45	0,3473	1,45	0,8529	2,9	0,9963
0,50	0,3829	1,50	0,8664	3,0	0,9973
0,55	0,4177	1,55	0,8789	3,1	0,9981
0,60	0,4515	1,60	0,8904	3,2	0,9986
0,65	0,4843	1,65	0,9011	3,3	0,9990
0,70	0,5161	1,70	0,9109	3,4	0,9993
0,75	0,5468	1,75	0,9199	3,5	0,9995
0,80	0,5763	1,80	0,9281	3,6	0,9997
0,85	0,6047	1,85	0,9357	3,7	0,9998
0,90	0,6319	1,90	0,9426	3,8	0,9999
0,95	0,6579	1,95	0,9488	3,9	0,9999

$$\tau = \frac{\bar{X} - a}{\sqrt{\frac{1}{n(n-1)} \sum_{i=1}^n (X_i - \bar{X})^2}}, \quad (1.18)$$

що має вигляд:

$$f(t, n) = \frac{\Gamma\left(\frac{n}{2}\right)}{\Gamma\left(\frac{n-1}{2}\right)\sqrt{\pi(n-1)}} \left(1 + \frac{t^2}{n-1}\right)^{-\frac{n}{2}}, n \geq 2$$

та має назву розподілу Стюдента. Тут $\Gamma(\alpha) = \int_0^{\infty} e^{-u} u^{\alpha-1} du$ – гамма-функція, t – коефіцієнт Стюдента. При $n \rightarrow \infty$ (практично при $n \geq 30$) розподіл Стюдента переходить у нормальний розподіл з одиничною дисперсією. Отже, при визначенні довірчих меж вже при $n \geq 30$ замість коефіцієнтів Стюдента можна використовувати коефіцієнти Лапласа. Випадкова величина буде знаходитись в інтервалі $(-t, +t)$ з імовірністю

$$P\{-t < \tau < t\} = \int_{-t}^t f(t, n) dt = P(t, n).$$

Функція $P(t, n)$ табульована, коефіцієнти Стюдента для різних n наведені у табл. 1.5.

Таблиця 1.5

Коефіцієнти Стюдента

$$P\{|t| < t_{\delta}\} = 2 \int_0^{t_{\delta}} f(t, n) dt$$

P							
n	0,8	0,9	0,95	0,98	0,99	0,995	0,999
2	3,08	6,31	12,71	31,82	63,71	127,3	636,60
n	0,8	0,9	0,95	0,98	0,99	0,995	0,999
3	1,89	2,92	4,30	6,96	9,92	14,1	31,60
4	1,64	2,35	3,18	4,54	5,84	7,45	12,94
5	1,53	2,13	2,77	3,75	4,60	5,60	8,61
6	1,48	2,02	2,57	3,36	4,03	4,77	6,86
7	1,44	1,94	2,45	3,14	3,71	4,32	5,96

Закінчення табл. 1.5

<i>P</i>							
8	1,42	1,89	2,36	3,00	3,50	4,03	5,40
9	1,40	1,86	2,31	2,90	3,36	3,83	5,04
10	1,38	1,83	2,26	2,82	3,25	3,69	4,78
11	1,37	1,81	2,23	2,76	3,17	3,58	4,59
12	1,36	1,80	2,20	2,72	3,11	3,50	4,49
13	1,36	1,78	2,18	2,68	3,06	3,43	4,32
14	1,35	1,77	2,16	2,65	3,01	3,37	4,22
15	1,34	1,76	2,14	2,62	2,98	3,33	4,14
16	1,34	1,75	2,13	2,60	2,95	3,29	4,07
17	1,34	1,75	2,12	2,58	2,92	3,25	4,02
18	1,33	1,74	2,11	2,57	2,90	3,22	3,96
19	1,33	1,73	2,10	2,55	2,88	3,20	3,92
20	1,33	1,73	2,09	2,54	2,86	3,17	3,88
25	1,32	1,71	2,06	2,49	2,80	3,09	3,74
30	1,31	1,69	2,04	2,46	2,76	3,04	3,66
40	1,30	1,68	2,02	2,42	2,70	2,97	3,55
60	1,30	1,67	2,00	2,39	2,66	2,91	3,46
120	1,29	1,66	1,98	2,36	2,62	2,86	3,37

Розподіл Стюдента дозволяє оцінити величину надійності

P за заданим значенням довір'яльних границь $\Delta_{c.a.} = t\tilde{\sigma}_{c.a.} \left(\Delta \right)^0$ у

або, навпаки, за заданою величиною надійності результату P знайти значення t , а звідси та величину довір'яльних похибок.

Дійсно, підставивши в нерівність $(-t < \tau < t)$ значення τ з (1.18), отримаємо:

$$-t < \frac{\bar{X} - a}{\sqrt{\frac{1}{n(n-1)} \sum_{i=1}^n (X_i - \bar{X})^2}} < t.$$

Розв'язуючи цю нерівність відносно a та враховуючи (1.13), будемо мати:

$$\bar{X} - t\tilde{\sigma}_{c.a.}\left(\overset{0}{\Delta}\right) < a < \bar{X} + t\tilde{\sigma}_{c.a.}\left(\overset{0}{\Delta}\right)$$

або

$$\bar{X} - t\frac{\tilde{\sigma}\left(\overset{0}{\Delta}\right)}{\sqrt{n}} < a < \bar{X} + t\frac{\tilde{\sigma}\left(\overset{0}{\Delta}\right)}{\sqrt{n}}.$$

Ці нерівності здебільшого записуються у вигляді виразу

$$a = \bar{X} \pm t\tilde{\sigma}_{c.a.}\left(\overset{0}{\Delta}\right); a = \bar{X} \pm t\frac{\tilde{\sigma}\left(\overset{0}{\Delta}\right)}{\sqrt{n}}$$

чи $a = \bar{X} \pm \overset{0}{\Delta}_{c.a.(np)}$,
де

$$\overset{0}{\Delta}_{c.a.(np)} = t\frac{\tilde{\sigma}\left(\overset{0}{\Delta}\right)}{\sqrt{n}} \quad (1.19)$$

називається довірвальною похибкою [5].

Таким чином, за допомогою таблиці коефіцієнтів Стюдента за формулою (1.19) можуть бути знайдені довірчі межі, які із заданою імовірністю не перевищують за абсолютною величиною відхилення середнього арифметичного значення від дійсного значення вимірюваної величини.

Із виразу (1.19) також випливає, що для заданої імовірності довірчий інтервал результату вимірювання в $\sqrt{n}$ менший довірчого інтервалу результату спостереження та зменшується зі збільшенням кількості спостережень, прямуючи в границі до нуля.

Результат вимірювання (середнє арифметичне) при цьому досягає дійсного значення вимірюваної величини з точністю до

систематичної складової похибки, отже, зі збільшенням числа спостережень можна відчутно зменшити випадкову складову похибку.

Приклад 1. Визначити довірчі межі похибки результату вимірювання ємності, якщо імовірність результату повинна бути $P = 0,99$. Записати підсумок вимірювань.

За табл. 1.5 коефіцієнтів Стюдента знаходимо для $n = 15$ та $P = 0,99$ величину $t = 2,98$.

Довірча похибка дорівнює:

$$\Delta_{с.а.}(np) = t \tilde{\sigma}_{с.а.} \left(\overset{0}{\Delta} \right) = 2,98 \cdot 1,6 = 4,8 \cong 5 \text{ пФ}.$$

Підсумок вимірювання: $C = 799 \pm 5 \text{ пФ}$; $P = 0,99$.

Отже, дійсне значення ємності з імовірністю 0,99 знаходиться в інтервалі від 794 до 804 пФ.

Приклад 2. Визначити, чи придатний використаний метод вимірювання ємності для однократного вимірювання з відносною похибкою 2 %, якщо імовірність повинна бути не гірше 0,95.

При розв'язуванні необхідно використовувати апіорні дані про те, що $\tilde{\sigma} \left(\overset{0}{\Delta} \right)$ отримане в результаті 15 спостережень. Тоді при $P = 0,95$ по табл. 1.5. для $n = 15$ знаходимо $t = 2,14$. Використовуючи попередньо отримане значення $\tilde{\sigma} \left(\overset{0}{\Delta} \right) = 6 \text{ пФ}$, отримуємо довірче відхилення

$$\Delta_{nb}(np) = t \tilde{\sigma} \left(\overset{0}{\Delta} \right) = 2,14 \cdot 6 = 13 \text{ пФ}.$$

Оскільки відносна похибка $\frac{\Delta_{nb}(np)}{C} = \frac{13}{799} \cdot 100 = 1,6 \%$ менше заданої, то метод можна вважати придатним, для однократного

вимірювання з відносною похибкою 2 %, якщо імовірність повинна бути не гірше 0,95.

1.6.6. Довірчі межі середнього квадратичного відхилення

Попередньо вже зазначалося, що оцінка середнього квадратичного відхилення результату спостереження $\tilde{\sigma} \begin{pmatrix} 0 \\ \Delta \end{pmatrix}$, обчислена за формулою (1.12), є величиною випадковою, тому що визначається з обмеженого числа спостережень, та тільки при дуже великому n буде незначно відрізнятися від значення $\tilde{\sigma} \begin{pmatrix} 0 \\ \Delta \end{pmatrix}$.

Для визначення ступеня наближеності $\tilde{\sigma}(\Delta)$ до $\tilde{\sigma} \begin{pmatrix} 0 \\ \Delta \end{pmatrix}$, аналогічно випадку середнього арифметичного, використовуються інтервальні оцінки. Для цього знаходять границі інтервалу, в якому із заданою імовірністю (надійністю) P знаходиться значення середнього квадратичного відхилення $\tilde{\sigma} \begin{pmatrix} 0 \\ \Delta \end{pmatrix}$.

В теорії імовірностей відомий метод оцінки довірчого інтервалу для $\tilde{\sigma} \begin{pmatrix} 0 \\ \Delta \end{pmatrix}$ при малої кількості спостережень у випадку нормального розподілу результатів спостережень. Для знаходження довірчих меж такого інтервалу розглядають випадкову величину

$$\xi = \chi^2 = \sum_{i=1}^n \left(\frac{X_i - \bar{X}}{\sigma \begin{pmatrix} 0 \\ \Delta \end{pmatrix}} \right)^2. \quad (1.20)$$

Функція розподілу цієї величини, яка відома під назвою χ^2 -розподілу, має вигляд:

$$f(\xi) = f(\chi^2) = \frac{\xi^{\frac{n-3}{2}}}{\sqrt{2^{n-1}} \Gamma\left(\frac{n-1}{2}\right)} e^{-\frac{\xi}{2}}.$$

Функція $f(\xi)$ асиметрична, причому асиметрія особливо різко виражена при малих n . Для випадків ($n > 30$) цей розподіл переходить в нормальний з середнім квадратичним відхиленням

$$\tilde{\sigma}_\sigma = \frac{\tilde{\sigma}^2\left(\begin{smallmatrix} 0 \\ \Delta \end{smallmatrix}\right)}{\sqrt{2(n-1)}}. \quad (1.21)$$

Формула (1.20), з врахуванням (1.11), може бути записана у вигляді

$$\chi^2 = \frac{n-1}{\sigma^2\left(\begin{smallmatrix} 0 \\ \Delta \end{smallmatrix}\right)} \tilde{\sigma}^2\left(\begin{smallmatrix} 0 \\ \Delta \end{smallmatrix}\right), \quad (1.22)$$

звідки отримуємо:

$$\sigma^2\left(\begin{smallmatrix} 0 \\ \Delta \end{smallmatrix}\right) = \frac{n-1}{\chi^2} \tilde{\sigma}^2\left(\begin{smallmatrix} 0 \\ \Delta \end{smallmatrix}\right) = K_\sigma^2 \tilde{\sigma}^2\left(\begin{smallmatrix} 0 \\ \Delta \end{smallmatrix}\right), \quad (1.23)$$

де коефіцієнт

$$K_\sigma = \sqrt{\frac{n-1}{\chi^2}}. \quad (1.24)$$

Вираз (1.22) встановлює зв'язок між дисперсією середнього квадратичного відхилення та її оцінкою при невеликій кількості спостережень.

Із формул (1.23) та (1.24) за допомогою χ^2 -розподілу можна знайти довірчі межі інтервалу, який із заданою імовірністю P накриває дійсне значення дисперсії $\sigma^2 \binom{0}{\Delta}$. Для цього необхідно визначити такі значення довірчих меж χ_1^2 та χ_2^2 , при яких імовірність попадання в інтервал, обмежений цими границями, дорівнювала б заданому значенню P . При цьому межі обираються таким чином, щоб імовірності виходу ζ з інтервалу $[\chi_1^2, \chi_2^2]$ були б рівні між собою та складали $0,5(1 - P)$, тобто:

$$P\{\sigma < \chi_1^2\} = P\{\sigma < \chi_2^2\} = 0,5(1 - P).$$

За знайденими довірчими межами для χ^2 можна визначити інтервал для дисперсії $\sigma^2 \binom{0}{\Delta}$.

Для доведення запишемо вираз для імовірності P :

$$P = P\{\chi_1^2 < \chi^2 < \chi_2^2\} = \int_{\chi_1^2}^{\chi_2^2} f(\xi) d\xi.$$

Цей вираз з використанням (1.22) та (1.23) може бути перетворено до вигляду:

$$\begin{aligned} & P\left\{\chi_1^2 < \frac{n-1}{\sigma^2 \binom{0}{\Delta}} \tilde{\sigma}^2 < \chi_2^2\right\} = \\ & = P\left\{\sqrt{\frac{n-1}{\chi_1^2}} \tilde{\sigma} \binom{0}{\Delta} > \sigma \binom{0}{\Delta} > \sqrt{\frac{n-1}{\chi_2^2}} \tilde{\sigma} \binom{0}{\Delta}\right\} = \\ & = P\left\{K_{\sigma_1} \tilde{\sigma} \binom{0}{\Delta} < \sigma \binom{0}{\Delta} < K_{\sigma_2} \tilde{\sigma} \binom{0}{\Delta}\right\} = P, \end{aligned}$$

$$\text{де } K_{\sigma_1} = \sqrt{\frac{n-1}{\chi_1^2}}, \quad K_{\sigma_2} = \sqrt{\frac{n-1}{\chi_2^2}}.$$

Отримана рівність означає, що з імовірністю P значення середнього квадратичного відхилення результату спостереження знаходиться в межах

$$K_{\sigma_1} \tilde{\sigma} \binom{0}{\Delta} < \sigma \binom{0}{\Delta} < K_{\sigma_2} \tilde{\sigma} \binom{0}{\Delta}. \quad (1.25)$$

Аналогічним чином можна оцінити та середнє квадратичне вимірювання (середнього арифметичного). Так як

$$\sigma_{c.a.} \binom{0}{\Delta} = \frac{\sigma \binom{0}{\Delta}}{\sqrt{n}} \quad \text{та} \quad \sigma_{c.a.} \binom{0}{\Delta} = \frac{\tilde{\sigma} \binom{0}{\Delta}}{\sqrt{n}}, \quad (1.26)$$

то

$$K_{\sigma_1} \tilde{\sigma}_{c.a.} \binom{0}{\Delta} < \sigma_{c.a.} \binom{0}{\Delta} < K_{\sigma_2} \tilde{\sigma}_{c.a.} \binom{0}{\Delta}. \quad (1.27)$$

Для різних значень імовірності P та кількості спостережень n розраховані відповідні значення коефіцієнтів K_{σ_1} і K_{σ_2} та зведені в табл. 1.6. Користуючись цією таблицею, можна для заданої імовірності P за відомою кількістю спостережень n визначити значення K_{σ_1} та K_{σ_2} або навпаки.

У випадку $n > 30$ при визначенні довірчих меж для $\sigma \binom{0}{\Delta}$ можна користуватись наближеною формулою (1.21), тоді $\sigma \binom{0}{\Delta} = \tilde{\sigma} \binom{0}{\Delta} \pm K \tilde{\sigma}_\sigma$, де $\tilde{\sigma}_\sigma = \frac{\tilde{\sigma} \binom{0}{\Delta}}{\sqrt{2(n-1)}}$, а K визначається за таблицею коефіцієнтів Лапласа.

Приклад 1. Визначити межі інтервалу, в якому з надійністю $P = 95 \%$ знаходиться значення середнього квадратичного відхилення результату спостереження, якщо розраховане числове значення оцінки $\sigma\left(\overset{0}{\Delta}\right) = 0,673$, а число спостережень $n = 30$.

За таблицею 1.6 для $P = 95$, $n = 30$ знаходимо $K_{\sigma_1} = 0,8$, $K_{\sigma_2} = 1,3$.

Користуючись формулою (1.25), визначаємо межі інтервалу

$$0,5 < \sigma\left(\overset{0}{\Delta}\right) < 0,9.$$

Порівнюючи числові значення $\tilde{\sigma}(\Delta)$ та $\sigma\left(\overset{0}{\Delta}\right)$, можна зробити висновок про недоцільність запису числового значення $\sigma\left(\overset{0}{\Delta}\right)$ більше, ніж однією значущою цифрою, тому що значення $\sigma\left(\overset{0}{\Delta}\right) = 0,7$ знаходяться в інтервалі для $\sigma\left(\overset{0}{\Delta}\right)$.

Приклад 2. Визначити довірчі межі для середнього квадратичного відхилення результату спостереження, якщо $n = 30$, $\tilde{\sigma}\left(\overset{0}{\Delta}\right) = 0,137$, а $P = 0,95$.

За табл. 1.6 для $P = 0,95$ знаходимо $K_{\sigma_1} = 0,8$, $K_{\sigma_2} = 1,3$.
Отже, $0,11 < \sigma\left(\overset{0}{\Delta}\right) < 0,18$.

В даному випадку вже не можна округляти числове значення $\sigma\left(\overset{0}{\Delta}\right) = 0,137$ до однієї цифри, тому що 0,1 або 0,2 виходить за межі довірчого інтервалу для $\sigma\left(\overset{0}{\Delta}\right)$. Результат для $\sigma\left(\overset{0}{\Delta}\right)$ необхідно записувати двома значущими цифрами.

Проводячи таким чином аналіз заокруглення можливих чис-

лових значень середніх квадратичних відхилень, а отже, та похибок, можна сформулювати правило їх округлення [13].

Таблиця 1.6

Коефіцієнти χ^2 -розподілу

№	P							
	0,90		0,95		0,98		0,99	
	K_1	K_2	K_1	K_2	K_1	K_2	K_1	K_2
1	0,51	16	0,45	32,0	0,39	80,0	0,36	160
2	0,58	4,4	0,52	6,3	0,47	10,	0,43	14,0
3	0,62	2,9	0,57	3,7	0,51	5,1	0,48	6,5
4	0,65	2,4	0,60	2,9	0,55	3,7	0,52	4,4
5	0,67	2,1	0,62	2,5	0,58	3,0	0,55	3,5
6	0,69	1,9	0,64	2,2	0,60	2,6	0,57	3,0
7	0,70	1,8	0,66	2,0	0,62	2,4	0,59	2,7
8	0,72	1,7	0,68	1,9	0,63	2,2	0,60	2,4
9	0,73	1,6	0,69	1,8	0,64	2,1	0,62	2,3
10	0,74	1,6	0,70	1,8	0,66	2,0	0,63	2,2
12	0,75	1,5	0,71	1,7	0,67	1,9	0,64	2,1
13	0,76	1,5	0,72	1,6	0,68	1,8	0,65	2,0
14	0,76	1,5	0,73	1,6	0,69	1,8	0,66	1,9
15	0,77	1,5	0,73	1,6	0,69	1,7	0,67	1,8
16	0,77	1,4	0,74	1,5	0,70	1,7	0,68	1,8
17	0,78	1,4	0,75	1,5	0,71	1,7	0,68	1,8
18	0,79	1,4	0,75	1,5	0,71	1,6	0,69	1,7
19	0,79	1,4	0,76	1,5	0,72	1,6	0,70	1,7
20	0,79	1,4	0,76	1,5	0,73	1,6	0,70	1,7
21	0,81	1,3	0,78	1,4	0,75	1,5	0,73	1,6
22	0,83	1,3	0,80	1,3	0,77	1,4	0,74	1,5
23	0,85	1,2	0,82	1,3	0,78	1,3	0,77	1,4
24	0,86	1,2	0,84	1,2	0,81	1,3	0,79	1,3
25	0,88	1,2	0,86	1,2	0,84	1,2	0,82	1,3
26	0,90	1,1	0,88	1,2	0,86	1,2	0,85	1,2
27	0,93	1,1	0,91	1,1	0,90	1,1	0,89	1,1

1. Похибка вказується однією значущою цифрою, якщо перша значуща цифра числового значення похибки більше або дорівнює трьом.

2. Похибка вказується двома значущими цифрами, якщо перша значуща цифра похибки дорівнює одиниці або двом.

3. У виразі залишається не більше двох значущих цифр, причому остання цифра округлюється до 0 або 5.

Приклад:

$465,13 \pm 0,4$ округлюється до $465,0 \pm 0,4$;

$465,56 \pm 0,25$ округлюється до $465,56 \pm 0,25$.

4. Числове значення результату вимірювань повинно закінчуватись цифрою того ж розряду, що та значення похибки.

Приклад:

$235,732 \pm 0,4$ округляються до $235,7 \pm 0,4$.

5. Якщо перша з цифр, що не враховується менше 5 і за нею не йдуть значущі цифри, то округлення проводиться до найближчої.

Приклад:

$21,35 \pm 0,2$ округляються до $21,4 \pm 0,2$;

$21,45 \pm 0,2$ округляються до $21,4 \pm 0,2$;

$21,55 \pm 0,2$ округляються до $21,6 \pm 0,2$.

6. Якщо перша з цифр, що не враховується, більше або дорівнює 5, але за нею йде значуща цифра, то остання цифра, що залишається, збільшується на одиницю.

Приклад:

$37,268 \pm 0,5$ округлюється до $37,3 \pm 0,5$;

$37,253 \pm 0,5$ округлюється до $37,3 \pm 0,5$.

7. Якщо перша з цифр, що не враховується, менше 5, то цифра, що залишається, не змінюється.

Приклад:

$442,741 \pm 0,2$ округлюється до $442,7 \pm 0,2$.

1.6.7. Функції розподілу похибок вимірювання

Для знаходження довірчих меж похибок необхідно визначити значення коефіцієнта K , які залежать від заданої імовірності, кількості спостережень та виду функції розподілу (густини імовірності). В практиці вимірювань часто відсутні експеримен-

тальні дані, що дозволяють встановити функцію розподілу. В цьому випадку, в залежності від джерел похибок, приймають одну з відомих функцій розподілу похибок в якості апіорної.

Нормальна функція розподілу. Нормальна функція розподілу імовірностей (табл. 1.7) в практиці вимірювань використовується найчастіше. Це пояснюється тим, що багато випадкових похибок з'являється внаслідок одночасної дії великої кількості незалежних, кожна з яких вносить приблизно однаково малу долю в загальну похибку. В цьому випадку, згідно з центральною граничною теоремою Ляпунова, розподіл загальної похибки прямує до нормальної залежності розподілу імовірностей окремих складових. Основною умовою застосування цього розподілу є відсутність окремих джерел домінуючих похибок.

Нормальний розподіл густини імовірності приймають при визначенні довірчих меж у випадках, коли мають місце:

флуктуаційні похибки різного роду (за рахунок дробового ефекту, за рахунок теплових шумів тощо);

похибки ряду незалежних експериментальних даних при великих n ($n > 30$), якщо відсутні дані для більш обґрунтованого вибору функції розподілу. Це зумовлено тим, що розрахунки, які ґрунтуються на нормальному розподілі, дають частіше збільшений довірчий інтервал, що забезпечує задану імовірність з більшою достовірністю.

Розподіл Стюдента. Цей розподіл (табл. 1.7) використовується при побудові довірчих інтервалів в тих самих випадках, що та нормальний розподіл, але коли число спостережень невелике ($n < 30$) (табл. 1.4).

Рівномірна функція розподілу. При рівномірному розподілі (табл. 1.7) похибок в інтервалі (b, c) густина імовірності визначається виразом:

$$f(\Delta) = \begin{cases} 0, \text{ при } \Delta < b, \\ \frac{1}{c-b}, \text{ при } b < \Delta < c, \\ 0, \text{ при } \Delta > c, \end{cases}$$

а математичне очікування дорівнює:

$$M\left[\overset{0}{\Delta}\right] = \int_b^c \overset{0}{\Delta} f\left(\overset{0}{\Delta}\right) d\overset{0}{\Delta} = \frac{b+c}{2} \neq 0.$$

Звідси при несиметричній рівномірній функції розподілу маємо систематичну складову похибки.

Дисперсія має таке значення:

$$D\left[\overset{0}{\Delta}\right] = \int_b^c \overset{0}{\Delta}^2 f\left(\overset{0}{\Delta}\right) d\overset{0}{\Delta} = \frac{(c-b)^2}{12}.$$

Відповідно середнє квадратичне відхилення буде:

$$\sigma\left(\overset{0}{\Delta}\right) = \sqrt{D\left[\overset{0}{\Delta}\right]} = \frac{c-b}{2\sqrt{3}}.$$

Для симетричної функції розподілу (табл. 1.6) $b = -a, c = a$, тоді:

$$M\left[\overset{0}{\Delta}\right] = 0, \quad D\left[\overset{0}{\Delta}\right] = \frac{a^2}{3}, \quad \sigma\left(\overset{0}{\Delta}\right) = \frac{a}{\sqrt{3}}.$$

Імовірність попадання випадкової похибки $\overset{0}{\Delta}$ в інтервалі $\left(-\overset{0}{\Delta}_1, \overset{0}{\Delta}_1\right)$ дорівнює:

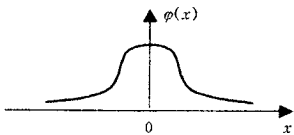
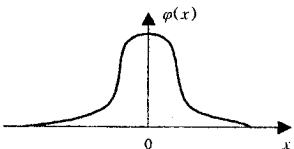
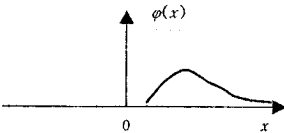
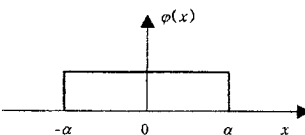
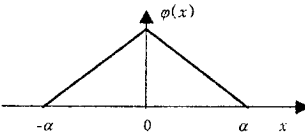
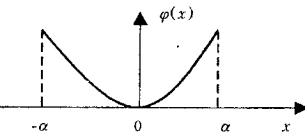
$$P\left\{-\overset{0}{\Delta}_1 \leq \overset{0}{\Delta} \leq \overset{0}{\Delta}_1\right\} = \int_{-\overset{0}{\Delta}_1}^{\overset{0}{\Delta}_1} f\left(\overset{0}{\Delta}\right) d\overset{0}{\Delta} = \int_{-\overset{0}{\Delta}_1}^{\overset{0}{\Delta}_1} \frac{1}{2a} d\overset{0}{\Delta} = \frac{\overset{0}{\Delta}_1}{a}.$$

При $\overset{0}{\Delta}_1 = a$ ця імовірність дорівнює 1,0. Звідси при $P = 1,0$ для симетричного рівномірного розподілу коефіцієнт $K = \sqrt{3} \cong 1,7$.

Дійсно, як впливає з (1.9):

$$\Delta_{\max}^0 = K\sigma\left(\begin{smallmatrix} 0 \\ \Delta \end{smallmatrix}\right) = a = \sqrt{3}\sigma\left(\begin{smallmatrix} 0 \\ \Delta \end{smallmatrix}\right), \text{ тобто } K = \sqrt{3}.$$

Таблиця 1.7

Вид функції	Графік функції	Назва функції розподілу густини імовірностей
Одномодальна симетрична		Нормальна
Одномодальна симетрична		Стюдента
Одномодальна асиметрична		Хіппа квадратна
Безмодальна		Рівномірна
Одномодальна симетрична		Трикутна
Антимодальна симетрична		Арксинусоїдальна

Симетричний рівномірний функції розподілу імовірностей підлягають:

- похибки округлення відліків за шкалою приладу;
- похибки врівноваження гальванометра;
- похибки значень опорів резисторів та ємностей конденсаторів;
- похибки від тертя в опорах стрілочних приладів;
- люфтові похибки;
- похибки від квантування за значенням в цифрових вимірювальних приладах.

Несиметричний функції розподілу підпорядковані:

- похибки за рахунок рівномірної зміни напруги джерела живлення в інтервалі між черговими корегуваннями, наприклад, зміни робочого струму потенціометра за рахунок розряду батареї;
- похибки за рахунок зміни вихідних величин при розігріванні апаратури за короткий час, наприклад, зміна частоти генератора за час вимірювання;
- похибки за рахунок недосконалої ізоляції.

Трикутна функція розподілу. В теорії імовірностей доводиться, що композиція двох однакових рівномірних розподілів являє собою трикутний розподіл густини імовірності та описується функцією (табл. 1.7)

$$f(\Delta) = \begin{cases} 0, & \text{при } \Delta < -a \\ \frac{a + \Delta}{a^2}, & \text{при } -a \leq \Delta \leq 0, \\ \frac{a - \Delta}{a^2}, & \text{при } 0 \leq \Delta \leq a, \\ 0, & \text{при } \Delta > a. \end{cases}$$

При цьому дисперсія дорівнює, $D[\Delta] = \frac{a^2}{6}$, а середнє квадратичне відхилення має значення $\sigma(\Delta) = \frac{a}{\sqrt{6}}$.

Імовірність того, що знайдеться випадкова похибка $\overset{0}{\Delta}$ пере-
буває в інтервалі $\left(-\overset{0}{\Delta}, \overset{0}{\Delta}\right)$, дорівнює:

$$P\left(-\overset{0}{\Delta}_1 \leq \overset{0}{\Delta} \leq \overset{0}{\Delta}_1\right) = \int_{-\overset{0}{\Delta}}^{\overset{0}{\Delta}} f\left(\overset{0}{\Delta}\right) d\overset{0}{\Delta} = \frac{2\overset{0}{\Delta}_1}{a} - \frac{\overset{0}{\Delta}_1^2}{a^2},$$

при $\overset{0}{\Delta} = a$ ця імовірність $P = 1,0$, а коефіцієнт $K = \sqrt{6}$.

Трикутній функції розподілу підпорядковуються:

- похибкам вимірювання ФВ, значення яких визначається як різниця між двома округленими відліками;
- нестабільність напруги мережі в заданих межах відхилення від номінального значення;
- похибки зумовлені "сухим" тертям.

Розподіл за законом арксинуса. Ця функція розподілу є антимодальною (табл. 1.7), їй підпорядковуються:

- всі похибки, що мають синусоїдний характер, з допустимою амплітудою періодичної зміни та випадковою (рівномірною) фазою;
- похибки вимірювання потужності за рахунок неузгодженості генератора з навантаженням (вимірювачем потужності);
- похибки деяких вимірювань в довгих лініях.

Густина імовірності описується виразом $f\left(\overset{0}{\Delta}\right) = \frac{1}{\pi\sqrt{a^2 - \overset{0}{\Delta}^2}}$ з

дисперсією $D\left(\overset{0}{\Delta}\right) = \frac{a^2}{2}$ та середнім квадратичним відхиленням

$$\sigma\left(\overset{0}{\Delta}\right) = \frac{a}{\sqrt{2}}.$$

Імовірність знаходження похибки $\overset{0}{\Delta}$ в інтервалі $\left(-\overset{0}{\Delta}_1; \overset{0}{\Delta}_1\right)$ дорівнює:

$$P\left(-\overset{0}{\Delta}_1 \leq \overset{0}{\Delta} \leq \overset{0}{\Delta}_1\right) = \int_{-\overset{0}{\Delta}}^{\overset{0}{\Delta}} f\left(\overset{0}{\Delta}\right) d\overset{0}{\Delta} = \frac{2}{\pi} \arcsin \frac{\overset{0}{\Delta}}{a}$$

і при $\overset{0}{\Delta}_1 = a$ $P = 1,0$, а коефіцієнт $K = \sqrt{2}$.

1.6.8. Виявлення та виключення грубих похибок

Наявність грубих похибок істотно спотворює як результат вимірювання, так та його довірчі межі. Ось чому вимірювання передусім повинні бути організовані таким чином, щоб можливість появи грубих похибок була зведена до мінімуму. Якщо ж у ряд спостережень все-таки закралася груба похибка, то такі спостереження повинні бути виявлені та виключені з обробки.

Слід зазначити, що важливо провести межу між “доброякісними” результатами спостережень та спостереженнями, що містять грубу похибку. Безумовно, у тому випадку, коли наявність грубої похибки не викликає сумніву, наприклад, коли результат одного із спостережень суттєво відрізняється від інших, і з’ясована причина появи цієї похибки, то виявлення грубої похибки не є складним і виключення цього спостереження з обробки буде обґрунтоване.

Проте слід пам’ятати, що в низці спостережень можуть зустрітися результати з дуже великими випадковими похибками, що є не грубим, а природнім статистичним відхиленням. Ці результати спостережень хоча та дають мало інформації про значення вимірюваної величини, проте характеризують дисперсію ряду спостережень та тому повинні бути збережені. Отже, необхідно об’єктивно оцінити, чи містить дане спостереження грубу похибку, чи його відхилення є результатом випадкового, але цілком закономірного явища. Не можна “на око”, інтуїтивно відкидати сумнівні результати спостережень, навіть якщо один із них суттєво відрізняється від інших.

Питання про те, чи містить результат даного спостереження грубу похибку може бути вирішене шляхом визначення меж інтервалу, імовірність виходу за який випадкового відхилення зовсім мала. Ці межі для нормально розподілених результатів спостережень розраховуються за формулою $\overset{0}{\Delta}_r = K_r \tilde{\sigma} \left(\overset{0}{\Delta} \right)$, де

K_r береться з табл. 1.8 за заданою імовірністю P та відомою кількістю спостережень n .

Таблиця 1.8

Коефіцієнти K_r для визначення границь грубих похибок

n	P						
	0,90	0,95	0,99	N	0,90	0,95	0,90
3	1,41	1,41	1,41	28	2,58	2,76	3,12
4	1,64	1,69	1,72	29	2,60	2,78	3,14
5	1,79	1,87	1,96	30	2,61	2,79	3,16
6	1,89	2,00	2,13	31	2,62	2,80	3,17
7	1,97	2,09	2,26	32	2,63	2,82	3,18
8	2,04	2,17	2,37	33	2,65	2,83	3,20
9	2,10	2,24	2,46	34	2,66	2,84	3,21
10	2,15	2,29	2,54	35	2,67	2,85	3,22
11	2,19	2,34	2,61	36	2,68	2,86	3,24
12	2,23	2,39	2,66	37	2,69	2,87	3,25
13	2,26	2,43	2,71	38	2,70	2,88	3,26
14	2,30	2,46	2,76	39	2,71	2,89	3,27
15	2,33	2,49	2,80	40	2,72	2,90	3,28
16	2,35	2,52	2,84	41	2,73	2,91	3,29
17	2,38	2,55	2,87	42	2,74	2,92	3,30
18	2,40	2,58	2,90	43	2,74	2,93	3,31
19	2,43	2,60	2,93	44	2,75	2,94	3,32
20	2,45	2,62	2,96	45	2,76	2,95	3,33
21	2,47	2,64	2,98	46	2,77	2,96	3,34
22	2,49	2,66	3,01	47	2,78	2,96	3,35
23	2,50	2,68	3,03	48	2,78	2,97	3,35
24	2,52	2,70	3,05	49	2,79	2,98	3,36
25	2,54	2,72	3,07	50	2,80	2,99	3,37
26	2,55	2,73	3,09	51	2,81	2,99	3,38
27	2,57	2,75	3,11	52	2,81	3,00	3,39

Якщо для сумнівного результату, що суттєво виділяється обчислене за дослідними даними значення випадкового відхи-

лення буде $\left| X_i - \bar{X} \right| > \Delta g$, то даний результат можна розглядати

як такий, що містить грубу помилку, та його треба відкинути. Потім повторити обробку для тих результатів спостережень, що залишилися.

Якщо ж для заданої імовірності $|X_i - \bar{X}| < \overset{0}{\Delta}_\Gamma$, то цей результат спостереження є наслідком статистичного розкладу та немає причин вважати його таким, що містить грубу похибку.

Приклад. При вимірюванні частоти були отримані деякі результати, які наведені у табл. 1.9. Потрібно визначити, чи містить результат п'ятого спостереження $f = 164,3$ кГц грубу похибку, якщо задане значення $P = 0,95$.

Таблиця 1.9

i	f_i , кГц	$\Delta f_i = f_i - f$, кГц	Δf_i^2	$\Delta f_i = f_i - \bar{f}'$, кГц	$(\Delta f_i')^2$
1	153,4	-2,68	7,18	-1,04	1,081
2	154,36	-1,48	2,19	+0,16	0,026
3	154,7	-1,38	1,90	+0,26	0,068
4	155,0	-1,08	1,17	+0,56	0,31
5	164,0	+8,22	67,75	-	-
6	154,5	-1,58	2,49	+0,06	0,004
	$\bar{f} = 156,08$ $\bar{f}' = 154,44$		$\tilde{\sigma} = 4,07$ кГц		$\tilde{\sigma}' = 1,22$ кГц

Для розв'язку знаходимо середнє арифметичне та середнє квадратичне відхилення результатів спостережень

$$\bar{f} = 156,08 \text{ кГц}, \tilde{\sigma} \left(\overset{0}{\Delta} \right) = 4,07 \text{ кГц}.$$

За табл. 1.8 для $P = 0,95$ та $n = 6$ знаходимо $K = 2,0$. Тоді

$$\overset{0}{\Delta}_\Gamma = K_r \tilde{\sigma} \left(\overset{0}{\Delta} \right) = 2,0 \cdot 4,07 = 8,14 \text{ кГц}.$$

Оскільки $\Delta f_5 = 8,25 > \overset{0}{\Delta}_\Gamma$, то результат $\Delta f_5 = 164,3$ кГц містить грубу похибку.

Якщо відкинути цей результат та повторити обчислення, тоді уточнене середнє арифметичне буде дорівнювати $\bar{f}' = 154,44$ кГц а середнє квадратичне відхилення $\bar{\sigma}'(\Delta) = 1,22$ кГц.

1.7. ОСНОВНІ ПОХИБКИ НЕПРЯМИХ ВИМІРЮВАНЬ

1.7.1. Основні відомості про похибки непрямих вимірювань

В даному випадку вимірюється не сама визначена величина, а інші величини, що функціонально з нею пов'язані. Значення вимірюваної величини знаходять шляхом обчислення за формулою:

$$Y = \varphi(A_K), \quad (1.28)$$

де Y – істинне значення вимірюваної величини, що шукається непрямым методом;

φ – функціональна залежність, форма якої та природа пов'язаних з нею величин заздалегідь відомі;

$A_1, \dots, A_k$ – значення величин, які вимірюються прямими методами ($k = 1, 2, \dots, m$).

До формули (1.27) можуть входити:

- наближені величини, які можуть бути іраціональними числами, наприклад, π , e , $\ln N$, $\sqrt{2}$, $\sqrt{3}$ тощо. Ці величини можна взяти з будь-яким ступенем точності;
- наближені значення різноманітних фізичних констант, наприклад, C – швидкість світла; e , m – заряд та маса електрона тощо. Ці величини, отримані в результаті численних та складних вимірювань та мають більш високий ступінь точності, в порівнянні з точністю контрольно-повірочних та технічних вимірювань, тому похибками округлення як перших, так та других величин на підставі критерію незначних похибок (див. п. 1.8.) можна знехтувати.

Оскільки значення величини Y визначається за результатами прямих вимірювань величин A_k , які можуть містити як систематичні, так та випадкові складові похибки, то та результат непрямого вимірювання також буде визначений з деякими систематичною та випадковою похибками.

1.7.2. Систематичні похибки непрямих вимірювань

При розгляді цього питання будемо вважати, що випадкові похибки відсутні, а є тільки систематичні незалежні похибки вимірювання аргументів $A_1, \dots, A_k, \dots, A_m$ виразу (1.2.8).

Якщо вимірювання проведені з деякими відомими абсолютними систематичними похибками $\Delta_{1c}, \dots, \Delta_{kc}, \dots, \Delta_{mc}$, то величина буде визначена з деякою похибкою $\Delta_{p.c.}$ та її значення буде визначатися за виразом:

$$Y + \Delta_{p.c.} = \varphi(A_1 + \Delta_{1c}, \dots, A_k + \Delta_{kc}, \dots, A_m + \Delta_{mc}). \quad (1.29)$$

Розклавши праву частину цього рівняння в ряд Тейлора і, нехтуючи похідними вище першої, можна вираз (1.29) представити у такому вигляді:

$$Y_p + \Delta_{p.c.} = \varphi(A_{1p}, \dots, A_{kp}, \dots, A_{mp}) + \sum_{k=1}^m \frac{\partial \varphi}{\partial A_k} \Delta_{kc},$$

де Y_p — результат непрямого вимірювання;

$\Delta_{p.c.}$ — систематична похибка результату непрямого вимірювання;

A_{1p}, A_{kp}, A_{mp} — результати прямих вимірювань відповідно;

$\partial \varphi / \partial A_k$ — часткова похідна в точці вимірювання;

Δ_{kc} — абсолютна систематична похибка вимірюваної величини A_k .

Звідси результат непрямого вимірювання:

$$Y_p = \varphi(A_{1p}, \dots, A_{kp}, \dots, A_{mp}), \quad (1.30)$$

а систематична похибка цього результату –

$$\Delta_{p.c} = \sum_{k=1}^m \frac{\partial \varphi}{\partial A_k} \Delta_{kc}. \quad (1.31)$$

Величини $\frac{\partial \varphi}{\partial A_k} \Delta_{kc}$ називають частковими систематичними похибками непрямого вимірювання.

Таким чином, систематична похибка результату непрямого вимірювання дорівнює алгебраїчній сумі часткових систематичних похибок.

Формула (1.31) є загальною, справедливою для будь-якої функціональної залежності. Проте в деяких випадках ця залежність може бути такою, що часткові похідні (при деяких значеннях аргументу) будуть дорівнювати нескінченності.

Наприклад:

$$\varphi = \arcsin X; \quad \left. \frac{d\varphi}{dx} \right|_{x=1} = \frac{1}{\sqrt{1-x^2}} \rightarrow \infty.$$

Поблизу таких точок користуватися формулою (1.31) не можна. У цьому випадку при розкладанні в ряд виразу (1.29) необхідно враховувати інші похідні.

Із загального виразу (1.31) утворюються розрахункові формули для двох найбільш поширених випадків.

Функціональна залежність має вигляд:

$$\Delta_{p.c} = (bA_1 + cA_2 + dA_3),$$

де b, c, d – константи. Систематична похибка у визначенні величини Y буде:

$$\Delta_{p.c} = b\Delta_{1c} + c\Delta_{2c} + d\Delta_{3c}. \quad (1.32)$$

Для залежності виду

$$Y = kA_1^\alpha A_2^\beta A_3^\gamma.$$

На основі (1.31) маємо:

$$\Delta_{p,c} = \alpha k A_1^{\alpha-1} A_2^\beta A_3^\gamma \Delta_{1c} + \beta k A_1^\alpha A_2^{\beta-1} A_3^\gamma \Delta_{2c} + \gamma k A_1^\alpha A_2^\beta A_3^{\gamma-1} \Delta_{3c}.$$

Цей вираз незручний для практичних обчислень. Проте він значно спрощується, якщо замість абсолютних похибок обчислити відносні систематичні похибки відповідних величин, тоді:

$$\delta_{p,c} = \alpha \delta_{1c} + \beta \delta_{2c} + \gamma \delta_{3c}, \quad (1.33)$$

де

$$\delta_{p,c} = \frac{\Delta_{p,c}}{Y}; \delta_{1c} = \frac{\Delta_{1c}}{A_1}; \delta_{2c} = \frac{\Delta_{2c}}{A_2}; \delta_{3c} = \frac{\Delta_{3c}}{A_3}.$$

Приклад. Потужність, що розсіюється на опорі R , визначається за формулою

$$P = U^2 R^{-1}.$$

Знайти похибку у визначенні P за умови, що R виміряно з похибкою $\delta_R = +0,5\%$, а U — із похибкою $\delta_U = -2\%$.

Оскільки функціональна залежність має значення коефіцієнтів $\alpha = 2$, а $\beta = -1$, то, користуючись формулою (1.33), знаходимо:

$$\delta_{p,c} = \alpha \delta_{Uc} + \beta \delta_{Rc} = 2(-2) - 1 \cdot (0,5) = -4,5\% \approx -5\%.$$

1.7.3. Випадкові похибки непрямих вимірювань

Результати непрямих вимірювань, що містять випадкові похибки, самі є випадковими величинами. Тому величини, визна-

чені за результатами прямих вимірювань, потрібно розглядати як функцію випадкових величин. Ця обставина дозволяє, використовуючи положення теорії імовірностей, знаходити оцінки дійсного значення та параметрів точності результату непрямих вимірювань за оцінками результату та параметрами точності прямих вимірювань. Оцінку дійсного значення вимірюваної величини знаходять шляхом підстановки у вихідний вираз (1.28) середніх арифметичних значень вимірюваних величин

$$\tilde{Y} = \varphi(\bar{A}_1, \dots, \bar{A}_k, \dots, \bar{A}_m). \quad (1.34)$$

Оцінка середнього квадратичного відхилення такої оцінки визначається формулою [5]

$$\tilde{\sigma}_{\tilde{Y}} = \sqrt{\sum_{k=1}^m \left(\frac{\partial \varphi}{\partial A_k} \right)^2 \tilde{\sigma}_k^2 + 2 \sum_{\substack{k, l=1 \\ k \neq l}}^m \frac{\partial \varphi}{\partial A_k} \frac{\partial \varphi}{\partial A_l} \tilde{\sigma}_k \tilde{\sigma}_l \tilde{R}_{kl}}, \quad (1.35)$$

де $\partial \varphi / \partial A_k$ – часткова похідна в точці вимірювання при $A_k = \bar{A}_k$;

$\tilde{\sigma}_k, \tilde{\sigma}_l$ – оцінка середніх квадратичних відхилень результатів вимірювання величин A_k і A_l відповідно;

$\tilde{R}_{kl}$ – оцінка коефіцієнта кореляції між випадковими похибками k -го та l -го аргументів.

В практиці вимірювань частіше використовуються відносні похибки. Якщо ввести відносні оцінки середніх квадратичних відхилень результатів вимірювань

$$\tilde{\rho}_Y = \frac{\tilde{\sigma}_Y}{\tilde{Y}}, \quad \tilde{\rho}_k = \frac{\tilde{\sigma}_k}{A_k}, \quad \tilde{\rho}_l = \frac{\tilde{\sigma}_l}{A_l},$$

то вираз (1.35) приводиться до такого вигляду:

$$\tilde{\rho}_{\bar{y}} = \sqrt{\sum_{k=1}^m \left(\frac{A_k}{Y} \frac{\partial \varphi}{\partial A_k} \right)^2 \tilde{\rho}_k^2 + 2 \sum_{\substack{k,l=1 \\ k \neq l}}^m \left(\frac{\bar{A}_k}{Y} \frac{\partial \varphi}{\partial A_k} \right) \left(\frac{\bar{A}_l}{Y} \frac{\partial \varphi}{\partial A_l} \right) \tilde{\rho}_k \tilde{\rho}_l \tilde{R}_{kl}}. \quad (1.36)$$

Знову розглянемо розрахункові формули для двох найбільш поширених випадків:

а) вимірювана величина Y представляється багаточленом першого ступеня:

$$Y = \sum_{k=1}^m b_k A_k,$$

де b_k – постійні коефіцієнти, а $k = 1, 2, \dots, m$, часткові похідні у формулі (1.35) рівні значенням коефіцієнтів b_k та вираз для середнього квадратичного відхилення результату непрямого вимірювання приймає вигляд:

$$\tilde{\sigma}_Y = \sqrt{\sum_{k=1}^m b_k^2 \tilde{\sigma}_k^2 + 2 \sum_{\substack{k,l=1 \\ k \neq l}}^m b_k b_l \tilde{\sigma}_k \tilde{\sigma}_l \tilde{R}_{kl}}; \quad (1.37)$$

б) для випадку, коли формула непрямого вимірювання являє собою добуток степенів вихідних величин

$$Y = k \prod_{j=1}^m A_j^{\alpha_j},$$

де k – числовий безрозмірний коефіцієнт, часткові похідні у формулі (1.36) рівні значенням показників степеня. Вираз для відносної оцінки середнього квадратичного відхилення результату непрямого вимірювання в цьому випадку приймає вигляд:

$$\tilde{\rho}_{\bar{y}} = \sqrt{\sum_{k=1}^m \alpha_k^2 \tilde{\rho}_k^2 + 2 \sum_{\substack{k,l=1 \\ k \neq l}}^m \alpha_k \alpha_l \tilde{\rho}_k \tilde{\rho}_l \tilde{R}_{kl}}. \quad (1.38)$$

Довірчі межі похибки результату непрямого вимірювання для заданої імовірності (надійності) визначаються так само, як та довірчі межі для похибки прямих вимірювань (див. пп. 1.6.4, 1.6.5.).

Підсумковий результат непрямого вимірювання записується у вигляді:

$$X = \tilde{X} + k\tilde{\sigma}_x; \quad P = \dots \quad (1.39)$$

Величина k у цій формулі визначається, виходячи з закону розподілу підсумкового результату непрямого вимірювання.

Розподіл результатів непрямих вимірювань буде нормальним, якщо функції розподілу результатів непрямих вимірювань також нормальні та їх середні арифметичні отримані обробкою достатньо великої кількості результатів спостережень.

За формулами (1.35) та (1.36) розраховуються оцінки середніх квадратичних відхилень результату непрямого вимірювання за відомою функціональною залежністю і відомими оцінками середніх квадратичних відхилень прямих вимірювань. При цьому розрізняють два випадки. Перший випадок – між похибками вимірювань величин є кореляція, другий випадок – коли ці похибки незалежні.

Випадок корельованих похибок. Найчастіше похибки корельовані в тих випадках, коли вимірюються одночасно дві величини однотипними вимірювальними приладами, при цьому фактори, що обумовлюють випадкові похибки, одночасно впливають на результати вимірювань як першої, так та другої величини. Наприклад, смугу пропускання контуру знаходять як різницю двох частот $P = f_2 - f_1$, або ємність визначають методом заміщення з виразу $C = C1 - C2$ тощо. Відліки при таких вимірюваннях роблять один за одним через невеликі проміжки часу. Тому варто очікувати вплив різноманітних чинників (зміна зовнішніх дій, електричних, магнітних, температурних та інших полів, умов живлення тощо) на результати вимірювання, який буде майже однаковим. При визначенні різниці результатів прямих вимірювань частина похибок, обумовлених цими факторами, компенсується. Залишаться похибки, обумовлені тими факторами, що між спостереженнями встигли дещо змінитися.

Природно, що зв'язок між похибками результатів вимірювань буде не функціональний, тому що при багаторазових вимірюваннях величина цих похибок буде різною. Отже, буде мати місце кореляційний зв'язок між похибками вимірювання цих величин.

В деяких випадках причиною кореляції між результатами вимірювань може стати сам оператор, тому що його досвід та навички значно впливають на результати вимірювань. Зокрема, це може проявитися у випадку застосування способу вимірювань з використанням приладів з ручним зрівноважуванням (звірення на потенціометрі, вимірювання мостовими методами, у фотометрії тощо).

Можливі значення коефіцієнта кореляції лежать в інтервалі $-1 < R < +1$. При позитивній кореляції, тобто коли $R > 0$, одна з похибок має тенденцію зростати при збільшенні іншої, а при негативній кореляції похибка вимірювання однієї величини виявляє тенденцію до зменшення при збільшенні похибки вимірювання іншої величини.

Оцінку коефіцієнта кореляції R звичайно обчислюють на підставі результатів спостережень прямих вимірювань вихідних величин за формулою:

$$\tilde{R}_{kl} = \frac{\sum_{i=1}^n (A_{ik} - \bar{A}_k)(A_{il} - \bar{A}_l)}{\tilde{\sigma}_k \tilde{\sigma}_l (n-1)}. \quad (1.40)$$

Випадок незалежних похибок. Коли вихідні величини вимірюють за допомогою різноманітних ЗВТ через великі проміжки часу, можна з повною підставою очікувати, що результати, якщо та будуть корельовані, то дуже слабко, та можна вважати, що коефіцієнт кореляції у виразах (1.35) та (1.36) практично дорівнює нулю. Тоді оцінка середнього квадратичного відхилення буде визначатися більш простим виразом:

$$\tilde{\sigma}_{\bar{Y}} = \sqrt{\sum_{k=1}^m \left(\frac{d\varphi}{dA_k} \right)^2} \tilde{\sigma}_k^2. \quad (1.41)$$

Відповідно для окремих випадків (див. вирази (1.37), (1.38)) будемо мати:

$$\tilde{\sigma}_{\bar{Y}} = \sqrt{\sum_{k=1}^m b_k^2 \tilde{\sigma}_k^2}; \quad (1.42)$$

$$\tilde{\rho}_{\bar{Y}} = \sqrt{\sum_{k=1}^m a_k^2 \tilde{\rho}_k^2}. \quad (1.43)$$

З формули (1.41) можна одержати вираз для визначення оцінки похибки результату непрямого вимірювання, коли відомі границі допустимих похибок результатів прямих вимірювань вихідних величин. Дійсно, якщо функції розподілу похибок усіх вихідних величин (аргументів) однакові та задані тою ж самою довірчою імовірністю, то коефіцієнти K будуть мати однакове значення для всіх аргументів. Тоді, помноживши праву та ліву частини формули (1.41) на K , з урахуванням (1.9), одержимо:

$$\tilde{\Delta}_{\bar{Y}} = \sqrt{\sum_{k=1}^m \left(\frac{d\varphi}{dA_k} \right)^2 \tilde{\Delta}_k^2}. \quad (1.44)$$

Приклад. Визначити значення максимальної похибки зміни електричної енергії за такими даними:

$$I = 10,320 \pm 0,015 \text{ А};$$

$$R = 11,68 \pm 0,01 \text{ Ом};$$

$$T = 405,2 \pm 0,1 \text{ с.}$$

Відносна максимальна похибка непрямого вимірювання, відповідно до (1.43), буде:

$$\begin{aligned}\rho_w &= \sqrt{a_I^2 \left(\frac{\tilde{\sigma}_I}{I} \right)^2 + a_R^2 \left(\frac{\tilde{\sigma}_R}{R} \right)^2 + a_t^2 \left(\frac{\tilde{\sigma}_t}{t} \right)^2} = \\ &= \sqrt{2^2 \left(\frac{0,0015}{10,32} \right)^2 + \left(\frac{0,01}{11,68} \right)^2 + \left(\frac{0,1}{405,2} \right)^2} = 0,004.\end{aligned}$$

1.8. ПІДСУМОВУВАННЯ ПОХИБОК ВИМІРЮВАННЯ

1.8.1. Критерій незначних похибок вимірювання

Часткові похибки непрямого вимірювання часто вносять неоднаковий внесок у числове значення підсумкової похибки. Деякі з них практично не впливають на чисельні показники точності. Такі похибки називаються незначними або мізерно малими. З метою скорочення та спрощення обрахунків, незначними похибками варто знехтувати [6].

Кількісне значення критерію незначних похибок знаходять, виходячи з правил округлення результатів вимірювання. Відповідно до ГОСТ 8.009-84, у чисельних показниках точності повинно бути не більше двох значущих цифр, а інші – округлюються. Тому природно вважати незначними ті часткові похибки, які вносять вклад у цифри розрядів, які підлягають округленню [40].

Для випадкових похибок критерій встановлюється за такої умови: якщо відкидання незначної похибки змінить підсумковий показник точності, наприклад σ_Σ не більш ніж на 5 %, то така похибка вважається незначною. Дійсно, зменшення σ_Σ на $0,05\sigma_\Sigma$ не змінить значущі цифри чисельного показника точності. Наприклад, при округленні числа 1,0499... останнє приймається 1,0.

Таким чином, якщо серед часткових похибок $M_k = \frac{\partial \varphi}{\partial A_k} \tilde{\sigma}_k$,

які є складовими в сумі $\tilde{\sigma}_\Sigma = \sqrt{\sum_{\substack{k=1 \\ k \neq j}}^m M_k^2}$, є часткова похибка

$$M_j = \frac{\partial \varphi}{\partial A_j} \tilde{\sigma}_j$$

такої величини, що виконується умова

$$\tilde{\sigma}_\Sigma = \sqrt{\sum_{k=1}^m M_k^2} < 0,05 \tilde{\sigma}_\Sigma$$

або

$$0,95 \tilde{\sigma}_\Sigma < \sqrt{\sum_{\substack{k=1 \\ k \neq j}}^m M_k^2},$$

то таку похибку варто віднести до незначної.

Підносячи до квадрату обидві частини останньої нерівності та маючи на увазі, що

$$\sum_{\substack{k=1 \\ k \neq j}}^m M_k^2 = \sum_{k=1}^m M_k^2 - M_j^2,$$

одержимо

$$0,9025 \tilde{\sigma}_\Sigma^2 < \tilde{\sigma}_\Sigma^2 - M_j^2.$$

Звідки випливає, що

$$M_j < 0,312 \tilde{\sigma}_\Sigma.$$

Округлюючи останню нерівність, остаточно отримуємо:

$$M_j < 0,3 \tilde{\sigma}_\Sigma; \quad M_j < \frac{1}{3} \tilde{\sigma}_\Sigma. \quad (1.45)$$

Для систематичних похибок (див. формулу (1.31)), що, на відміну від випадкових, підсумовуються алгебраїчно, критерії

незначних похибок встановлюються з урахуванням цього правила. Прийнято вважати, що коли сума складових (або складового) не перевищує 10 % від складової похибки, то такі систематичні складові похибки відносять до незначних.

1.8.2. Підсумовування похибок вимірювання

При оцінці точності результатів вимірювання часто виникає необхідність у підсумовуванні похибок. Зокрема такі задачі вирішуються при визначенні сумарної похибки за відомими складовими; при визначенні похибки від комплексної дії декількох впливаючих величин; при оцінці похибки вимірювальної установки, що складається з декількох вимірювальних приладів (при відомих похибках останніх); при визначенні похибок ЗВТ, що входять у вимірювальну установку, якщо задане допустиме значення похибки кінцевого результату вимірювання тощо. Окремим випадком підсумовування похибок є оцінка похибок непрямих вимірювань.

Слід зазначити, що питання про підсумовування похибок у даний час ще не одержало коректного та загальнодопустимого теоретичного вирішення. В практиці широко застосовуються способи арифметичного, алгебраїчного та квадратичного підсумовування похибок.

При арифметичному підсумовуванні підсумовують модулі граничних похибок. Алгебраїчно підсумовуються систематичні похибки з урахуванням їхніх знаків. При квадратичному підсумовуванні складову похибку знаходять як квадратний корінь із суми квадратів окремих граничних похибок (геометричне підсумовування).

Проте ці способи не універсальні, тому що можуть давати значні відхилення отриманого значення сумарної похибки від дійсного. Спосіб арифметичного підсумовування дає завищене значення похибки, особливо у випадках, коли наявне велике число часткових похибок та всі вони мають близьке числове значення (відсутня домінуюча похибка). Справа в тому, що імовірність події, коли усі часткові похибки одночасно приймуть максимальні значення та при цьому їхні знаки будуть однаковими, надзвичайно мала. Квадратичне підсумовування граничних похибок дає занижене значення похибок, у порівнянні з дійсним.

Якщо відоме рівняння вимірювання, то більш допустимим підсумовуванням є так званий метод моментів, заснований на квадратичному підсумовуванні середніх квадратичних відхилень, тобто на підсумовуванні дисперсій. Це зручно тому, що таке підсумовування дозволяє одержати середню квадратичну похибку сумарної сукупності незалежно від функції розподілу часткових похибок. Цей метод дає правильні результати для лінійних систем, для нелінійних систем він дає відхилення сумарної похибки від дійсного значення помітно менші, ніж при арифметичному підсумовуванні.

Сумарна середня квадратична похибка при такому методі розраховується за формулою:

$$\tilde{\sigma}_{\Sigma} = \sqrt{\sum_{i=1}^m \left(\frac{d\varphi}{dA_i} \right)^2 \tilde{\sigma}_i^2 + 2 \sum_{\substack{i,j=1 \\ i \neq j}}^m \frac{\partial \varphi}{\partial A_i} \frac{\partial \varphi}{\partial A_j} \tilde{\sigma}_i \tilde{\sigma}_j \tilde{R}_{ij}}, \quad (1.46)$$

де φ – символ, який виражає рівняння прямого або непрямого вимірювання;

$\frac{\partial \varphi}{\partial A_i}$ – часткова похідна, яка розрахована для номінальних

значень аргументів (часто цю величину називають коефіцієнтом впливу).

Часткові похибки $M_i = \frac{\partial \varphi}{\partial A_i} \tilde{\sigma}_i$ можна визначити експеримен-

тальним або дослідно-розрахунковим шляхом. Їх можна відносити як до однієї, так та до декількох ланок, до однієї або декількох впливаючих величин. При цьому необхідно, щоб форма їхнього представлення була однаковою та дозволяла робити підсумовування, тобто показники точності усіх часткових похибок повинні бути виражені одним способом та представлені або абсолютними, або відносними значеннями.

У радіовимірюваннях в якості показника точності широко використовують граничну похибку, що у статистичному змісті варто розуміти як половину довірчого інтервалу, можливість виходу похибки за межі якого мала. Сума граничних похибок у цьому випадку розраховується аналогічно:

$$\tilde{\Delta}_{\Gamma p} = \sqrt{\sum_{i=1}^m \left(\frac{d\varphi}{dA_i} \right)^2 \tilde{\Delta}_i^2 + 2 \sum_{\substack{i,j=1 \\ i \neq j}}^m \frac{d\varphi}{dA_i} \frac{d\varphi}{dA_j} \tilde{\Delta}_i \tilde{\Delta}_j \tilde{R}_{ij}},$$

де $\tilde{\Delta}_i$ – часткова гранична випадкова похибка.

При великому числі незалежних джерел похибок та відсутності домінуючої похибки функція розподілу сумарної похибки прямує згідно з центральною теоремою до нормальної незалежно від законів розподілу часткових похибок. Це найбільш розповсюджений випадок у вимірювальній практиці. Тому у більшості випадків для розподілу сумарної похибки приймається нормальна функція розподілу. У цьому випадку середнє квадратичне відхилення сумарної похибки розраховується за формулою (1.46), а значення коефіцієнта K можуть бути знайдені при заданій імовірності P за табульованою функцією Лапласа (при $n > 30$), або за табульованою функцією Стюдента (при $n < 30$).

Звичайно довірча імовірність береться $P = 0,997$, для якої $K = 3$. При цьому гранична сумарна похибка буде дорівнювати $\Delta = K\sigma = 3\sigma$.

У тому випадку, коли серед часткових похибок є домінуюча, підсумовувати потрібно з урахуванням її функції розподілу. Наприклад, якщо одна з часткових похибок знайдена з досліду, в якому кількість спостережень $n < 30$, то таку похибку варто віднести до домінуючої. У цьому випадку функція розподілу сумарної похибки буде відрізнятися від нормальної.

Аналіз суті деяких похибок електро- та радіовимірювань, що часто зустрічаються, показує, що доцільно приймати для них відомі функції розподілу (див. п. 1.6.7) як апіорні та признавати відповідні числові значення коефіцієнтів K .

Слід зазначити, що підсумовування випадкових похибок за формулами (1.35), (1.36), (1.45) та (1.46) досить часто призводить до зайвого ускладнення викладів, що не виправдовується отриманим при цьому підвищенням точності визначення похибки, оскільки в переважній більшості практичних випадків допустима неточність визначення похибки до 15 %. Такі ускладнення виникають насамперед при визначенні ступеня взаємних коре-

ляційних зв'язків між похибками окремих складових, тобто при визначенні матриці коефіцієнтів кореляції. Тому рекомендують такий спрощений підхід до визначення взаємних кореляційних зв'язків: похибки усіх вимірювань розподіляють на окремі групи, об'єднавши в кожній з них сильно корельовані похибки. До кожної такої групи варто віднести похибки, обумовлені однією та тією ж причиною. Похибки групи будуть підпорядковані одній та тій же функції розподілу, тому сумарна похибка буде мати ту ж функцію розподілу. Для таких груп варто вважати, що коефіцієнт кореляції має значення або $+1$, або -1 . Підсумовування похибок всередині таких груп алгебраїчне. Дійсно, наприклад, для двох аргументів відповідно до формули (1.46) при $R_{ij} = \pm 1$ маємо:

$$\begin{aligned}\tilde{\sigma}_{\Sigma} &= \sqrt{\left(\frac{\partial \varphi}{\partial A_1}\right)^2 \tilde{\sigma}_1^2 \pm 2 \frac{d\varphi}{dA_1} \frac{\partial \varphi}{\partial A_2} \tilde{\sigma}_1 \tilde{\sigma}_2 + \left(\frac{\partial \varphi}{\partial A_2}\right)^2 \sigma_2^2} = \\ &= \frac{\partial \varphi}{\partial A_1} \tilde{\sigma}_1 \pm \frac{\partial \varphi}{\partial A_2} \tilde{\sigma}_2.\end{aligned}$$

Складові похибки, отримані після підсумовування в кожній з таких груп, не мають або мають слабкі кореляційні зв'язки, тому вважають, що між групами $R_{ij} = 0$. Тоді похибки груп повинні підсумовуватись одна з одною, а також з іншими некорельованими похибками квадратично. У випадку, коли часткові похибки складаються з випадкових та відомих систематичних похибок та останні не вдається виключити з результатів вимірювання, загальна гранична сумарна похибка Δ_p знаходиться алгебраїчним підсумовуванням сумарної систематичної та сумарної випадкової похибок. При цьому знак сумарної випадкової похибки співпадає зі знаком сумарної систематичної похибки:

$$\Delta_{PP} = \Delta_{c\Sigma} + \overset{0}{\Delta}_{\Sigma} = \sum_{k=1}^n \frac{\partial \varphi}{\partial A_k} \Delta_{kc} + \sqrt{\sum_{i=1}^m \left(\frac{\partial \varphi}{\partial A_i}\right)^2 \overset{0}{\Delta}_i^2}.$$

Часто при вимірюваннях не вдається не тільки цілком виключити систематичні похибки, а навіть визначити, до яких систематичних чи випадкових вони відносяться. До таких похибок відносяться не визначені залишки систематичних похибок, а також похибки, систематичні за природою, для яких невідомі знаки, а відомо тільки, що вони не перевищують задане найбільше значення. Такі похибки повинні розглядатися як випадкові та підсумовування їх повинно бути квадратичним.

КОНТРОЛЬНІ ЗАПИТАННЯ ТА ЗАДАЧІ

1. Дати визначення фізичної величини.
2. Перерахувати основні різновиди вимірювань.
3. Перерахувати основні різновиди похибок вимірювання.
4. Пояснити, як виявляються та враховуються систематичні та випадкові похибки при прямих та непрямих вимірюваннях.
5. Пояснити, як виключаються грубі похибки.
6. У чому полягає суть критерію незначних похибок вимірювання?
7. Як підсумовуються похибки при вимірюваннях?
8. Задача. Визначити частоту коливального контуру за результатами безпосереднього вимірювання індуктивності та його ємності : $L = 200 \pm 30$ мГн ; $C = 300 \pm 20$ мкФ .
9. Оцінити результат непрямого вимірювання індуктивності на основі співвідношення $L_x = \frac{1}{\omega^2(C_{обр} + C)}$, де $\omega = 200 \pm 10$ кГц ; $C_{обр} = 100,1 \pm 0,1$ мкФ ; $C = 50 \pm 5$ мкФ .

ГЛАВА 2. ЗАСОБИ ВИМІРЮВАЛЬНОЇ ТЕХНІКИ ТА ЇХ ОСНОВНІ ХАРАКТЕРИСТИКИ І ПАРАМЕТРИ

2.1. ОСНОВНІ ВІДОМОСТІ ПРО ЗАСОБИ ВИМІРЮВАЛЬНОЇ ТЕХНІКИ

Класифікація засобів вимірювальної техніки

Засобом вимірювальної техніки є технічний засіб, який застосовується під час вимірювань і має **нормовані метрологічні характеристики (МХ)**. ЗВТ поділяються на елементарні та комплексні. До ЗВТ відносяться засоби вимірювання (ЗВ), вимірювальні пристрої (рис. 2.1).

Засобом вимірювання є ЗВТ, який реалізує процедуру вимірювань. **Точність ЗВ** – це характеристика ЗВ, яка визначає близькість його показів до істинного значення вимірюваної величини. **Вимірювальним пристроєм** називають ЗВТ, в якому виконується лише одна з складових частин процедури вимірювань (вимірювальна операція).

Звірення ЗВТ – це порівняння ЗВТ з еталоном того ж виду (міри з мірою, вимірювального приладу з вимірювальним приладом) для визначення систематичної похибки; передавання розміру одиниці ФВ – зведення розміру одиниці ФВ, яка відтворюється або зберігається ЗВТ, що повіряється, до розміру одиниці, що відтворюється або зберігається еталоном – здійснюється при їх порів'язі.

До вимірювальних пристроїв належать: міра ФВ, пристрій зрівняння (компаратор), вимірювальний перетворювач, масштабний вимірювальний перетворювач. **Міра ФВ** – це вимірювальний пристрій, що реалізує відтворення та (або) збереження ФВ заданого значення; **пристрій порівняння** реалізує порівняння однорідних ФВ; **вимірювальний перетворювач (ВП)** реалізує вимірювальне перетворення ФВ. Масштабний ВП – це ВП, який реалізує масштабне вимірювальне перетворення.

Вимірювальним приладом називають ЗВ, в якому створюється візуальний сигнал вимірювальної інформації. Розрізняють **аналоговий вимірювальний прилад** – вимірювальний прилад, в якому візуальний сигнал вимірювальної інформації надається за допомогою шкали та вказівника, – та **цифровий вимірювальний прилад**, в якому візуальний сигнал вимірювальної інформації надається у вигляді цифр чи символів на показниковому пристрої.



Рис. 2.1 Класифікація ЗВТ

Аналогові та цифрові вимірювальні прилади поділяються на прилади порівняння (зіставлення) та прилади зрівноваження.

Похибки ЗВТ поділяються на абсолютні, відносні та зведені, систематичні та випадкові, адитивні, мультиплікативні та нелінійні, основні та додаткові, статичні та динамічні (рис. 2.2).

Абсолютна похибка ЗВТ – це різниця між результатом вимірювання ЗВТ X та (умовно) істинним значенням X_0 вимірюваної величини:

$$\Delta = X - X_0.$$

Відносна похибка ЗВТ – відношення абсолютної похибки ЗВТ Δ до умовно істинного значення X_0 вимірюваної величини:

$$\delta = \left(\frac{\Delta}{X_0} \right) \cdot 100\%.$$

Зведена похибка ЗВТ – це відношення абсолютної похибки ЗВТ Δ до нормованого значення X_n шкали приладу:

$$\gamma = \left(\frac{\Delta}{X_n} \right) \cdot 100\%.$$

Адитивна похибка ЗВТ – складова абсолютної похибки ЗВТ, яка залежить від вимірюваної величини; мультиплікативна – яка пропорційна вимірюваній величині; нелінійна – яка змінюється нелінійно від вимірюваної величини.

Основна похибка ЗВТ – похибка ЗВТ при нормальних умовах його використання, а **додаткова** – яка додатково виникає під час використання ЗВТ в умовах відхилення хоча б однієї з впливних величин від нормального значення або її виходу за границі нормальної зони значень.



Рис. 2.2. Класифікація похибок ЗВТ

Розрізняють також систематичну, випадкову, статичну та динамічну похибки ЗВТ, які визначаються аналогічно визначенням похибок вимірювань.

2.2. СИГНАЛИ ВИМІРЮВАЛЬНОЇ ІНФОРМАЦІЇ, ЇХ ХАРАКТЕРИСТИКИ ТА ПАРАМЕТРИ

Загальні відомості. У ЗВТ передача, збереження та відображення інформації про значення вимірюваних величин здійснюються за допомогою сигналів, що прийнято називати сигналами вимірювальної інформації. Сигнал, як матеріальний носій інформації, являє собою деякий фізичний процес, один з параметрів якого функціонально пов'язаний з вимірюваною величиною. Такий параметр називають інформативним параметром. Інші параметри сигналу називають неінформативними [7]. В електричних ЗВТ найчастіше застосовують електричні сигнали, інформативними параметрами яких можуть бути миттєві значення постійних струмів і напруг, амплітудні, середньовипрямлені чи діючі значення синусоїдних струмів і напруг, а також їхня частота чи фаза тощо.

При проходженні сигналів у ЗВТ вони можуть перетворюватися з одного виду в інший, більш зручний для наступної передачі, збереження чи обробки, сприйняття оператором. Для ілюстрації таких перетворень на рис. 2.3 наведена структурна схема приладу, призначеного для вимірювання температури. На виході термопари ТП виникає сигнал вимірювальної інформації — термо-ЕРС e , що залежить від вимірюваної температури t ($^{\circ}\text{C}$).

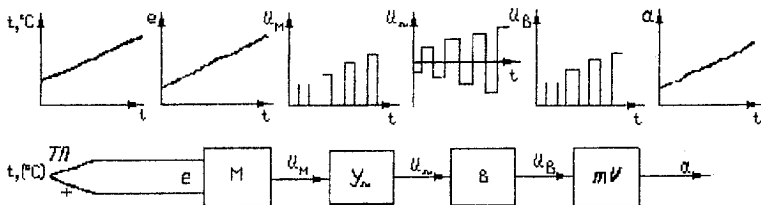


Рис. 2.3. Сигнали вимірювальної інформації в приладі для вимірювання температури

Цей сигнал перетворюється модулятором M в прямокутні імпульси напруги U_m , амплітуда яких пропорційна термо-ЕРС. Змінна складова сигналу (U_m) підсилюється підсилювачем ($U \sim$) змінного струму $U \sim$ і перетворюється в однополярні імпульси U_B випрямлячем B . Вихідний сигнал випрямляча подається на мілівольтметр mV , викликаючи відхилення його покажчика на деякий кут α . У даній схемі сигнали e , U_m , $U \sim$, U_B , α є сигналами вимірювальної інформації.

Вимірювана величина — температура в розглянутому прикладі є входним сигналом для первинного вимірювального перетворювача. Якщо сформулювати більш суворо, то вимірювана величина є інформативним параметром входного сигналу. Так, наприклад, при вимірюванні напруги силової мережі змінного струму входним сигналом є синусоїдна напруга, а вимірюваною величиною — діюче значення цього сигналу, що є в даному випадку його інформативним параметром.

Необхідною умовою різних перетворень сигналів є реалізація визначеної (частіше лінійної) функціональної залежності між інформативними параметрами сигналів y і вимірюваною величиною x . Практично в ЗВТ ця умова виконується з деякою точністю, обумовленою похибками перетворення ланок і дією перешкод. Застосування того чи іншого виду сигналу залежить від багатьох факторів: принципів перетворення вимірюваних величин в електричний сигнал для первинних вимірювальних перетворювачів, що використовуються, необхідної точності і завадостійкості передачі вимірювальної інформації, швидкості зміни вимірюваних величин тощо. Існує безліч різних видів сигналів. Важливою класифікаційною ознакою сигналів є характер їхньої зміни в часі та за інформативним параметром. За цією ознакою розрізняють неперервні, чи аналогові, і дискретні сигнали. Часту зміну сигналу за інформативним параметром називають зміною за рівнем. Дискретні за рівнем сигнали називають також квантованими сигналами. Розглянемо основні види сигналів, які використовуються у ЗВТ.

1. Неперервні (аналогові) за інформативним параметром і часом сигнали. Неперервні сигнали визначені в будь-який момент часу існування сигналу і можуть приймати будь-які значення в діапазоні його зміни. Як такі сигнали застосовують

постійні та гармонійні струми і напруги. Для постійних струмів і напруг u інформативними параметрами є їхні миттєві значення, функціонально пов'язані з вимірюваною величиною x (рис. 2.4).

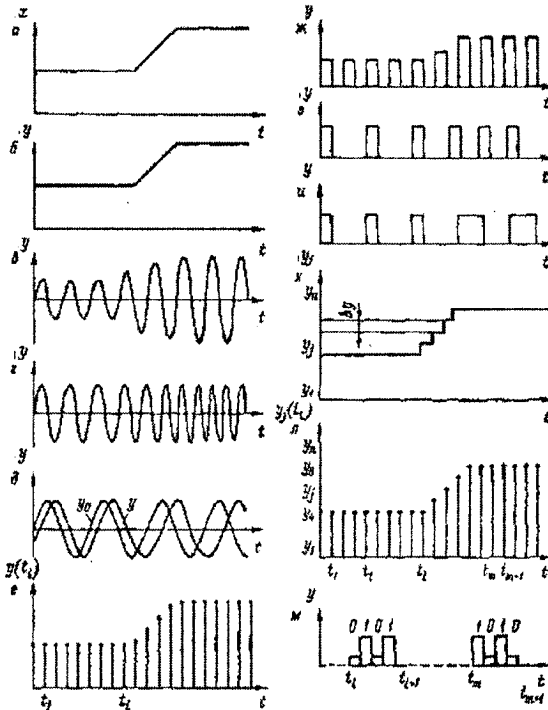


Рис. 2.4. Вимірювана величина x (а) і сигнали вимірювальної інформації y (б...м)

На рис. 2.4, б зображений неперервний сигнал y (струм i чи напруга u), пов'язаний лінійною залежністю $y = kx$ з вимірюваною величиною x , тут k — коефіцієнт перетворення.

В гармонійних сигналах інформативними параметрами можуть бути амплітуда Y_m , кутова частота ω чи фаза. Зміну інформативного параметру гармонійного сигналу відповідно до зміни вимірюваної величини x називають модуляцією цього

сигналу. Якщо зі зміною x у гармонійному сигналі змінюється один з параметрів Y_m , ω чи φ , то говорять, що здійснюється відповідно амплітудна — АМ (рис. 2.4, а, б), частотна — ЧМ (рис. 2.4, а, г) чи фазова — ФМ (рис. 2.4, а, д) модуляція.

2. Неперервні за інформативним параметром і дискретні за часом сигнали. Такі сигнали визначені на деякій кінцевій чи зліченій множині моментів часу t_i (чи на множині інтервалів часу $\Delta t_i = \tau$, див. нижче). Теоретична модель таких сигналів показана на рис. 2.4, е, де $y(t)$ — послідовність значень неперервного сигналу $y(t) = kx(t)$ (рис. 2.4, б), визначених у моменти часу t_i . В реальних ЗВТ подібним сигналом є періодична послідовність імпульсів постійного струму (рис. 2.4, ж), у яких, на відміну від абстрактної моделі, інформативними параметрами можуть бути не тільки амплітуда Y_m , але і частота f чи тривалість τ цих імпульсів. При цьому в залежності від того, який з цих параметрів функціонально пов'язаний з x , має місце відповідно амплітудно-імпульсна — АІМ (рис. 2.4, а, ж), частотно-імпульсна — ЧІМ (рис. 2.4, а, з) чи широтно-імпульсна — ШІМ (рис. 2.4, а, і) модуляція сигналу.

3. Сигнали, неперервні за часом і квантовані (дискретні) за інформативним параметром. У таких сигналах (рис. 2.4, б, к) інформативний параметр може приймати тільки деякі дозволені рівні y_i , що відстоять один від одного на кінцевих інтервалах (квантах) Δy . Прикладом є сигнал на виході цифро-аналогового перетворювача.

4. Сигнали, дискретні за часом і квантовані за інформативним параметром. Теоретичною моделлю такого сигналу (рис. 2.4, л) є дискретна послідовність $y_i(t_i)$ значень неперервного сигналу $y(t) = kx(t)$ (рис. 2.4, б), що приймає тільки дозволені рівні y_i і визначена в дискретні моменти часу t_i . Такому виду сигналів відповідають, наприклад, сигнали при кодово-імпульсній модуляції, при якій в моменти часу t_i кожному дозволеному рівню y_i ставиться у відповідність визначений код — комбінація умовних сигналів, зокрема імпульсів постійного

струму високого рівня, що позначаються 1, і імпульсів низького рівня, що позначаються 0. Так, на рис. 2.4, *м* показані дві кодові комбінації — 0101 і 1010, що відповідають рівням u_4 та u_3 (рис. 2.4, *л*) у моменти часу t_1 і t_m .

Наведені приклади сигналів широко використовуються в електричних ЗВТ. Однак треба мати на увазі, що знаходять застосування і інші сигнали. Для опису реальних фізичних сигналів застосовують різні математичні моделі.

Математичні моделі сигналів. Під математичною моделлю розуміють опис сигналу формальною мовою математики, тобто за допомогою формул чи нерівностей, або логічних співвідношень. Для опису одних і тих самих сигналів можуть бути використані різні математичні моделі. Вибір моделі визначається адекватністю моделі реальному сигналу, простотою математичного опису, призначенням моделі тощо.

Особливістю моделей сигналів вимірювальної інформації є апіорна (дослідна) невизначеність значень інформативних параметрів, зумовлена в загальному випадку невідомими розмірами вимірюваних величин.

Існують різні підходи до побудови математичних моделей сигналів.

1. Сигнал приймають квазідетермінованим. У цьому випадку для математичного опису сигналу використовують різні детерміновані функції часу. Моделі таких сигналів називають квазідетермінованими (чи детермінованими), підкреслюючи тим самим, що вид функції, що описує сигнал, відомий, а невідомими (інформативними) є її параметри.

2. Сигнал розглядають як випадковий процес. Опис таких сигналів ґрунтується на теорії імовірностей та теорії випадкових функцій. У цьому випадку зміна сигналу в часі і просторі характеризується законом розподілу, математичним очікуванням, дисперсією та кореляційною функцією. Моделі таких сигналів називають випадковими (див. главу 11).

3. Сигнали представляють у виді комбінації випадкової та детермінованої складових, зокрема у виді суми сигналу вимірювальної інформації (квазідетермінована складова) і перешкоди (випадкова складова).

Моделі квазідетермінованих сигналів. При побудові таких

моделей використовується як тимчасове, так і спектральне представлення сигналів. В тимчасовій області застосовують деякі функції $f(a_1, a_2, \dots, a_n, t)$, які найбільш близько описують зміну сигналу в часі, в яких один з параметрів $a_1, a_2, \dots, a_n$ залежить від вимірюваної величини $x(t)$. Такими функціями можуть бути: функція включення, дельта-функція, тригонометричні та експонентні функції, різні алгебраїчні поліноми та ін.

Розглянемо деякі приклади моделей квазідетермінованих сигналів.

1. При стрибкоподібній зміні вимірюваної величини $x(t)$ сигнал $y(t)$ на виході безінерційного вимірювального перетворювача може бути записаний з використанням функції включення (рис. 2.5).

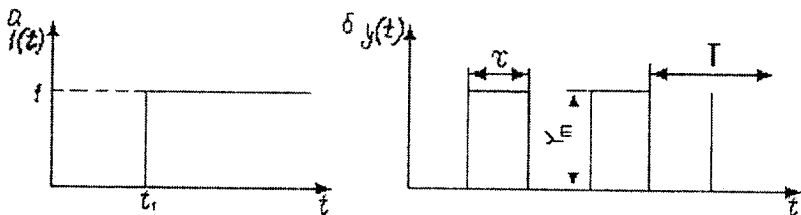


Рис. 2.5. Функція включення (а) і послідовність прямокутних імпульсів (б)

Функція включення (рис. 2.5, а) чи одиничний стрибок визначається системою рівностей:

$$1(t - t_1) = \begin{cases} 0, & t < t_1; \\ 1/2, & t = t_1; \\ 1, & t > t_1. \end{cases} \quad (2.1)$$

За допомогою цієї функції сигнал вимірювальної інформації може бути записаний у вигляді:

$$Y(t) = al(t - t_1) = kx(t) \cdot 1(t - t_1), \quad (2.2)$$

де k — коефіцієнт перетворення. Значення параметра $a = kx(t)$ до досліду залишається невідомим, тому в рамках квазідетермі-

нованої моделі звичайно оцінюють діапазон Δa зміни сигналу в залежності від діапазону Δx зміни вимірюваної величини.

2. Використання детермінованих моделей особливо зручне при описі періодичних сигналів. Так, рівняння амплітудно-модульованого гармонійного сигналу (рис. 2.4, *в*) має вигляд

$$y(t) = Y_m [1 + mx(t)] \cos \omega_0 t, \quad (2.3)$$

де ω_0 — частота так званих несучих коливань; m — коефіцієнт амплітудної модуляції, що визначає вплив $x(t)$ на амплітуду $Y_m [1 + mx(t)]$ синусоїдних коливань. Діапазон зміни цієї амплітуди характеризує глибину модуляції гармонійного сигналу.

3. Для опису періодичної послідовності прямокутних імпульсів постійного струму (рис. 2.5, *б*) застосовують вираз:

$$y(t) = \sum_{k=1}^{\infty} Y_m [1(t - t_k) - 1(t - t_k - \tau)], \quad (2.4)$$

де Y_m — амплітуда імпульсу; τ — тривалість імпульсу; $T = t_{k+1} - t_k$ період проходження імпульсу. У цьому випадку аналітичний вираз для АІМ сигналу має вигляд:

$$y(t) = \sum_{k=1}^{\infty} Y_m [1 + mx(t)] [1(t - t_k) - 1(t - t_k - \tau)], \quad (2.5)$$

де m — коефіцієнт, що характеризує діапазон модуляції амплітуди $Y_m [1 + mx(t)]$.

Вирази (2.3) і (2.4) описують амплітудну модуляцію періодичних сигналів. Аналогічно можуть бути отримані аналітичні залежності для ЧМ, ФМ, ЧІМ і ШІМ, в яких відповідні параметри моделі є функціями $x(t)$.

Сигнали вимірювальної інформації можуть мати досить складну структуру. Для точного опису таких сигналів (якщо він принципово можливий) використовуються складні математичні вирази. Часто виявляється зручним описувати такі сигнали на інтервалі часу Δt сумою деяких простих функцій (апроксимувати сумою функцій). В загальному випадку для точного опису сигналу необхідно використовувати нескінченний ряд

$y(t) = \sum_{i=0}^{\infty} C_i V_i(t)$, де $V_i(t)$ — деякі обрані для апроксимації функції (базисні функції); C_i — вагові коефіцієнти. На практиці використовують кінцеву суму апроксимованих функцій $y^*(t) = \sum_{i=0}^{\infty} C_i V_i(t)$, що призводить до похибки апроксимації $\varepsilon(t) = y^*(t) - y(t)$, тому що апроксимуюча функція $y^*(t)$ не дорівнює y в усіх точках $y(t)$. Похибка $\varepsilon(t)$ залежить від виду функції та від інтервалу Δt представлення сигналу, тобто інтервалу, на якому $y(t)$ апроксимується $y^*(t)$. Як $V_i(t)$ застосовують поліноми Лагранжа, Лежандра, Чебишева тощо.

Поряд з тимчасовим описом сигналів широко використовується їхнє спектральне представлення. Воно ґрунтується на перетворенні Фур'є сигналів $y(t)$. Застосовуючи розкладання в ряд Фур'є, періодичний сигнал $y(t)$ може бути представлений сумою гармонійних складових:

$$Y(t) = A_0 + \sum_{n=1}^{\infty} A_n \cos(n\omega t - \varphi_n) \quad (2.6)$$

де A_0 — постійна складова; A_n і φ_n — амплітуда і фаза n -ої гармонійної складової сигналу; n — номер гармоніки. Безліч значень A_n і φ_n утворюють відповідно амплітудний і фазовий спектри сигналу. Вони часто зображуються графічно.

Для неперіодичного сигналу $y(t)$, використовуючи інтеграл Фур'є, визначають його спектральну густину:

$$S(j\omega) = \int_{-\infty}^{+\infty} y(t) e^{-j\omega t} dt. \quad (2.7)$$

Спектральне представлення сигналів дозволяє оцінити їхній частотний діапазон $\Delta\omega$, тобто такий діапазон частот, в якому укладені всі чи основні (які мають найбільші амплітуди) гармонійні складові сигналу.

Частотний діапазон є важливою характеристикою сигналів,

що визначає необхідну смугу пропускання ЗВТ для передачі сигналів з необхідною точністю. Так для неперервних сигналів $y(t)$ при лінійній залежності $y = kx(t)$ вид спектра сигналу повторює спектр вимірюваної величини $x(t)$ з точністю до постійного множника, рівного k . Отже, при такому сигналі ЗВТ повинні мати смугу пропускання частот, обумовлену спектром вимірюваної величини $x(t)$.

При амплітудній модуляції гармонійного сигналу спектр має більш складну залежність від спектра вхідної величини $x(t)$. Якщо $x(t)$ являє собою гармонійне коливання з частотою Ω , то на підставі (2.3) і (2.6) одержимо:

$$y(t) = Y_m \left[\cos \omega_0 t + \frac{m}{2} \cos(\omega_0 - \Omega)t + \frac{m}{2} \cos(\omega_0 + \Omega)t \right]. \quad (2.8)$$

Спектр A_n такого сигналу показаний на рис. 2.6. Для неспотвореної передачі цього сигналу ЗВТ повинен мати смугу пропускання частот у діапазоні від $\omega_0 - \Omega$ до $\omega_0 + \Omega$.

При модуляції імпульсних сигналів спектр має досить складну структуру. Як приклад, на рис. 2.6, б показаний вид спектра АІМ сигналу при $x(t) = \cos \Omega t$. Спектр такого сигналу нескінченний по частоті. У цьому випадку при визначенні вимог до смуги пропускання відповідних ЗВТ виходять з допустимої похибки спотворення сигналу за рахунок обмеження його частотного діапазону.

Наведені приклади показують важливість аналізу частотних характеристик (спектрів) сигналів вимірювальної інформації. Таким чином, опис сигналів квазідетермінованими моделями дає чітку математичну інтерпретацію процесів, що відбуваються в часі, у ЗВТ. При відомому $x(t)$ ці моделі дають точний (у межах прийнятої моделі) опис сигналу $y(t)$. Однак, оскільки вимірювана величина $x(t)$ є невідомою, на підставі цих моделей звичайно визначають граничні характеристики сигналів $y(t)$: діапазон зміни сигналу та його інформативного параметра, частотний діапазон та інші характеристики.

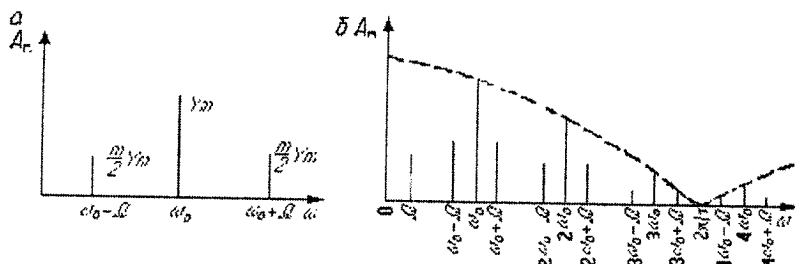


Рис. 2.6. Спектри амплітудної (а) та амплітудно-імпульсної (б) модуляції сигналів при гармонійному сигналі, що модулює

Моделі випадкових сигналів будуть розглянуті в главі 11.

Дискретизація сигналів. В задачах перетворення сигналів вимірювальної інформації часто виникає необхідність представлення неперервних сигналів дискретними і відновлення сигналу за його дискретними значеннями. При цьому неперервний сигнал $y(t)$ представляється сукупністю дискретних значень $y(t_1), y(t_2), \dots, y(t_i)$ (рис. 2.7, а, б), за якими, за допомогою деякого способу відновлення, може бути отримана оцінка $y^*(t)$ вихідного неперервного сигналу $y(t)$.

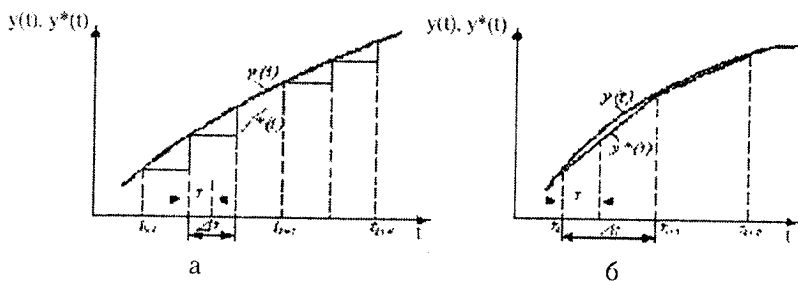


Рис. 2.8. Вихідна крива $y(t)$ сигналу і відновлена (апроксимуюча) крива $y^*(t)$ поліномами Лагранжа нульового (а) та першого (б) ступеней

Процес перетворення $y(t)$ в $y(t_1), y(t_2), \dots, y(t_i)$ називається дискретизацією неперервного сигналу. Найбільш часто застосовують рівномірну дискретизацію сигналів, при якій інтервал часу між двома сусідніми відліками — крок дискретизації $\Delta t = t_{i+1} - t_i$ залишається постійним.

Відновлення кривої сигналу за дискретними відліками здійснюється різними базисними функціями. Як такі функції широко застосовують різні поліноми, зокрема поліноми Лагранжа. Так, на рис. 2.8, а, б показані вихідний сигнал $y(t)$ і відновлений по дискретним відлікам сигнал $y^*(t)$, отриманий на підставі застосування поліномів Лагранжа нульового та першого ступеней. Таке відновлення сигналів називають також нульовою екстраполяцією та лінійною інтерполяцією.

Якість наближення $y(t)$ та $y^*(t)$ визначається похибкою $\varepsilon(t) = y^*(t) - y(t)$. Однак використання похибки $\varepsilon(t)$ для оцінки наближення $y(t)$ та $y^*(t)$ на практиці виявляється незручним внаслідок складної часової залежності $\varepsilon(t)$. Тому застосовують деякі числові показники наближення, що характеризують ступінь близькості $y(t)$ і $y^*(t)$. Як такі показники можуть бути використані:

показник рівномірного наближення

$$\varepsilon_{\max} = \max |\varepsilon(t)|, t \in [0, T];$$

показник середнього квадратичного наближення

$$\sigma[\varepsilon] = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T \varepsilon^2(t) dt}, t \in [0, T],$$

де $\varepsilon_{\max}$ — максимальне значення модуля похибки відновлення на інтервалі представлення сигналу $0 \dots T$; $\sigma[\varepsilon]$ — середня квадратична похибка відновлення; при розрахунках часто визначають $\sigma^2[\varepsilon]$ — середнє значення квадрата чи дисперсію похибки відновлення сигналу.

Визначимо $\varepsilon_{\max}$ та $\sigma^2[\varepsilon]$ при відновленні кривої сигналу поліномами Лагранжа нульового ($n = 0$) і першого ($n = 1$) ступеней. На кожному інтервалі дискретизації (t_i, t_{i+1}) , $t_{i+1} = t_i + \Delta t$ маємо:

для $n = 0$

$$y^*(t) = y^*(t_i + \tau) = y(t_i); \quad \varepsilon(\tau) = y'(\xi \Delta t) \tau;$$

для $n = 1$

$$y^*(t) = y^*(t_i + \tau) = y(t_i) + \frac{y(t_{i+1}) - y(t_i)}{\Delta t} \tau;$$

$$\varepsilon(\tau) = \frac{y''(\xi \Delta t)}{2} \tau(\tau - \Delta t),$$

де $\tau \in [0, \Delta t]$; $\xi \in [0, 1]$; $y'(\xi \Delta t)$, $y''(\xi \Delta t)$ — перша і друга похідні $y(t)$ у лагранжевій точці $\xi \Delta t$, що лежить всередині інтервалу дискретизації. Похибки $\varepsilon(\tau)$ визначаються залишковим членом інтерполяційної формули Лагранжа.

1. Показник рівномірного наближення. На кожному i -му інтервалі дискретизації максимальна похибка апроксимації може бути оцінена нерівностями:

для $n = 0$:

$$\varepsilon_{\max i} \leq \max |y'(\xi \Delta t)| \max \tau = M_{1i} \Delta t;$$

для $n = 1$:

$$\varepsilon_{\max i} \leq \max \left| \frac{y''(\xi \Delta t)}{2} \right| \max |\tau(\tau - \Delta \tau)| = \frac{M_{2i} \Delta t}{8},$$

де M_{1i} , M_{2i} — максимальні значення модуля відповідних похідних на i -му інтервалі дискретизації. В останньому виразі $\max |\tau(\tau - \Delta \tau)| = \frac{\Delta t^2}{4}$ при $\tau = \frac{\Delta t}{2}$.

Для оцінки максимальної похибки відновлення по всьому часу існування $y(t)$ використовується максимально можливе

значення модуля відповідної похідної $M_1 = \max\{M_{1i}\}$, $M_2 = \max\{M_{2i}\}$, яке визначається на множині всіх інтервалів дискретизації.

Отже, можна записати
для $n = 0$:

$$\varepsilon_{\max} \leq M_1 \Delta t; \quad (2.9)$$

для $n = 1$:

$$\varepsilon_{\max} \leq M_2 \Delta t^2 / 8. \quad (2.10)$$

Отримані вирази дозволяють також визначати інтервал дискретизації при заданій чи допустимій максимальній похибці ε_0 відновлення. Так, для $n = 0$:

$$\Delta t = \varepsilon_D / M_1; \quad (2.11)$$

для $n = 1$:

$$\Delta t = \sqrt{8 \varepsilon_D / M_2}. \quad (2.12)$$

Для знаходження $\varepsilon_{\max}$ і Δt необхідно знати M_1 чи M_2 . Можливі різні способи визначення M_1 і M_2 . Зокрема, можна скористатися нерівністю С.Н. Бернштейна, котрий стверджує, що якщо сигнал $y(t)$ обмежений по модулю деяким максимальним значенням y_m , тобто $|y(t)| \leq y_m$, і має обмежений частотний діапазон $0 \dots \omega_{\max}$, то максимальне значення похідної n -го порядку обмежено нерівністю $|y_{\max}^{(n)}| \leq \omega_{\max}^n y_m$. Отже:

$$M_1 \leq \omega_{\max} y_m; \quad M_2 \leq \omega_{\max}^2 y_m. \quad (2.13)$$

2. Показник середнього квадратичного наближення. Середнє значення квадрата похибки для i -го інтервалу:

$$\sigma_i^2[\varepsilon] = \frac{1}{\Delta t} \int_0^{\Delta t} \varepsilon_i^2(t) dt.$$

Для оцінки наближення $y^*(t)$ по всій реалізації $y(t)$ знаходять усереднене по всіх N інтервалах дискретизації значення квадрата похибки

$$\sigma_N^2[\varepsilon] = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \frac{1}{\Delta t} \int_0^{\Delta t} \varepsilon_i^2(t) dt;$$

при $N \rightarrow \infty$ математичне очікування цієї похибки таке:

$$M[\sigma_N^2(\varepsilon)] = \sigma^2(\varepsilon);$$

$$\sigma^2[\varepsilon] = \lim_{N \rightarrow \infty} \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \frac{1}{\Delta t} \int_0^{\Delta t} \varepsilon_i^2(t) dt = M \left\{ \frac{1}{\Delta t} \int_0^{\Delta t} \varepsilon_i^2(t) dt \right\}.$$

Опускаючи математичні викладення, для стаціонарного ергодичного випадкового сигналу можна записати:

Для $n = 0$:

$$\sigma^2[\varepsilon] = \frac{2\sigma_y^2}{\Delta t} \int_0^{\Delta t} [1 - \rho(\tau)] d\tau;$$

для $n = 1$:

$$\sigma^2[\varepsilon] = \sigma_y^2 \left[\frac{5}{3} + \frac{1}{3} \rho(\Delta t) - \frac{4}{\Delta t} \int_0^{\Delta t} \rho(\tau) \left(1 - \frac{\tau}{\Delta t} \right) d\tau \right],$$

де $\rho(\tau)$ — нормована кореляційна функція сигналу;

$$\rho(\tau) = \frac{R(\tau)}{\sigma_y^2},$$

де σ_y^2 — дисперсія сигналу $y(t)$.

Таким чином, процедура дискретизації та відновлення сигналу на базі поліномів Лагранжа супроводжується появою похибки, що залежить від ступеня полінома, характеристик сигналу $[M_1; M_2; \rho(\tau)]$ і інтервалів дискретизації Δt . В загальному випадку ця похибка залежить також від виду функції, яка використовується при відновленні кривої сигналу.

2.3. СТРУКТУРНІ СХЕМИ І ВЛАСТИВОСТІ ЗАСОБІВ ВІМІРЮВАЛЬНОЇ ТЕХНІКИ У СТАТИЧНОМУ РЕЖИМІ

Загальні зауваження. З метою вивчення та узагальнення теорії ЗВТ вводиться поняття про ланку і структурну схему. У ЗВТ сигнал, що несе інформацію про значення вимірюваної величини, звичайно терпить ряд перетворень з метою одержання потрібного вихідного сигналу. Кожне перетворення ніби відбувається в окремому вузлі, що носить назву "ланка". З'єднання ланок у певне коло перетворень називається структурною схемою (рис. 2.8).

Розбиття ЗВТ на ланки може бути зроблено за різними ознаками. При аналізі в статичному режимі ЗВТ звичайно розбивають на ланки, що являють собою функції перетворення, які цікавлять дослідника.

В залежності від з'єднання ланок розрізняють два основних види структурних схем: прямого перетворення (дії) і що врівноважують (компенсаційної) перетворення (дії). Останній вид називають також схемою з негативним зворотним зв'язком.

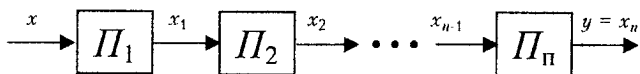


Рис. 2.8. Структурна схема ЗВТ прямого перетворення

ЗВТ прямого перетворення. Структурна схема ЗВТ прямого перетворення показана на рис. 2.8, де $P_1, P_2, \dots, P_n$ – ланки; $x, x_1, x_2, \dots, x_n$ – інформативні параметри сигналів. Далі при математичному аналізі інформативні параметри будуть іменуватися сигналами чи величинами.

Як видно з рис. 2.8, вихідний сигнал $y = x_n$ послідовно знає кілька перетворень і в остаточному підсумку на виході маємо сигнал x_n .

Для вимірювального приладу сигнал x_n виходить у формі, доступній для безпосереднього сприйняття спостерігачем, наприклад, у вигляді відхилення показчика відлікового пристрою. Для вимірювального перетворювача сигнал x_n виходить у формі, зручній для передачі, подальшого перетворення, обробки та (або) збереження.

Прикладом електровимірювального приладу, що має структурну схему прямого перетворення, може бути амперметр для вимірювання постійних струмів. У цьому приладі вимірюваний струм спочатку за допомогою шунта перетворюється в спад напруги на шунті, потім у малий струм, що вимірюється вимірювальним механізмом, тобто перетворюється у відхилення показчика.

Чутливість (коефіцієнт перетворення) ЗВТ, що має структурну схему прямого перетворення, така:

$$S = \frac{dx_n}{dx} = \frac{dx_1}{dx} \frac{dx_2}{dx} \dots \frac{dx_n}{dx_{n-1}} = S_1 \cdot S_2 \cdot \dots \cdot S_n, \quad (2.14)$$

де $S_1 = \frac{dx_1}{dx}$; $S_2 = \frac{dx_2}{dx}$; ...; $S_n = \frac{dx_n}{dx_{n-1}}$ – коефіцієнти перетворення

окремих ланок. При нелінійній функції перетворення чутливість і коефіцієнти перетворення залежать від вхідного сигналу.

Мультиплікативна похибка виникає при зміні коефіцієнтів перетворення. З часом і під дією зовнішніх факторів коефіцієнти $S_1, S_2, \dots, S_n$ можуть змінюватися відповідно на $\Delta S_1, \Delta S_2, \dots, \Delta S_n$. При досить малих змінах цих коефіцієнтів

можна зневажати членами другого та більшого порядків малості і тоді відносна зміна чутливості має вигляд:

$$\Delta S/S = \Delta S_1/S_1 + \Delta S_2/S_2 + \dots + \Delta S_n/S_n. \quad (2.15)$$

Зміна чутливості призводить до зміни вихідного сигналу на $\Delta x_n = (S + \Delta S)x - Sx$. Цій зміні вихідного сигналу відповідає абсолютна похибка вимірювання вхідної величини.

Як видно з виразу (2.14), похибка, викликана зміною чутливості, є мультиплікативною. Відносна мультиплікативна похибка вимірювання $\delta_m = \Delta S/S$.

Адитивна похибка викликається дрейфом “нуля” ланок, накладенням шумів на корисний сигнал тощо, що призводять до зсуву графіка характеристики перетворення i -ої ланки на $\pm \Delta x_{0i}$, як показано на рис. 2.9. Адитивну похибку можна знайти, увівши на структурній схемі після відповідних ланок додаткові зовнішні сигнали $\Delta x_{01}, \Delta x_{02}, \dots, \Delta x_{0n}$, які дорівнюють рівні зсувам характеристик перетворення ланок.

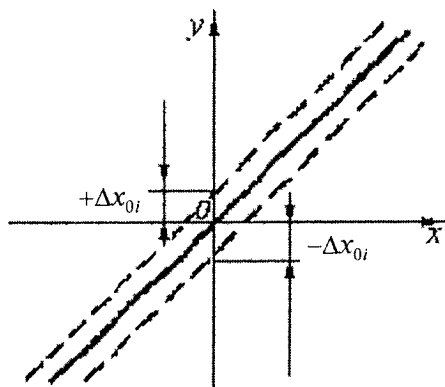


Рис. 2.9. Характеристика перетворення ланки

Для оцінки впливу цих додаткових сигналів перерахуємо (приведемо) їх до входу структурної схеми. Результуюча дія всіх додаткових сигналів дорівнює дії додаткового сигналу на вході:

$$\Delta x_0 = \Delta x_{01}/S_1 + \Delta x_{02}/S_1 S_2 + \dots + \Delta x_{0n}/S_1 S_2 S_3 \dots S_n \quad (2.16)$$

Результуюча адитивна похибка дорівнює Δx_0 . Таким чином, як впливає з (2.13) і (2.15), у ЗВТ, що мають структурну схему прямого перетворення, відбувається підсумовування похибок, внесених окремими ланками, і це ускладнює виготовлення засобів прямого перетворення з високою точністю.

ЗВТ зрівноваженого перетворення. Структурна схема ЗВТ зрівноваженого перетворення, що зрівноважує, показана на рис. 2.10.

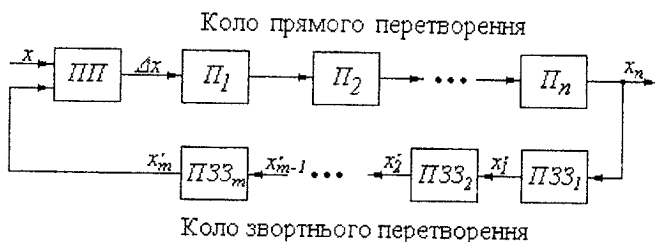


Рис. 2.10. Структурна схема ЗВТ перетворення, що зрівноважує

Для ланцюга зворотного перетворення (зворотного зв'язку)

$$x'_m = x_n \beta_1 \beta_2 \dots \beta_m = x_n \beta, \quad (2.17)$$

де β — коефіцієнт перетворення ланцюга зворотного перетворення; $\beta_1, \beta_2, \dots, \beta_m$ — коефіцієнти перетворення ланок зворотного зв'язку.

На вході кола прямого перетворення у вузлі ПП відбуваються порівняння (компенсація) вхідного сигналу x та вихідного сигналу кола зворотного перетворення x'_m і при цьому на виході ПП виходить різнісний сигнал $\Delta x = x - x'_m$.

При подачі на вхід сигналу x вихідний сигнал x_n , а отже, і x'_m , будуть зростати доти, поки x і x'_m не стануть рівними. При цьому за значенням x_n можна судити про вимірювану величину x .

ЗВТ, що мають таку структурну схему, можуть працювати як з повною, так і з неповною компенсацією.

При повній компенсації в сталому режимі

$$\Delta x = x - x'_m = 0.$$

Це можливо в тих пристроях, в яких у колі прямого перетворення передбачена інтегруюча ланка з характеристикою перетворення $x_i = \int_0^t F(x_{i-1}) dt$. Прикладом такої ланки є електродвигун, для якого кут повороту вала визначається прикладеною напругою та часом.

В цьому випадку, з огляду на (2.16) і (2.17), одержимо

$$x_n = x / (\beta_1 \beta_2 \dots \beta_m) = x / \beta. \quad (2.18)$$

Таким чином, у момент компенсації сигнал на виході ЗВТ пропорційний вхідному сигналу і не залежить від коефіцієнта перетворення кола прямого перетворення.

Чутливість (коефіцієнт перетворення S_g врівноважених ЗВТ):

$$S_g = \frac{dx_n}{dx} = \frac{1}{\beta_1 \beta_2 \dots \beta_m} = \frac{1}{\beta}. \quad (2.19)$$

Мультиплікативна відносна похибка обумовлена нестабільністю коефіцієнтів перетворення ланок. При досить малих змінах цих коефіцієнтів:

$$\delta_m = \frac{\Delta S_g}{S_g} = -\frac{\Delta \beta}{\beta} = -\left(\frac{\Delta \beta_1}{\beta_1} + \frac{\Delta \beta_2}{\beta_2} + \dots + \frac{\Delta \beta_{m1}}{\beta_m} \right). \quad (2.20)$$

Як видно з цього виразу, відносна мультиплікативна похиб-

ка обумовлена тільки відносною зміною коефіцієнтів перетворення кола зворотного зв'язку.

Адитивна похибка у ЗВТ з повною компенсацією практично зумовлюється порогом чутливості ланок, розташованих до інтегруючої ланки, і порогом чутливості самої інтегруючої ланки.

Під порогом чутливості ланки розуміється та найменша зміна вхідного сигналу, яка здатна викликати появу сигналу на виході ланки. Поріг чутливості мають, наприклад, електродвигуни, які часто застосовуються в розглянутих пристроях. Для реальних ланок графік характеристики перетворення може мати вигляд, показаний на рис. 2.11, де $\pm \Delta x_{i-1}$ — поріг чутливості.

Поріг чутливості ЗВТ з повною компенсацією має вигляд:

$$\Delta x = \frac{\Delta x_1}{S_1} + \frac{\Delta x_2}{S_1 S_2} + \frac{\Delta x_3}{S_1 S_2 S_3} + \dots + \frac{\Delta x_i}{S_1 S_2 S_3 \dots S_n}. \quad (2.21)$$

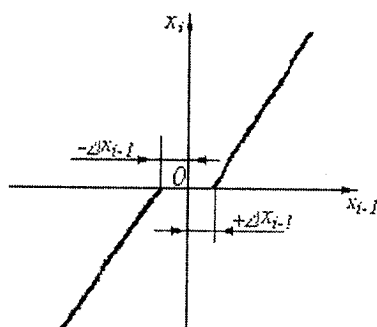


Рис. 2.12. Характеристика перетворення ланки з порогом чутливості

Слід зазначити, що ЗВТ можуть мати комбіновані структурні схеми, коли частина кола перетворення охоплена зворотним зв'язком. Вигляд структурної схеми ЗВТ впливає не тільки на розглянуті характеристики (чутливість, похибку), але також на вхідні та вихідні опори, динамічні властивості. Більш детально ці питання розглядаються в главі 9.

2.3.1. Основні метрологічні характеристики та параметри засобів вимірювальної техніки в статичному режимі

Вимірювальна техніка має великий арсенал різноманітних ЗВТ. В зв'язку з цим важливою та актуальною є проблема правильності вибору ЗВТ, для вирішення якої необхідні критерії ефективності застосування вказаних засобів. Розгляд роботи ЗВТ в статичному режимі (п. 2.3) показує, що вони мають певні властивості, які можуть оцінюватись деякими критеріями. Як такі використовуються метрологічні характеристики та параметри. До статичних властивостей ЗВТ відносять:

- статичну характеристику (функція перетворення);
- чутливість;
- характеристики похибок;
- варіацію показів;
- поріг чутливості;
- повний та робочий діапазон перетворення;
- роздільну здатність;
- покази, відлік і ціну поділки шкали;
- вхідний і вихідний імпеданси;
- швидкодію.

Статичною характеристикою ЗВТ називається залежність його вихідного сигналу y від вимірювальної величини x (вихідного сигналу):

$$y = f(x).$$

Цю залежність можна подати аналітично, графічно та у формі таблиці.

Чутливість характеризує здатність ЗВТ реагувати на зміну вхідного сигналу і визначається як відношення прирощування сигналу Δy на виході до викликаної ним зміни сигналу Δx на вході:

$$S = \frac{\Delta y}{\Delta x}.$$

Поняття реальної та номінальної характеристик і смуги похибок ЗВТ. Наявність похибок у ЗВТ призводить до того, що їхні характеристики виявляються в деяких межах неоднозначними. Тому при експериментальному визначенні характеристики перетворення, тобто її градуїровці, ми одержуємо ряд точок, більш-менш близьких до прямої лінії, параболи або іншої імовірної характеристики. Проте при повторній градуїровці утворюється ряд точок, що не збігаються з початковими. При градуїровці серії однотипних ЗВТ також виявляється, що їхні характеристики не повторюються, а трохи відрізняються одна від одної. Ця неоднозначність спостерігається навіть при найсприятливіших умовах роботи. Крім того, характеристики ЗВТ змінюються під дією розглянутих вище впливаючих величин, а також схильні до повільної самодовільної зміни з часом (дрейф, старіння).

Спільна дія всіх цих факторів призводить до того, що характеристики реальних ЗВТ виявляються неоднозначними і на графіку замість однієї лінії утворюють деяку смугу. Внаслідок цього в теорії вимірювальної техніки вводиться поняття смуги невизначеності, або смуги похибок, ЗВТ даного типу (рис. 2.12, б), а також поняття номінальної характеристики як деякої детермінованої середньої лінії цієї смуги, що приписується ЗВТ даного типу, вказується в паспорті та використовується при проведенні вимірювань з участю цих ЗВТ.

У цьому зв'язку вводяться поняття ще декількох різновидів похибок. Це: **похибка невідтворення**, тобто випадкові відхилення окремих точок характеристики, що не повторюються, отриманих в однакових умовах; **похибка від гістерезису**, названа **варіацією**, що проявляється в залежності характеристики від напрямку зміни перетворюваної величини; **похибка лінійності**, тобто систематичне відхилення характеристики від ідеалізованої функції, і **похибка градуювання**, тобто відхилення, викликане некрасним вибором параметрів номінальної характеристики або помилками, допущеними в кожній із точок.

Адитивні та мультиплікативні похибки. В теорії похибок виявляється дуже важливим поділ похибок за їхньою залежністю від значень x перетворюваної величини, тому що зміна значень самої перетворюваної величини x є однією з найважливіших причин появи похибок.

Якщо реальна характеристика 1 зсунута щодо номінальної 2 (рис. 2.12, а) так, що при всіх значеннях перетворюваної величини x вихідна величина y виявляється більше (або менше) на ту саму величину Δ_0 , то така похибка називається адитивною (з латинської “одержувана шляхом додавання”), або похибкою нуля. Якщо вона є систематичною, то може бути скоригована шляхом зсуву шкали або зсуву нульового положення покажчика. Для виконання цієї операції в багатьох приладах передбачається електричний або механічний пристрій для установки нуля (так званий коректор).

Якщо ж адитивна похибка є випадковою, то вона не може бути скоригована і реальна характеристика, зміщуючись довільним чином, але залишаючись рівнобіжною сама собі, утворить смугу похибок, ширина якої залишається постійною для будь-яких значень x , як це показано на рис. 2.13, б.

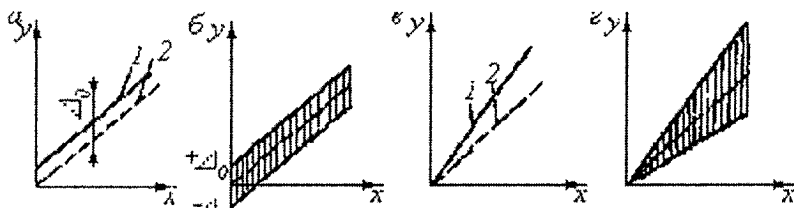


Рис. 2.12. Смуга похибок ЗВТ

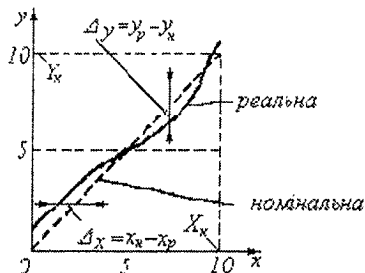


Рис. 2.13. Відхилення реальної характеристики від номінальної

Прикладами систематичних адитивних похибок є похибки від стороннього вантажу на шальці терез при зважуванні, від неточної установки приладів на нуль перед вимірюванням, від термо-ЕРС у колах постійного струму тощо. Прикладами випадкових адитивних похибок є похибки від тертя в опорах вимірювального механізму, від наводок змінних ЕРС на вхід приладу, похибка від ненадійних контактів при вимірюванні опорів, похибка від межі зрушення при ручному або астатичному зрівноважуванні тощо.

Якщо ж абсолютна похибка виникає від деякої незалежної від x зміни чутливості перетворювача (зміна коефіцієнта розподілу дільника, додаткового опору вольтметра, коефіцієнта підсилення підсилювача тощо), то реальна характеристика 1 ЗВТ відхиляється від номінальної 2 так, як це показано на рис.2.12, в, або утворює смугу похибок (рис.2.12, г), якщо це відхилення є випадковим. В тому й іншому випадках виникаючі внаслідок цього абсолютні похибки виявляються пропорційними поточному значенню перетворюваної величини x , і тому така похибка називається мультиплікативною (з латинської "одержувана шляхом множення"), або похибкою чутливості.

Абсолютна, відносна і проведена похибки. Похибки приладу або перетворювача є відхилення його реальної функції перетворення (рис. 2.13) від номінальної. Ці відхилення реальної характеристики від номінальної, відлічені уздовж осі x або уздовж осі y , тобто різниці виду $y = Y_p - Y_n$ або $x = X_n - X_p$, є абсолютними похибками перетворення, вираженими в одиницях величин X або Y . (Зверніть увагу на розставляння знаків при відліку по осі x або по осі y), проте як відмічалось раніше, абсолютна похибка не може служити мірою точності тому що, наприклад, $\Delta_x = 0,5$ мм при $x = 100$ мм вона достатньо мала, але при $x = 1$ мм дуже велика. Тому вводиться поняття відносної похибки $\delta = \Delta_x/x = \Delta_y/y$, вираженої звичайно у відсотках. Проте внаслідок зміни значень x та y уздовж шкали приладу поточне значення відносної похибки δ не залишається постійним, а навпаки, виявляється різноманітним для різноманітних значень x і при $x = 0$ прагне до нескінченності. Внаслідок

цього у вимірjuвальній техніці вводиться ще одне специфічне поняття – поняття приведеної похибки, яка дорівнює $\gamma = \Delta_x / X_k = \Delta_y / Y_k$, і що є, по суті, вираженою у відсотках абсолютною похибкою, тому що в цьому випадку Δ_x співвідноситься не з поточним значенням x , а з постійною величиною кінцевого значення межі вимірювання X_k (або Y_k). Ці похибки є характеристикою ЗВТ, а не вимірювальними величинами.

Зміна абсолютної і відносної похибок ЗВТ за діапазоном перетворюваної величини. При лінійній функції перетворення виду $y = Sx$ і адитивній похибці $\pm \Delta_0$ рівняння перетворення з врахуванням похибки, може бути записане як $y = S(x \pm \Delta_0)$ і надано смугою невизначеності (рис. 2.14, а). У цьому випадку абсолютна похибка Δ_0 , а отже, і інтервал невизначеності $d = 2\Delta_0$ вхідної величини x при даному значенні y не залежать від x , залишаючись постійними для будь-яких значень x (рис. 2.14, б).

Проте поточні значення відносної похибки $\gamma(x) = \Delta_0/x$ виявляються обернено пропорційними x і змінюються за гіперболою (рис. 2.15, а), будучи достатньо малими при великих x і збільшуючись до нескінченності при наближенні x до нуля. У цьому полягає основна негативна властивість адитивних похибок, що не дозволяє використовувати той самий перетворювач з адитивною похибкою для вимірювання як великих, так і малих вимірюваних величин.

Для того, щоб відносна величина смуги невизначеності не збільшувалась по мірі зменшення x , абсолютна похибка ЗВТ повинна бути суто мультиплікативною. Тоді смуга похибок мала б вид, наведений рис. 2.16, а, а характеристика перетворювача, з урахуванням похибки, описувалася б виразом $y = S(1 \pm \delta_s)x$, де δ_s – відносна похибка зміни чутливості. Абсолютна ширина смуги невизначеності в цьому випадку була б пропорційна x як $d = 2\delta_s x$ (рис. 2.15, б), а відносна похибка δ_s залишалася б постійною (рис. 2.16, б) для будь-яких малих значень x , тому що при $x = 0$ була б рівною нулю абсолютна похибка перетворювача.

Проте такий ідеальний випадок практично не здійснений,

тому що неможливо побудувати перетворювач, цілком позбавлений адитивних похибок. Ці похибки у вигляді похибок від шуму, дрейфу, тертя, наводок, вібрацій неминучі в будь-яких типах вимірювальних перетворювачів. Тому в реальних перетворювачах смуга невизначеності характеристики виглядає так, як це показано на рис. 2.16, а.

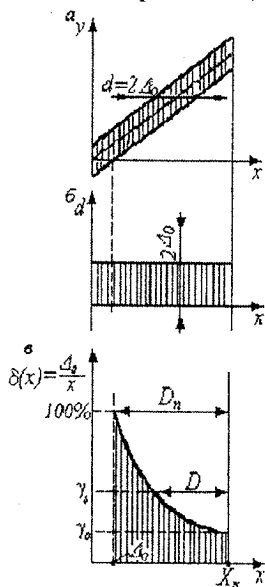


Рис. 2.14. Зміна адитивної похибки

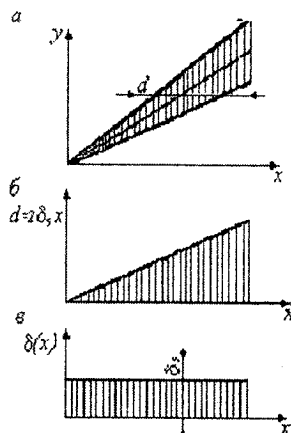


Рис. 2.15. Зміна мультиплікативної похибки

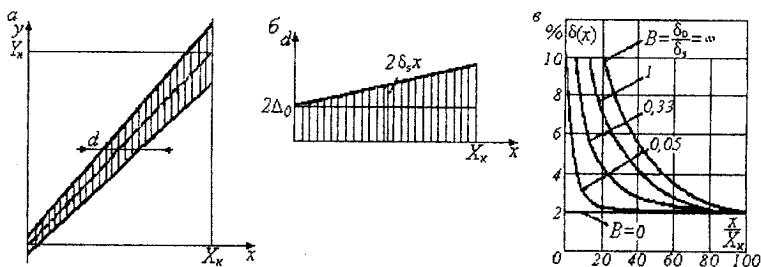


Рис. 2.16. Зміна адитивної та мультиплікативної похибок

Функція перетворення з урахуванням адитивної $\pm \Delta_0$ і мультиплікативної $\pm \delta_s$ похибок виражається в цьому випадку як $y = S(1 \pm \delta_s)(x \pm \Delta_0)$, а залежність інтервалу невизначеності від x отримує вигляд $d = 2\Delta_0 + 2\delta_s$ (рис. 2.16, б). Відносна величина результуючої похибки $\delta(x)$ змінюється при цьому в залежності від співвідношення приведеної похибки нуля $\delta_0 = \Delta_0/x_n$ і похибки чутливості δ_s по одній з кривих рис. 2.16, в, де як приклад нанесені криві $\delta(x)$ для різноманітних значень $B = \delta_0/\delta_s$ при $\delta_0 + \delta_s = 2\% = \text{const}$. При $B \rightarrow \infty$ (тобто $\delta_s = 0$, $\delta_0 = 2\%$) ця крива відповідає рис. 2.16, в, а в міру зменшення відношення Y все більш і більш наближається до кривої рис. 2.15, в, для якої $B = 0$ ($\delta_s = 0$, $\delta_0 = 2\%$).

Розглянуті співвідношення характерні для вузькодіапазонних ЗВТ. Для широкодіапазонних ЗВТ, що перекривають декілька декад зміни вхідної величини x , необхідне врахування ще однієї обставини. Справа полягає в тому, що вимірювання дуже великих величин виявляється настільки ж важким, як і вимірювання дуже малих величин. Тому в широкодіапазонних приладах і перетворювачах часто спостерігається різке зростання відносних похибок як в області малих (рис. 2.14, б, рис. 2.16, в), так і в області великих величин.

Як ілюстрацію цього випадку, розглянемо зміну похибки в діапазоні вимірюваної величини у найпростішого реохордного моста для вимірювання опорів, схема якого наведена на рис. 2.17. Опори r_1 і r_2 ділянок реохорда пропорційні їхнім довжинам l_1 та l_2 , тому умову рівноваги моста можна записати як

$$\frac{R_x}{R_N} = \frac{r_1}{r_2} = \frac{l_1}{l_2} \quad (2.22)$$

і вимірюваний опір визначиться як

$$R_x = R_N l_1 / l_2. \quad (2.23)$$

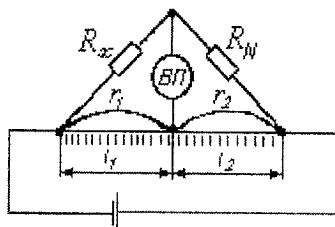


Рис. 2.17. Реохордний міст ВП – відліковий пристрій

Для знаходження виразу відносної похибки

$$\gamma_x = \Delta R_x / R_x$$

зручно використовувати прийом, що полягає в логарифмуванні та наступному диференціюванні вихідного співвідношення. Після логарифмування маємо:

$$\ln R_x = \ln R_N + \ln l_1 - \ln l_2.$$

Диференціюючи останній вираз, одержуємо:

$$\frac{dR_x}{R_x} = \frac{dR_N}{R_N} + \frac{dl_1}{l_1} - \frac{dl_2}{l_2}. \quad (2.25)$$

Враховуючи, що

$$dR_x / R_x \approx \Delta R_x / R_x = \gamma_{R_x}, \quad (2.26)$$

$$dR_N / R_N \approx \Delta R_N / R_N = \gamma_{R_N}$$

і що в нашому випадку

$$\Delta l_1 = -\Delta l_2 = \Delta l, \quad (2.27)$$

де Δl – похибка відліку за шкалою реохорда, отримуємо:

$$\begin{aligned}\gamma_{R_x} &= \gamma_{R_N} + \frac{\Delta l_1}{l_1} - \frac{\Delta l_2}{l_2} = \gamma_{R_N} + \Delta l \left(\frac{1}{l_1} + \frac{1}{l_2} \right) = \\ &= \gamma_{R_N} + \Delta l \frac{l_1 + l_2}{l_1 l_2}.\end{aligned}\quad (2.28)$$

Зневажаючи похибкою зразкового резистора γ_{R_x} , і помічаючи, що $l_1 + l_2 = L$ — повна довжина реохорда, а $\Delta l/L = \gamma_l$ — відносна похибка відліку за шкалою реохорда, маємо:

$$\begin{aligned}\gamma_{R_x} &= \frac{\Delta l}{L} \frac{(l_1 + l_2)^2}{l_1 l_2} = \gamma_l \frac{l_2^2 + 2l_1 l_2 + l_1^2}{l_1 l_2} = \\ &= \gamma_l \left(\frac{l_2}{l_1} + 2 + \frac{l_1}{l_2} \right) = \\ &= \gamma_l \left(\frac{R_N}{R_x} + 2 + \frac{R_x}{R_N} \right).\end{aligned}\quad (2.29)$$

З останнього виразу наочно видно, що при постійній похибці $\gamma_l = \Delta l/L$ відліку за шкалою реохорда відносна похибка γ_{R_x} вимірювання опору зростає до нескінченності симетрично як при малих R_x (коли $R_N/R_x \rightarrow \infty$), так і при великих R_x (коли $R_x/R_N \rightarrow \infty$). Зміна абсолютної похибки $\Delta_x = \gamma_{R_x} R_x$ відбувається в цьому випадку за таким законом:

$$\Delta_x = \gamma_l R_N + 2\gamma_l R_x + \frac{R_x^2 \gamma_l}{R_N} \quad (2.30)$$

і смуга невизначеності має вигляд, показаний на рис. 2.18, а. Відносна похибка $\gamma(x)$ змінюється при цьому по кривій рис. 2.18, б, що можна представити аналітично в загальному вигляді як

$$\gamma(x) = \frac{\Delta_0}{R_x} + \delta_s + \frac{R_x}{R_m}, \quad (2.31)$$

де для нашого прикладу

$$\Delta_0 = \gamma_I R_N; \delta_s = 2\gamma_I; \quad (2.32)$$

$$R_m = R_N / \gamma_I. \quad (2.33)$$

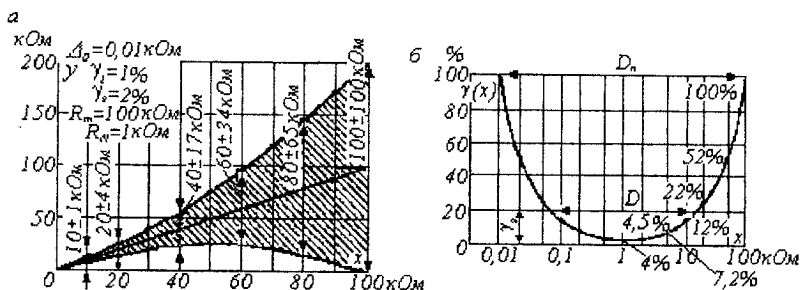


Рис. 2.18. Широкодіапазонні ЗВТ

Поняття порогу чутливості ЗВТ. Під порогом чутливості розуміється найменша зміна значення вимірюваної величини, яка спроможна викликати найменшу зміну показів.

Виявляти малі значення вимірюваної величини заважає похибка нуля приладу Δ_0 . Вона частіше всього є випадковою і виявляється у вигляді завад або шумів, що викликають малі безладні блукання показчика приладу. В цих умовах найменші зміни показів приладу, викликані найменшою зміною вимірюваної величини, неможливо відрізнити від завад доти, поки вони не стануть більше цих завад. Таким чином, порогом, до якого виявлення вимірюваної величини неможливе і після якого воно принципово вже можливе, є **рівність** вимірюваної величини x похибці нуля приладу Δ_0 .

Виходячи з цього, в сучасній теорії вимірювання поняттю порога чутливості придається кількісний зміст, тобто – це таке значення вимірюваної величини, коли $x = \Delta_0$, а відносна похибка вимірювання $\delta_0 = \Delta_0 / x = 100\%$.

Поняття повного діапазону перетворення ЗВТ. Якщо значення вимірюваної величини x менше порога чутливості, то відносна похибка вимірювання $\delta > 100\%$. Якщо ж, збільшуючись, x

стає більше межі вимірювання X_k приладу, то показчик приладу опиняється за останнім поділом шкали, впирається в обмежувач і похибка вимірювання може бути знову як завгодно велика.

Таким чином, інтервалом значень x , в якому може бути отримана інформація про x за допомогою даного засобу вимірювання, є лише інтервал від Δ_0 до X_k , де похибка не переважає 100 %. Цей інтервал (див. рис. 2.14, *в* або 2.18, *б*) називається **повним діапазоном** D_{Π} , перетворення даного засобу вимірювання вказується, як правило, у вигляді кратності відношення X_k до Δ_0 , тобто у вигляді $D_{\Pi} = X_k/\Delta_0$. Часто для позначення повного діапазону вживають запозичений з радіотехніки термін “динамічний діапазон”.

Повний діапазон ЗВТ зі смугою невизначеності вигляду рис. 2.14 дуже малий. Так для рис. 2.18, *б* при наведеній похибці $\delta_0 = \Delta_0/X_k$, рівної 5 %, він складає $D_{\Pi} = 20$, а при $\gamma_0 = 0,1\%$ рівний 1000. У приладів з смугою вигляду рис. 2.16, *в* він був би рівний нескінченності, але такі засоби вимірювання практично нездійсненні. У приладів із смугою невизначеності вигляду рис. 2.17, *в* повний діапазон досягає $D_{\Pi} = 10^3 \dots 10^5$, а у приладів з смугою похибок вигляду рис. 2.18, *б* він обмежений значеннями $x = \Delta_0$ та $x = X_m$ і складає $D_{\Pi} = X_m/\Delta_0 = 10^4 \dots 10^8$ і більше.

Робочий діапазон перетворення ЗВТ являє собою частину повного діапазону, де відносна похибка не перевищує деякої заданої величини δ_0 . Тому що в області малих значень x (рис. 2.14, *в*) або в області і малих і великих значень x (рис. 2.18, *б*) похибки наближаються до 100 %, а ці ділянки вважаються неробочими та не використовуються, а робочий діапазон D вибирається в області, де $\gamma \leq \gamma_3$.

Показ, відлік, стала засобу вимірювань і ціна поділки шкали. Показом ЗВ (вимірювального приладу, багатозначної міри) називають значення вимірюваної чи відтворюваної величини X (визначене за допомогою його відлікового пристрою – шкали з показчиком, цифрового табло).

Показ, відлік, стала ЗВ і ціна поділки шкали пов'язані співвідношеннями:

$$x_n = N_n 1_x = N_\sigma C = N_{\text{под}} C_{\text{под}}, \quad (2.34)$$

де x_n – показ ЗВ, виражений через його числове значення N_n та одиницю 1_x величини X ; N_σ – відлік як абстрактне число, зчитане з відлікового пристрою або одержане лічбою послідовних відміток чи сигналів; C – стала ЗВ, яка є числом, іменованим в одиницях 1_x величини X ; $N_{\text{под}}$ – число (загалом дробове) поділок, відлічених на шкалі; $C_{\text{под}}$ – ціна поділки шкали, як різниця значень величини X , що відповідають двом сусіднім відміткам шкали.

Шкала ЗВ – сукупність відміток і проставлених біля деяких з них чисел відліку або інших символів, що відповідають ряду послідовних значень величини, в одиницях якої дістають покази. Якщо довжина поділок (відстань між осями сусідніх відміток) і ціна поділки сталі вздовж шкали, то така шкала рівномірна. Шкала з поділками різної довжини або з різною ціною поділки називається нерівномірною.

На підставі (2.34) значення C і $C_{\text{под}}$ однозначно пов'язані між собою через N_σ і $N_{\text{под}}$ такою залежністю:

$$C = \frac{N_{\text{под}}}{N_\sigma} C_{\text{под}}. \quad (2.35)$$

Причому для даного вимірювального приладу значення C і $C_{\text{под}}$ залежать від діапазону його показів. Згідно з (2.35), числові значення сталої C і ціни поділки $C_{\text{под}}$ збігаються тільки тоді, коли числове значення кількості поділок $N_{\text{под}}$ дорівнює відліковій N_σ , незалежно від того, рівномірна шкала чи нерівномірна, однодіапазонний прилад чи багатодіапазонний.

Вище поняття відліку, сталої ЗВ і ціни поділки шкали, в принципі, розглядалися стосовно аналогових вимірювальних

приладів та аналогових багатозначних мір. Ці поняття поширюються і на цифрові ЗВ. Для них цифровий показ визначається співвідношенням:

$$x_n = N_n \cdot 1_x = N_q q_n, \quad (2.36)$$

де N_n – числове значення цифрового показу, вираженого в одиницях 1_x величини X ; N_q – кількість кроків; q_n – номінальний розмір кроку квантування, зведеного до входу цифрового ЗВ.

Із порівняння виразів (2.34) і (2.36) за їх структурою і змістом виходить, що для цифрових ЗВ $C \equiv C_{\text{под}} \equiv q_n$, $N_s \equiv N_{\text{под}} \equiv N_q$. Тому розмір q_n є важливим параметром цифрових ЗВ. Згідно з ГОСТом 8.009-84 [37], обов'язковому нормуванню підлягають такі параметри цифрових ЗВ, як вид коду, кількість і вага його розрядів, номінальна ціна одиниці найменшого розряду. Для АЦП і цифрових вимірювальних приладів, в яких номінальний крок квантування не збігається з номінальною ціною одиниці найменшого розряду, а становить, наприклад, при десятичному коді п'ять таких одиниць, нормується значення q_n .

Роздільна здатність N ЗВТ – це число градацій вимірюваної величини, що розпізнані на виході ЗВТ. Для дискретних ЗВТ при урахуванні тільки похибки квантування N визначається просто як число рівнів (квантів) їхньої характеристики, проте це поняття легко поширюється на всі інші ЗВТ, якщо за розпізнавальні градації вважати неперекриваючі інтервали, що вписуються в смугу невизначеності ЗВТ.

В загальному випадку, якщо інтервал невизначеності $d(x) = 2\Delta(x)$ не залишається постійним для різноманітних значень x , поточний розмір окремих рівнів дозволеного діапазону, визначається поточним значенням $\Delta(x)$. Тоді в елементарній смузі значень вимірюваної величини шириною dx укладається $dx/[2\Delta(x)]$ градацій, а повне число помітних градацій, тобто дозволений діапазон даного засобу вимірювання у діапазоні від X_1

до X_2 , визначається як

$$N = \int_{X_1}^{X_2} \frac{dx}{2\Delta(x)}.$$

З огляду на те, що значення $\Delta(x)$ пов'язано з поточним значенням точності A співвідношенням $d = x/A$

$$N = \int_{X_1}^{X_2} A \frac{dx}{x} = \int_{X_1}^{X_2} A d(\ln x),$$

де A – точність вимірювання.

Таким чином, число помітних градацій або дозволений діапазон ЗВТ тим більше, чим вище їхня точність і ширше діапазон і є узагальненою характеристикою їхньої точності і діапазону

$$N = \int_{X_1}^{X_2} A d(\ln x) = A \ln \frac{X_2}{X_1} = A \ln D = \frac{1}{2\gamma} \ln D,$$

де $A = \frac{1}{2\gamma}$ дорівнює множенню точності на логарифм діапазону

D . Логарифм діапазону, в залежності від вибору вигляду логарифмів (двійкові, натуральні або десяткові), є діапазоном приладу, що виражений кількістю октав, неперов або декад.

Звідси **точність**

$$A = \frac{1}{2\gamma} = \frac{R}{\ln D}$$

є числом градацій на 1 непер діапазону приладу. А з огляду на те, що $\ln 10 \approx 2,3$ та $\log_2 e \approx 1,45$, одержуємо, що $A = 2,3/(2\gamma)$ – число градацій на декаду діапазону, а $A = 1/(2,9\gamma)$ – кількість градацій на одну октаву діапазону.

Можна сказати, що роздільна здатність – це найменша відстань між двома значеннями вимірюваної величини, які відрізняються одне від одного та виражені розміром цієї величини, тобто дорівнюють ціні поділки шкали.

Похибка лінійності і методи розширення робочого діапазону засобів вимірювальної техніки. Перешкодою до розширення робочого діапазону ЗВТ в області малих значень вимірюваної величини є поріг чутливості, тобто похибка нуля вимірювальних перетворювачів.

Розширення ж робочого діапазону ЗВТ в бік великих значень вимірюваних величин частіше всього обмежується нелінійністю характеристик вимірювальних перетворювачів у широкому діапазоні зміни перетворюваної величини. Проте відхилення характеристики від лінійної, тобто похибка лінійності, є систематичним і завдяки цьому в деяких межах може бути скориговане. Розроблені у вимірювальній техніці методи корекції похибок лінійності вимірювальних приладів і перетворювачів є, по суті, загальними і тому можуть бути розглянуті безпосередньо до конкретних типів приладів чи перетворювачів. Найважливішими з них є такі.

Упорядкування таблиці поправок. Якщо нелінійна функція приладу чи перетворювача залишається стабільною в часі, то вона може бути досліджувана і виражена у вигляді таблиці, користуючись якою, спостерігач переводить нелінійні покази приладу в числа, пропорційні вимірюваній величині.

Нелінійна градуїровка аналогової шкали являє собою, по суті, попередній метод, але таблиця замінюється нелінійною (по довжині) шкалою поділу, відлік по якій лінійно пов'язаний із вхідною вимірюваною величиною. Цей метод найбільше поширений в аналогових показуючих і реєструючих приладах, важко застосовувати в приладах із цифровим відліком.

Вибір в якості вихідної величини перетворювача такої величини, що найбільш лінійно пов'язана з вхідною. Наприклад, при використанні ємнісного перетворювача переміщення рухливої пластини і ємність надаються пов'язаними між собою різко нелінійною гіперболічною залежністю. Проте, якщо в якості вихідної величини перетворювача використовувати не його єм-

ність, а його ємнісний опір $x_c = 1/(\omega C)$, то вимірюване переміщення та вихідний ємнісний опір перетворювача виявляються пов'язаними лінійною залежністю. Подібне положення спостерігається і в багатьох інших перетворювачах.

Робота на малій ділянці нелінійної характеристики. Якою б криволінійною не була характеристика ЗВТ, її невеличку ділянку завжди можна замінити відрізком прямої лінії. Допустима при цьому похибка тим менше, чим менша обрана ділянка, і тим швидше нарастає з її збільшенням, чим більш «кривою» є ця ділянка.

Для характеристики кривизни функції перетворення часто зручно використовувати значення дробового показника η степеневої функції $y = kx^\eta$, що апроксимує цю характеристику. Дійсно, для лінійної $y = kx$ характеристики $dx/x = dy/y$, а для нелінійної $dx/x \neq dy/y$. Тому відношення $\eta = \frac{dy/y}{dx/x}$ можна розглядати як показник нелінійності. Записавши це співвідношення як $dy/y = \eta dx/x$ і проінтегрувавши його, отримуємо $y = kx^\eta$ або $y = k\sqrt[n]{x}$, де $n = 1/\eta$.

Такого вигляду апроксимацію нелінійних характеристик перетворювачів зручно використовувати для аналізу чутливості, похибки лінійності та робочого діапазону перетворювачів. Наприклад, для багатьох частотних датчиків (струнні, індуктивні, ємнісні тощо) характерна залежність між вхідною x і вихідною y величинами вигляду $y = Y_0 \sqrt[n]{1 + \Delta x/X_0}$ при $n = 2 \dots 8$.

Використовуючи розкладання бінома $(1 + h)^\eta$ в ряд Маклорена:

$$(1 + h)^\eta = 1 + \frac{\eta}{1!} h + \frac{\eta(\eta - 1)}{2!} h^2 + \dots \\ \dots + \frac{\eta(\eta - 1) \dots (\eta - k + 1)}{k!} h^k$$

і вважаючи $\eta = 1/n$ та $h = \Delta x/X_0$, отримуємо:

$$y = Y_0 \left[1 + \frac{1}{n} \left(\frac{\Delta x}{X_0} \right) - \frac{(n-1)}{2n^2} \left(\frac{\Delta x}{X_0} \right)^2 + \frac{(n-1)(2n-1)}{6n^3} \left(\frac{\Delta x}{X_0} \right)^3 + \dots \right]$$

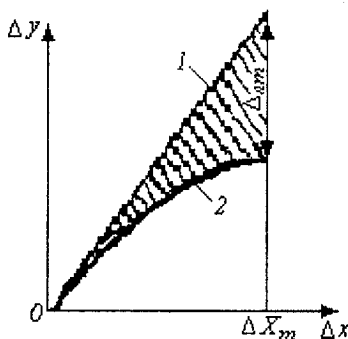


Рис. 2.19. До визначення похибки лінійності

Перший член цього ряду відповідає значенню $y = y_0$ при $x = X_0$, тобто початковому значенню вихідної величини при $\Delta x = 0$. Другий член $\Delta y = Y_0(1/n)(\Delta x/X_0)$ відповідає дотичній в точці розкладання, тобто прямій 1 на рис. 2.19, і характеризує чутливість перетворювача. А третій та наступні члени характеризують відхилення реальної характеристики 2 від прямої 1, тобто похибку лінійності. Основну частку цієї похибки складає старший з них, тобто третій член. Тому абсолютна похибка лінійності (різниця між кривими 1 і 2) приблизно дорівнює:

$$\Delta_{\text{л}} \approx Y_0 \frac{n-1}{2n^2} \left(\frac{\Delta x}{X_0} \right)^2,$$

а відносна –

$$\gamma_n = \frac{\Delta_n}{\Delta y} = \frac{Y_0 \frac{n-1}{2n^2} \left(\frac{\Delta x}{X_0} \right)^2}{Y_0 \frac{1}{n} \left(\frac{\Delta x}{X_0} \right)} = \frac{n-1}{2n} \frac{\Delta x}{X_0},$$

звідси залежність максимально припустимої відносної зміни $\Delta X_m / X_0$ від виникаючої при цьому максимальної похибки лінійності γ_{lm} виражається як

$$\varepsilon_x = \frac{\Delta X_m}{X_0} = \frac{2n}{n-1} \gamma_{lm}.$$

Таким чином, наприклад, при $n = 2$, $2n/(n-1) = 4$ і $\varepsilon_x = 4\gamma_{lm}$, тобто при $\gamma_{lm} = 1\%$ допустима відносна зміна ε_x складає всього 4 %.

Розглянутий приклад наочно показує, що досягнення лінійності шляхом роботи на малій ділянці характеристики дуже невигідно, тому що призводить до різкого скорочення робочого діапазону перетворювача, а отже, до різкого зростання відносних значень всіх інших похибок (віднесених до цього малого діапазону).

Використання диференціальних перетворювачів – найбільш діючий і тому ширше використовуваний на практиці метод розширення робочого діапазону як вгору, завдяки взаємній корекції нелінійності, так і вниз, завдяки взаємній корекції багатьох інших систематичних похибок (температурна, від зміни живлення тощо), тобто завдяки зниженню похибки нуля. Ефективність цього методу покажемо на прикладі диференційного вмикання двох нелінійних перетворювачів, розглянутих у попередньому пункті. Нехай до одного з них прикладається вхідний вплив, що дорівнює $+\Delta x$, а до другого – рівний йому $-\Delta x$. Тоді вихідна величина першого перетворювача

$$y_1 = Y_0 \sqrt[n]{1 + \Delta x / X_0},$$

а другого:

$$y_2 = Y_0 \sqrt[n]{1 - \Delta x / X_0}$$

і різниця цих вихідних величин:

$$\Delta y = Y_1 - Y_2 = Y_0 \left(\sqrt[n]{1 + \Delta x / X_0} - \sqrt[n]{1 - \Delta x / X_0} \right)$$

Розкладаючи кожний з радикалів у ряд і віднімаючи їх подібні члени, одержуємо:

$$\Delta y = Y_0 \left[\frac{2}{n} \left(\frac{\Delta x}{X_0} \right) + \frac{(n-1)(2n-1)}{3n^3} \left(\frac{\Delta x}{X_0} \right)^3 + \dots \right].$$

З останнього виразу видно, що на виході диференційного перетворювача відсутня постійна складова, тобто при $\Delta x = 0$ значення удорівнює нулю, а не Y_0 , як у попередньому випадку. Чутливості двох перетворювачів сумуються і результуюча чутливість подвоюється, тобто:

$$\Delta y = Y_0 \frac{2}{n} \left(\frac{\Delta x}{X_0} \right).$$

При цьому треба мати на увазі, що похибки чутливості, тобто зміни чутливості в залежності від впливаючих величин, по абсолютній величині також сумуються, а не відраховуються, і тому корекції мультиплікативних похибок не відбувається, їхня відносна величина залишається такою ж, як і в окремих перетворювачах. Похибки лінійності, обумовлені третім членом ряду, при суворій рівності чутливостей обох перетворювачів взаємно коректуються і похибка лінійності, що залишилася, обумовлюється не третім, а лише сумою четвертих членів розкладання і дорівнює:

$$\Delta_a = Y_0 \frac{(n-1)(2n-1)}{3n^3} \left(\frac{\Delta x}{X_0} \right)^3,$$

а її відносна величина —

$$\gamma_a = \frac{\Delta_a}{\Delta y} = \frac{Y_0 \frac{(n-1)(2n-1)}{3n^3} \varepsilon_x^3}{Y_0 \frac{2}{n} \varepsilon_x} = \frac{(n-1)(2n-1)}{6n^2} \varepsilon_x^2;$$

можливий діапазон зміни ε_{xm} при заданому значенні γ_{am} дорівнює:

$$\varepsilon_{xm} = \sqrt{\frac{6n^2}{(n-1)(2n-1)}} \gamma_{am}.$$

Тому для тих же значень $n=1$ і $\gamma_{am}=1\%$, які були вказані вище, $\varepsilon_{xm} \pm 28\%$ замість 4% , тобто в 7 разів більше, ніж при недиференційному вмиканні.

Рациональний вибір номінальної лінійної характеристики не-лінійного перетворювача (рис. 2.20) також являє собою один з шляхів підвищення точності розширення робочого діапазону.

Характеристика перетворення диференційного перетворювача (рис. 2.20, *a*) відхиляється від дотичної 1 завжди вбік збільшення чутливості, і похибка зростає зі збільшенням ε_x як $\gamma_a = k\varepsilon_x$. Тому, якщо в якості номінальної, що вказується в паспорті, характеристики приймати не пряму 1, а 2 або 3, то похибка лінійності буде значно меншою. При цьому похибка лінійності може оцінюватися як мультиплікативна, тобто вказівкою смуги похибок, заштрихованої на рис. 2.20, *a*, або ж як адитивна з вказівкою смуги похибок, яка є заштрихованою на рис. 2.20, *б*. Таким чином, ніяких нових понять характеристики похибки лінійності, крім понять адитивної та мультиплікативної похибок, не потрібно.

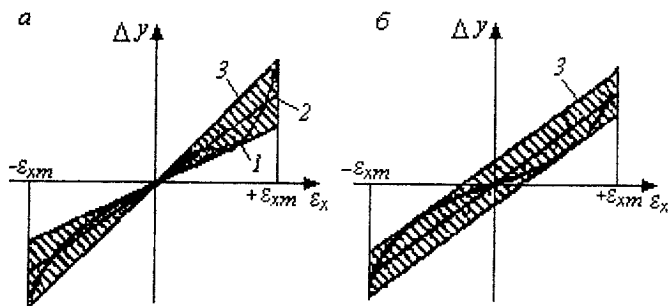


Рис. 2.20. До раціонального вибору номінальної характеристики

Можливе зменшення похибки лінійності, що досягається різноманітним вибором номінальної характеристики, ілюструється на рис. 2.21. Так якщо абсолютне значення максимальної похибки лінійності, що виникає на кінці діапазону (при $\epsilon_x = \epsilon_{xm}$) при номінальній характеристиці у вигляді дотичної 1 (рис. 2.20, а), коли похибка по всьому діапазоні позитивна (рис. 2.21, а), дорівнює $\Delta_{\text{лт}}$, то при номінальній характеристиці у вигляді хорди 3 (рис. 2.20, а) похибка буде завжди негативна і буде дорівнювати на середині діапазону $\frac{2}{5}$ від $\Delta_{\text{лт}}$ (рис. 2.21, б). Для досягнення мінімальної адитивної похибки (рис. 2.20, б та 2.21, в) номінальна характеристика 3 на рис. 2.20, б повинна перетинати реальну характеристику в точці $\epsilon_x = 0,87\epsilon_{xm}$, при цьому половина ширини смуги похибки складає $\Delta_{\text{л}} = \frac{1}{4}\Delta_{\text{лт}}$. А для досягнення мінімальної мультиплікативної похибки пряма 2 на рис. 2.15, а повинна перетинати реальну характеристику при $\epsilon_x = 0,7\epsilon_{xm}$, при цьому максимальне значення похибки $\Delta_{\text{л}} = \frac{1}{2}\Delta_{\text{лт}}$ (рис. 2.16, з).

Встановлення перерахованих номінальних характеристик не потребує ніяких додаткових витрат і зводиться лише до експериментального визначення номінальної чутливості перетворювача при $\epsilon_x = 0$ (пряма 1), при $\epsilon_x = \epsilon_{xm}$ (пряма 2) і при $\epsilon_x = 0,7\epsilon_{xm} =$

або $\varepsilon_x = 0,87\varepsilon_{\text{хп}}$ (пряма 2 на рис. 2.20, а або 3 на рис. 2.20, б).

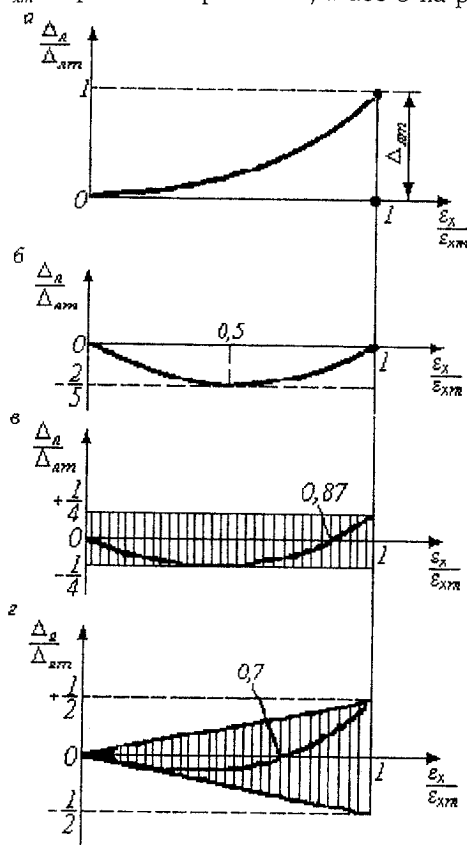


Рис. 2.21. До визначення діапазону вимірювання

**Розширення робочого діапазону ЗВТ шляхом використан-
ня ряду вимірювань.** В силу того, що створення ЗВТ з великим
повним діапазоном (більш 100...1000) надзвичайно складне, а в
цілому ряді вимірювальних задач необхідне вимірювання вели-
чин, що змінюються в $10^6...10^9$ разів, у вимірювальній техніці
дуже широко застосовується метод переключення границі вимі-
рювань за допомогою ослаблювачів (атенюаторів) – дільників
струму і напруги в електричних колах, нейтральних світло-

фільтрів або діафрагм у приладах з оптичними перетворювачами, відповідних діафрагм (дроселів) у пневматичних або гідравлічних колах тощо. В електричних приладах для вимірювання неелектричних величин для цього використовують змінні датчики (наприклад, змінні датчики електричного динамометра на 0,1; 0,2; 0,5; 1; 2; 5; 10 т тощо, у той час як вся електрична апаратура динамометра залишається незмінною).

Вибір кроку зміни меж вимірювань, тобто величини діапазону D , на кожній границі вимірювання визначається допустимим зростанням похибки γ (падінням точності A). Якщо кожна границя використовується для вимірювання значення x від X_2 до $X_1 = X_2/D_i$, то при адитивній похибці поточне значення відносної похибки зростає від $\gamma = \gamma_0$ при $x = X_2$ до $\gamma_2 = D_i \gamma_0$ при $x = X_1$, а точність падає від A до A/D_i . Тому характеристика багатодіапазонного приладу має вигляд кривої, наведеної на рис. 2.22, на якому також представлена характеристика вольтметра класу 1,5 ($\gamma_0 = 1,5\%$) з границями вимірювання від 30 В до 100 В.

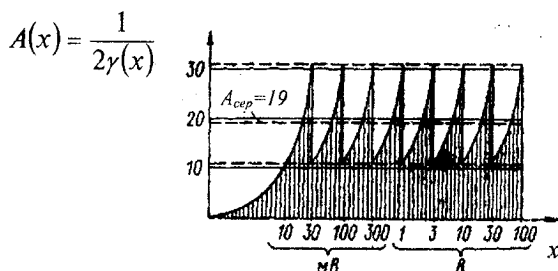


Рис. 2.22. До розширення робочого діапазону ЗВТ

Так як у вольтметра $D_i = 3$, тобто похибка на кожній границі зростає від 1,5 до 4,5 %, її середнє (по кількості інформації) значення [9] $\gamma_{cp} = \gamma\sqrt{D} = 2,6\%$ ($A_{sep} = 19$). З цієї середньої точністю прилад перекриває діапазон X від 10 В до 100 В. В розглянутому прикладі $\gamma_0 = 1,5\%$, $\gamma_S = 0$ та $V = \gamma_0/\gamma_S \rightarrow \infty$. Для

того, щоб перепади точності були менші, необхідно менше значення Y (відповідно до рис. 2.21, в).

Вхідний та вихідний імпеданси. При вимірюванні об'єкт і ЗВТ взаємодіють. Ця взаємодія необхідна і без неї не було б вимірювання. Однак при ній вимірювальна інформація, яка одержувана від об'єкта вимірювання, не повинна спотворюватись. В цьому плані ЗВТ характеризуються вхідним і вихідним опором (імпедансами).

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

Для електричних величин ці вимоги можна сформулювати таким чином.

Великий вхідний опір потрібний тоді, коли вихідний сигнал від попереднього перетворювача (або об'єкта вимірювання) видається у формі напруги. Прикладом може служити вимірювання напруги вольтметром. Чим більше буде опір, тим менше буде давати себе знати його спотворюючий вплив.

Малий вхідний опір потрібний тоді, коли вихідний сигнал від попереднього перетворювача (або об'єкта вимірювання) видається у формі струму. При вимірюванні сили струму амперметром, спотворення, яке ним вноситься, буде тим менше, чим меншим буде його вхідний опір.

При побудові ЗВТ, для ефективної передачі енергії по колу перетворення, необхідне узгодження вхідного опору даного перетворювача з вихідним опором попереднього

Швидкодія – це час, витрачений на вимірювання, розуміємо під цим проміжок часу з моменту зміни вимірюваної величини до моменту встановлення показів приладу.

2.3.2. Динамічні характеристики та параметри ЗВТ

Зміна вимірюваної величини в часі $x(t)$ призводить до динамічного режиму роботи ЗВТ. В такому режимі точність вимірювання багато в чому залежить від динамічних властивостей ЗВТ та від характеру зміни вимірюваної величини.

Для того, щоб вихідний сигнал $y_n(t)$ якогось (ідеального) ЗВТ точно відображав у часі вимірювану величину $x(t)$, незалежно від

характеру її зміни, необхідне дотримання умови:

$$y_n(t) = S_{ном} x(t), \quad (2.37)$$

де $S_{ном}$ – номінальний коефіцієнт перетворення. Для спрощення аналізу динамічного режиму прийемо, що ЗВТ не має статичної похибки, тобто реальний коефіцієнт перетворення $S_p = S_{ном}$ у всьому діапазоні зміни $x(t)$. Рівняння (2.37) відповідає ідеальному безінерційному лінійному перетворенню. З цього рівняння випливає, що вимірювана величина $x(t)$ може бути визначена за вихідним (що спостерігається, реєструючим) сигналом $y_n(t)$ зі співвідношення $x(t) = y_n(t)/S_{ном}$. При цьому відсутня яка-небудь похибка визначення $x(t)$, обумовлена зміною вхідної величини в часі.

Реальні ЗВТ мають динамічні (інерційні) властивості через наявність елементів, що запасують енергію, наприклад, рухливих, що володіють визначеною масою, і пружних елементів в електро механічних приладах, ємностей, індуктивностей у вимірювальних колах тощо, що призводить до більш складної залежності між $x(t)$ і $y(t)$ (рис. 2.22).

Існують різні способи опису динамічних властивостей ЗВТ і оцінки похибок, що виникають у динамічному режимі. Найбільш повно ці властивості ЗВТ можуть бути описані диференціальними рівняннями, перехідними та імпульсними перехідними характеристиками, частотними характеристиками і передатними функціями (рис. 2.22).

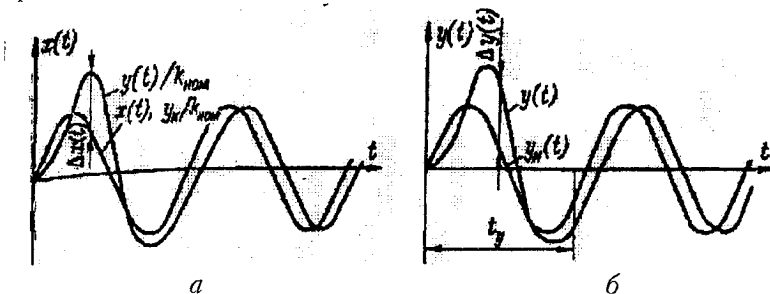


Рис. 2.22. Вхідний $x(t)$ та вихідний $y(t)$, $y_n(t)$ сигнали деякого реального та ідеального (безінерційного) ЗВТ

В загальному випадку безінерційним може бути і нелінійне перетворення. Однак у даному параграфі зупинимося на лінійному перетворенні як найбільше часто використовуваному в ЗВТ.

Диференційні рівняння. Динамічний режим широкого класу ЗВТ може бути описаний лінійним неоднорідним диференціальним рівнянням з постійними коефіцієнтами

$$A_n y^{(n)}(t) + A_{n-1} y^{(n-1)}(t) + \dots + A_1 y'(t) + y(t) = S_{ном} x(t) \quad (2.38)$$

(2.38) відрізняється від рівняння (2.37) наявністю членів, що містять похідні від вихідного сигналу $y(t)$, що і визначають динамічні властивості ЗВТ. При рівності нулю цих членів рівняння (2.38) вироджується в рівняння (2.37).

Розв'язання $y(t)$ диференційного рівняння (2.38) описує вихідний сигнал ЗВТ при вхідному впливі $x(t)$. На рис. 2.22 показані вихідні сигнали $y(t)$ деякого реального та $y_n(t)$ ідеального (безінерційного) ЗВТ при вхідному сигналі $x(t) = \sin \omega t, t \gg 0$. Похибка по виходу ЗВТ у динамічному режимі визначається таким виразом:

$$\Delta y(t) = y(t) - y_i(t). \quad (2.39)$$

Похибка у динамічному режимі являє собою алгебраїчну суму динамічної та статичної похибок, оскільки статична похибка прийнята рівною нулю, то вираз (2.38) визначає тільки динамічну похибку.

В задачу вимірювання входить перебування значень вимірюваної величини $x(t)$ за значеннями $y(t)$. Якщо $x(t)$ визначати з відношення $y(t)/S_{ном}$, а такий спосіб являється найбільш розповсюдженим у вимірювальній техніці, то динамічна похибка по виходу ЗВТ така:

$$\begin{aligned}\Delta x(t) &= y(t)/S_{ном} - x(t) = [y(t) - y_i(t)]/S_n = \\ &= \Delta y(t)/S_{ном}.\end{aligned}\quad (2.40)$$

Отже, при такому підході похибки $\Delta x(t)$ і $\Delta y(t)$ розрізняються постійним множником $S_{ном}$.

Віднімаючи з виразу (2.38) рівняння (2.37), з урахуванням (2.39), одержимо вираз для динамічної похибки по виходу ЗВТ:

$$\Delta y(t) = -A_n y^{(n)}(t) - A_{n-1} y^{(n-1)}(t) - \dots - A_1 y'(t). \quad (2.41)$$

Визначення похибки $\Delta y(t)$ за цим виразом хоча принципово і можливо, однак на практиці пов'язано з труднощами, оскільки аналітичний вираз для $y(t)$, як правило, невідомий, а визначення похідних від $y(t)$, наприклад, графічно за зареєстрованим вихідним сигналом не може бути проведене з необхідною точністю. Тому часто застосовують деякі оцінки динамічної похибки, що характеризують результат вимірювання змінної в часі величини $x(t)$. При цьому виявляється зручним оцінювання динамічних похибок окремо для перехідного та для статичного режиму роботи ЗВТ.

Загальний розв'язок $y(t)$ неоднорідного лінійного диференційного рівняння з постійними коефіцієнтами визначається сумою $y(t) = y_e(t) + y_q(t)$, де $y_e(t)$ — загальний розв'язок відповідного однорідного диференційного рівняння; $y_q(t)$ — частковий розв'язок рівняння (2.38). Розв'язок $y_e(t)$ описує вільні коливання, які обумовлені динамічними характеристиками ЗВТ. Для стійких ЗВТ вільні коливання є згасаючими, тобто $\lim_{t \rightarrow \infty} y_e(t) = 0$, а тривалість цих коливань визначає тривалість перехідного режиму. У вимірювальній техніці перехідний режим зазвичай оцінюють часом встановлення t_y , що, власне кажучи, визначається часом згасання вільних коливань до деякої малої величини, при якій практично можна вважати $y_e(t) = 0$, а $y(t) = y_q(t)$. Частковий розв'язок $y_q(t)$ описує вимушені коливання (статичний режим),

які обумовлені вхідним впливом і динамічними властивостями ЗВТ. Звідси випливає, що динамічна похибка у перехідному режимі ($t < t_y$) визначається складовими $y_s(t)$ і $y_u(t)$, а у статичному ($t > t_y$) — тільки складовою $y_u(t)$. Значення динамічної похибки при зазначених режимах можуть істотно розрізнятися.

Порядок рівняння (2.38) визначається динамічними засобами ЗВТ і в загальному випадку може бути високим. Диференційні рівняння високого порядку можуть бути представлені системою диференційних рівнянь більш низького порядку. Власне кажучи, це означає представлення складного, в динамічному змісті, ЗВТ більш простими. Як показано в п. 2.3, складні ЗВТ умовно можуть бути поділені на ланки, в залежності від їхніх властивостей, у тому числі динамічних. У цьому випадку для дослідження динамічних властивостей ЗВТ широко використовуються динамічні ланки першого та другого порядків.

Динамічна ланка першого порядку описується рівняннями:

$$\begin{aligned} A_1 y'(t) + y(t) &= S_{ном} x(t), \\ T_1 y'(t) + y(t) &= S_{ном} x(t), \end{aligned} \quad (2.42)$$

де T_1 — постійна часу ланки першого порядку. Застосовують також параметр $\omega_0 = 1/T_1$, який називається граничною частотою. Для такої ланки при відомому $x(t)$ відносно просто визначається $y(t)$.

При вимірюваннях зважається зворотна задача — за реакцією ланки знаходиться вимірювана величина $x(t)$. Розглянемо одну з можливих оцінок максимальної динамічної похибки при таких обмеженнях на вхідний вплив: діапазон зміни вхідного сигналу від $-x_m$ до $+x_m$, спектр вхідного сигналу обмежений частотою ω_m . Така форма завдання вхідних сигналів часто використовується на практиці.

На підставі рівнянь (2.39)...(2.41), динамічна похибка по виходу ланки першого порядку визначається виразом:

$$\Delta x(t) = -T_1 y'(t) / S_{ном}.$$

Максимальне значення модуля цієї похибки:

$$\max |\Delta x(t)| = T_1 \max |y'(t)| / S_{ном}.$$

Для оцінки $\max |y'(t)|$ можна скористатися нерівністю С.Н. Бернштейна (2.19):

$$\max |y'(t)| \leq \omega_m |y_m| \leq \omega_m S_m x_m,$$

де $|y_m|$ – модуль максимально можливого значення сигналу на виході ланки; S_m – максимально можливий коефіцієнт передачі для ланки першого порядку. Для такої ланки, як буде показано далі, $S_m = S_{ном}$. Отже:

$$\max |\Delta x(t)| \leq T_1 \omega_m S_m \quad (2.43)$$

На підставі (2.43) визначимо максимальну приведену (до діапазону $x = 2x_m$ зміни сигналу) похибку:

$$\begin{aligned} \max \gamma_x &= \frac{\max |\Delta x(t)|}{x_N} = \frac{\max |\Delta x(t)|}{2x_m} \leq \\ &\leq \frac{T_1 \omega_m}{2} = \frac{\omega_m}{2\omega_0}. \end{aligned} \quad (2.44)$$

Динамічна ланка другого порядку описується так:

$$A_2 y''(t) + A_1 y'(t) + y(t) = S_{ном} \cdot x(t)$$

або

$$\frac{1}{\omega_0^2} y''(t) + \frac{2\beta}{\omega_0} y'(t) + y(t) = S_{ном} \cdot x(t), \quad (2.45)$$

де ω_0 – частота власних коливань ланки; β – коефіцієнт демпфірування чи ступінь заспокоєння, тобто характеристика ланки, значення якої істотно впливає на характер динамічних процесів, що протікають у такій ланці.

Використовуючи (2.45), (2.40) і нерівність $\max|y''(t)| \leq \omega_m^2 |y_m|$ (2.19), можна записати вираз для динамічної похибки по входу ланки другого порядку та її максимальної оцінки для зазначених вище умов:

$$\begin{aligned} \Delta x(t) = & -y''(t)/(\omega_0^2 S_{ном}) - 2\beta y'(t)/(\omega_0 S_{ном}) \\ \max|\Delta x(t)| = & \max|y''(t)|/(\omega_0^2 S_{ном}) + \\ & + 2\beta y'(t)/(\omega_0 S_{ном}) \leq \max|y''(t)|/(\omega_0^2 S_{ном}) + \\ & + 2\beta \max|y'(t)|/(\omega_0 S_{ном}) \leq \omega_m^2 |y_m|/(\omega_0^2 S_{ном}) + \\ & + 2\beta \omega_m \max|y_m|/(\omega_0 S_{ном}) \leq \omega_m^2 S_m x_m /(\omega_0^2 S_{ном}) + \\ & + 2\beta \omega_m S_m x_m /(\omega_0 S_{ном}). \end{aligned} \quad (2.46)$$

Значення коефіцієнта S_m , що відповідає максимальному відхиленню y_m , тут також невідомо. Більш того, для ланки другого порядку в загальному випадку S_m може бути як менше, так і більше $S_{ном}$. При прийнятих обмеженнях на максимальну частоту спектра вхідних сигналів за амплітудно-частотними характеристиками можна визначити максимальне значення S_m у заданому діапазоні частот і підставити його, у (2.46) для оцінки динамічної похибки. Наведемо вираз для оцінки максимальної приведеної похибки ланок, що мають $\beta \geq 0,7$, для якого $S_m \leq S_{ном}$. Вважаючи $S_m = S_{ном}$ і підставляючи це значення у (2.43), отримаємо

$$\max \gamma_x = \max|\Delta x(t)|/2x_m \leq \omega_m^2/2\omega_0^2 + \beta \omega_m/\omega_0. \quad (2.47)$$

Необхідно мати на увазі, що вирази (2.41) та (2.42) дають завищену оцінку (оцінку зверху) максимальної динамічної похибки. Тому їх варто застосовувати при таких відношеннях ω_m/ω_0 , при яких значення похибок відносно невеликі.

Отримані оцінки можна використовувати для сталого динамічного режиму при обмеженому спектрі вхідного сигналу. Для перехідного режиму виникають труднощі у визначенні макси-

мальної частоти ω_m . Так при підключенні в деякий момент часу t_1 сигналу $x(t) = X_m \sin \omega t$ вхідний вплив має необмежений спектр. Крім того, деякі сигнали мають у сталому режимі $\omega_m > \omega_0$, наприклад коли вхідний сигнал за формою близький до прямокутних імпульсів. У цих випадках доцільно використовувати перехідні та імпульсні перехідні характеристики.

Перехідні та імпульсні перехідні характеристики [37]. Перехідна характеристика $h(t)$ є реакцією ЗВТ на вхідний вплив $x(t)$, що являє собою одиничний стрибок $1(t)$ (рис. 2.23, а). Цю характеристику знаходять або дослідним шляхом, або розв'язуючи відповідне диференціальне рівняння при $x(t) = 1(t)$.

Імпульсна перехідна характеристика $g(t)$ є реакцією ЗВТ на вхідний вплив у вигляді дельта-функції $\delta(t)$ (рис. 2.23, б). Оскільки $\delta(t) = d1(t)/dt$, то $g(t) = dh(t)/dt$.

Як і диференційне рівняння, перехідна або імпульсна перехідна характеристики повною мірою визначають динамічні властивості ЗВТ.

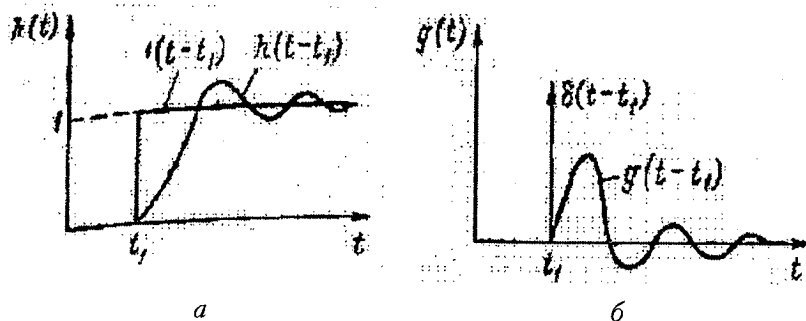


Рис.2.23. Перехідна (а) та вагова (б) функції деякого ЗВТ

Вихідну реакцію при вхідному сигналі $x(t)$ визначають за допомогою інтеграла накладення, (інтеграла Дюамеля):

$$y(t) = \int_0^t x(\tau) g(t - \tau) d\tau \quad (2.48)$$

або

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

При впливі одиничного стрибка на ЗВТ виникає динамічна похибка $\Delta y(t) = h(t) - S_{ном} 1(t)$ чи $\Delta x(t) = h(t)/S_{ном} - 1(t)$. При такому впливі похибка $\Delta x(t)$ ЗВТ у момент вмикання досягає значення амплітуди стрибка $x(t)$, зменшуючись згодом у залежності від динамічних властивостей ЗВТ. Поточне значення динамічної похибки $\Delta x(t)$ цілком визначається перехідною характеристикою розглянутої динамічної ланки.

Перехідна характеристика $h(t)$ ланки першого порядку (рис. 2.24, а), яка обумовлена розв'язком рівняння (2.42) при $x(t) = 1(t)$, має вигляд:

$$h(t) = S_{ном} (1 - e^{-t/T_1}) \quad (2.49)$$

Імпульсна перехідна характеристика $g(t) = dh(t)/dt$ (рис. 2.24, б) для даної ланки така:

$$g(t) = (S_{ном}/T_1) e^{-t/T_1}. \quad (2.50)$$

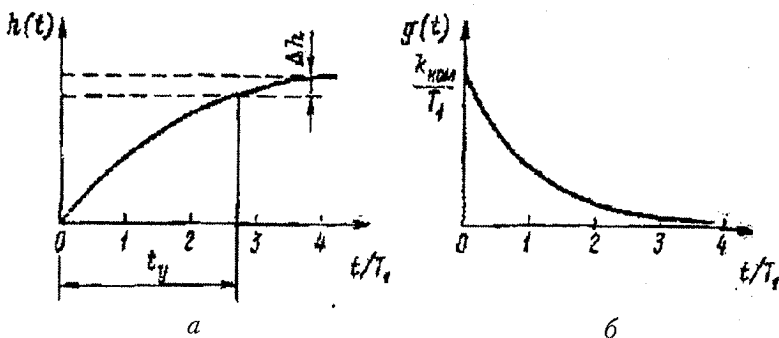


Рис. 2.24. Перехідна (а) і імпульсна (б) функції ланки першого порядку

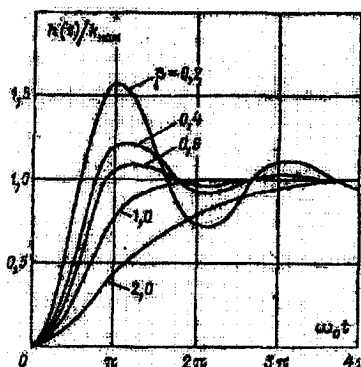
Часто для оцінки перехідного режиму визначають час встановлення t_y . З виразу (2.46) час встановлення $t_y = T_1 \ln(1/\delta)$, де $\delta = \Delta h/h(\infty)$, Δh – допустима похибка встановлення вихідної величини (рис. 2.24, а). Для деяких електровимірювальних приладів за t_y приймається час, необхідний для встановлення показника на геометричну середину шкали з похибкою $\pm 1\%$ довжини шкали, тобто $\delta = 1/50$. У цьому випадку $T_y = 4T_1$.

Для ланки другого порядку вигляд характеристики $h(t)$ і $g(t)$ залежить від коефіцієнту демпфування β (рис. 2.25–2.27). Для цієї ланки розглядають три режими:

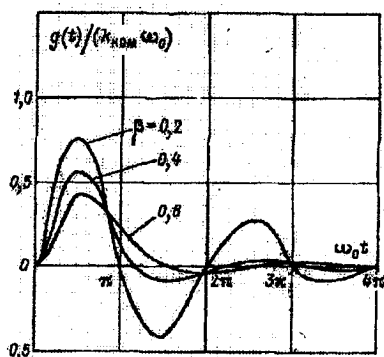
- коливальний ($\beta < 1$)

$$h(t) = S_{ном} \left[1 - \frac{e^{-\beta \omega_0 t}}{\sqrt{1 - \beta^2}} \sin(\sqrt{1 - \beta^2} \omega_0 t + \arccos \beta) \right]; \quad (2.51)$$

$$g(t) = \frac{S_{ном} \omega_0}{\sqrt{1 - \beta^2}} e^{-\beta \omega_0 t} \sin \sqrt{1 - \beta^2} \omega_0 t; \quad (2.52)$$



а



б

Рис. 2.25. Перехідна (а) та імпульсна (б) функції ланки другого порядку

- критичний ($\beta = 1$):

$$h(t) = k_{ном} [1 - (1 + \omega_0 t) e^{-\omega_0 t}]; \quad (2.53)$$

$$g(t) = k_{ном} \omega_0^2 t e^{-\omega_0 t}; \quad (2.54)$$

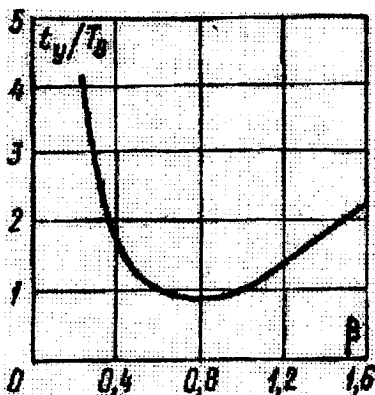


Рис. 2.26. Графік залежності відносного часу встановлення вихідного сигналу t_y / T_0 від β для ланки другого порядку

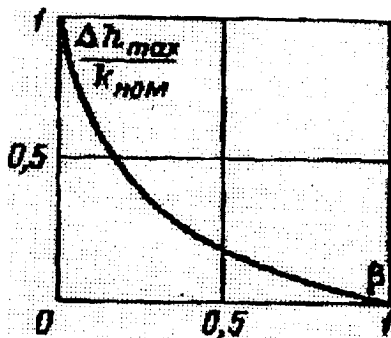


Рис. 2.27. Графік залежності від β наведеного першого максимального відхилення від сталого значення для ланки другого порядку

- аперіодичний ($\beta > 1$):

$$h(t) = S_{ном} \left[1 - \frac{e^{-\beta \omega_0 t}}{\sqrt{1 - \beta^2}} \operatorname{sh} \left(\sqrt{1 - \beta^2} \omega_0 t + \operatorname{arch} \beta \right) \right]; \quad (2.55)$$

$$g(t) = \frac{S_{ном} \omega_0}{\sqrt{1 - \beta^2}} e^{-\beta \omega_0 t} \operatorname{sh} \sqrt{1 - \beta^2} \omega_0 t. \quad (2.56)$$

Критичний режим є граничним між коливальним ($\beta < 1$) та аперіодичним ($\beta^2 > 1$), він характеризується тим, що перехідний процес у такому режимі найбільш швидко і аперіодично прагне до сталого значення. Однак, якщо час встановлення визначати з

рекомендованою для електровимірювальних приладів похибкою встановлення (див. ланку першого порядку), то мінімум t_y буде при $\beta = 0,8$. Для цього випадку на рис. 2.26 наведений графік залежності відносно часу встановлення t_y / T_0 від β , де $T_0 = 2\pi / \omega_0$.

При коливальному характері перехідного процесу в ряді випадків оцінюють перше максимальне відхилення $h_{\max}$ вихідного сигналу (рис. 2.25) від сталого значення $h(\infty)$. Для цього визначають значення першого екстремуму перехідної характеристики $h = (t = t_{1e})$, де t_e знаходять з умови $g(t = t_e) = 0$.

З рівнянь (2.51) та (2.52) одержимо:

$$\Delta h_{\max} = h(t - t_{1e}) - h(\infty) = S_{\text{ном}} e^{\frac{\pi\beta}{\sqrt{1-\beta^2}}} \quad (2.57)$$

Графік залежності $\Delta h_{\max} / S_{\text{ном}}$ наведений на рис. 2.27.

Частотні характеристики [37]. Частотні методи аналізу засновані на дослідженні проходження гармонійних коливань лінійних частот через ЗВТ. Якщо на вхід лінійного пристрою подати сигнал $X(j\omega) = X_m(\omega)e^{j\omega t}$, то вихідний сигнал можна записати у вигляді:

$$Y(j\omega) = Y_m(\omega)e^{j[\omega t + \varphi(\omega)]} = \dot{Y}_m(\omega)e^{j\varphi(\omega)}.$$

Відношення

$$K(j\omega) = \frac{Y(j\omega)}{X(j\omega)} = \frac{Y_m(\omega)}{X_m(\omega)} = \frac{Y_m(\omega)}{X_m(\omega)} e^{j\varphi(\omega)} \quad (2.58)$$

називають амплітудно-фазовою характеристикою (АФХ).

Її можна одержати з диференційного рівняння (2.38), підставивши в нього вирази $X(j\omega)$ і $Y(j\omega)$ та розв'язавши отримане рівняння відносно $\dot{Y}_m / \dot{X}_m$:

$$K(j\omega) = S_{\text{ном}} / [A_n(j\omega)^n + A_{n-1}(j\omega)^{n-1} + \dots + A_1 j\omega + 1]. \quad (2.59)$$

Варто мати на увазі, що $Y(j\omega)$ являє собою частковий

розв'язок диференційного рівняння і тому амплітудно-фазова характеристика $Y(j\omega)$ безпосередньо визначає тільки сталий режим.

На практиці поширення отримала амплітудно-частотна характеристика (АЧХ):

$$K(\omega) = |K(j\omega)| = \frac{Y_m(\omega)}{X_m(\omega)}$$

і фазо-частотна характеристика (ФЧХ) – $\varphi(\omega)$.

З виразу (2.59) одержують вирази $K(j\omega)$, $K(\omega)$ і $\varphi(\omega)$ для типових ланок.

Ідеальна безінерційна ланка має:

$$K(j\omega) = S_{ном}, K(\omega) = S_{ном}, \varphi(\omega) = 0. \quad (2.60)$$

Ланка першого порядку (рис. 2.28)

$$K(j\omega) = \frac{S_{ном}}{(1 + j\omega T_1)}; \quad (2.61)$$

$$K(\omega) = S_{ном} / \sqrt{1 + \omega^2 T_1^2}; \quad (2.62)$$

$$\varphi(\omega) = -\arctg \omega T_1. \quad (2.63)$$

Ланка другого порядку:

$$K(j\omega) = S_{ном} / (1 - \omega^2 / \omega_0^2 + j2\beta\omega / \omega_0);$$

$$K(\omega) = S_{ном} / \sqrt{(1 - \omega^2 / \omega_0^2)^2 + 4\beta^2 \omega^2 / \omega_0^2};$$

$$\varphi(\omega) = -\arctg \frac{2\beta\omega / \omega_0}{1 - \omega^2 / \omega_0^2}.$$

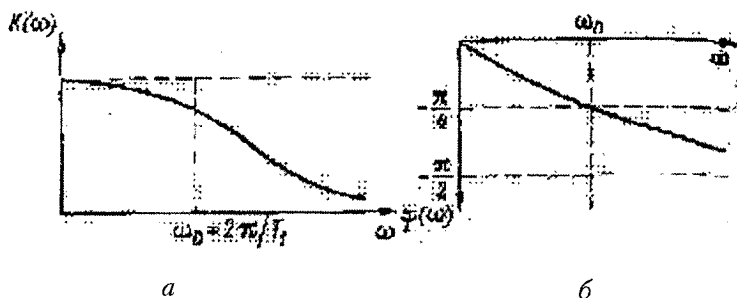


Рис. 2.28. Амплітудно-частотна (а) і фазо-частотна (б) характеристики ланки першого порядку

Для ланки другого порядку вид АЧХ і ФЧХ істотно залежить від ступеня заспокоєння β . При $\beta = 0,6 \dots 0,7$ у відносно широкому діапазоні частот (рис. 2.29) $K(\omega) \approx k_{ном}$. Цей режим важливий для багатьох практичних застосувань ЗВТ. При $\beta < 0,6$ спостерігаються резонансні явища для частот ω , близьких до ω_0 .

Чітка фізична інтерпретація та відносна простота експериментального визначення послужили причиною широкого застосування частотних характеристик у вимірювальній техніці.

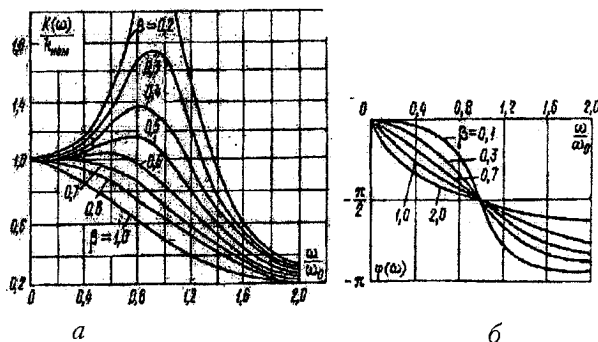


Рис. 2.29. Амплітудно-частотна (а) і фазо-частотна (б) характеристики ланки другого порядку

Розглянемо можливість оцінки динамічних похибок за відомими АЧХ і ФЧХ ЗВТ для сигналу $x(t)$ заданого діапазоном зміни від $-x_m$ до $+x_m$ і частотним діапазоном $0 \dots \omega_m$. Припустимо, що ЗВТ має такі АЧХ і ФЧХ, як показано на рис. 2.30. Для частот $0 \dots \omega_m$ характеристики $K(\omega) = k_{ном}$, $\varphi(\omega) = -t_z$, де $t_z = const$ — час затримки вихідного сигналу. Частоту $\omega_{зр}$ називають частотою зрізу (на практиці $K(\omega) \approx k_{ном}$ з деякою заданою похибкою). Для частот $\omega > \omega_{зр}$ характеристика $K(\omega) \neq k_{ном}$, а (ω) має нелінійну залежність від частоти.

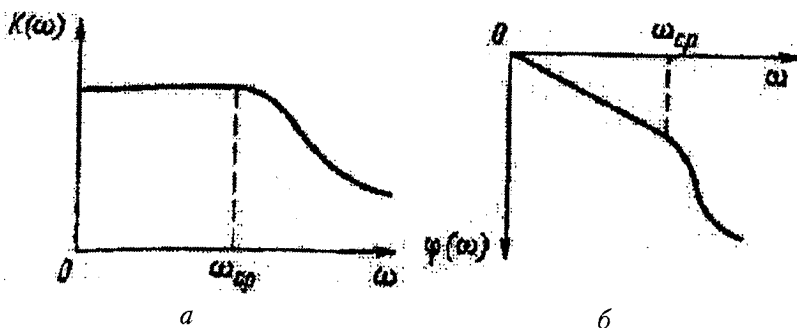


Рис. 2.30. Амплітудно-частотна (а) і фазо-частотна (б) характеристики деякого ЗВТ

Спочатку оцінимо вплив на динамічну похибку тільки АЧХ. Для цього умовно приймемо $\varphi(\omega) = 0$. При $\omega_m < \omega_{зр}$ похибка не виникає, тому що кожна гармонійна складова передається з тим самим коефіцієнтом $k_{ном}$; при $\omega_m > \omega_{зр}$ вони передаються з $K(\omega) \approx k_{ном}$, що призводить до спотворення $y(t)$, а отже, і появи похибки. Для кожної гармонійної складової $x_i(t) = X_{mi} \sin \omega_i t$ відносна похибка має вигляд:

$$\begin{aligned} \delta_{Ai} &= [X_{mi} K(\omega_i) - X_{mi} k_{ном}] / (X_{mi} k_{ном}) = \\ &= [K(\omega_i) - k_{ном}] / k_{ном}, \end{aligned} \quad (2.64)$$

де $K(\omega_i)$ – значення АЧХ на частоті ω_i . Можна показати, що для полігармонійного сигналу за умови $|x(t)| \leq x_m$ максимальна приведена похибка буде визначатися таким виразом:

$$\max y_A \leq \max [K(\omega \leq \omega_m) - k_{ном}] / k_{ном}, \quad (2.65)$$

де $\max [K(\omega \leq \omega_m) - k_{ном}]$ – максимальна різниця коефіцієнтів передачі в межах діапазону частот $0 \dots \omega_m$, яка визначена за АЧХ ЗВТ.

Тепер розглянемо вплив ФЧХ на результати вимірювання. Умовно прийнемо $K(\omega) = k_{ном}$ у всьому діапазоні вимірюваних частот.

При $x(t) = X_m \sin \omega t$ маємо $y_n(t) = X_{ном} X_m \sin \omega t$, $y(t) = X_{ном} X_m \sin(\omega t + \varphi)$. У тих випадках, коли потрібна “жорстка прив’язка” результатів вимірювання у часі, виникає похибка $\Delta y(t) = y(t) - y_i(t)$, викликана фазовим зрушенням. З рис. 2.31 видно, що при $\varphi < \pi$ ця похибка максимальна при $\omega t = \varphi/2$:

$$\max |y(t)| = 2k_{ном} X_m \sin \varphi / 2$$

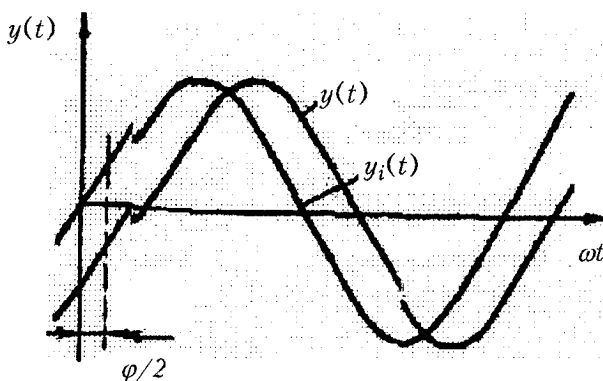


Рис. 2.31. Вихідні сигнали реального $y(t)$ та ідеального $y_i(t)$ ЗВТ

Якщо $x(t)$ являє собою суму N гармонійних складових $x_i(t)$ за умови $\sum_{i=1}^n x_i(t) \leq x_m$, то максимально можлива похибка:

$$\begin{aligned} \max |\Delta y(t)| &\leq \sum_{i=1}^N \max |\Delta y_i(t)| = \\ &= \sum_{i=1}^L 2k_{\text{ном}} X_{mi} \sin \varphi_i / 2 \leq 2 \sin [\max \{\varphi_i\} / 2] \sum k_{\text{ном}} x_{mi} \leq \\ &\leq 2k_{\text{ном}} x_m \sin [\max \{\varphi_i\} / 2], \end{aligned}$$

де $\max \{\varphi_i\}$ – максимальне фазове зрушення в діапазоні частот $0 \dots \omega_m$, що визначається за ФЧХ. Звідси, максимальна наведена похибка:

$$\max y = \max |\Delta y(t)| / (2k_{\text{ном}} x_m) \leq \sin [\max \{\varphi_i\} / 2]. \quad (2.66)$$

У деяких вимірювальних задачах затримка вихідного сигналу в часі несуттєва. Вона може бути врахована в процесі обробки результатів вимірювання. Важливою в таких випадках є точна передача форми сигналу. Так, якщо змістити сигнал $y(t)$ (рис. 2.31), що точно відбиває характер зміни $y(t)$, на час $t_3 = \varphi / \omega$, він цілком збігається з сигналом $y_n(t)$ і похибка буде відсутня. Для складного сигналу з діапазоном частот $0 \dots \omega_m$, який знаходиться в межах лінійної фазової характеристики $(\omega) = t_3 \omega$, виникає аналогічна картина, оскільки кожна гармонійна складова зміщується в часі на постійну величину t_3 . У цьому випадку вважають, що динамічна похибка дорівнює нулю. Якщо базова характеристика нелінійна, то гармонійні складові зміщуються на різний час затримки $t_3 = \varphi(\omega_i) / \omega_i$, що призводить до спотворення форми вихідного сигналу, а отже, зсув у цьому випадку не виключає похибки. Визначити цю похибку у загальному випадку досить складно.

Приблизно її можна оцінити, проводячи деяку лінійну ФЧХ,

що апроксимує реальну ФЧХ (рис. 2.32) з максимальними похибками $\Delta_1 = \Delta_2 = \Delta$. Така ФЧХ буде відповідати зрушенню сигналу на якийсь час, що обумовлене її нахилом. Оцінити, похибку, викликану нелінійністю ФЧХ вимірювальної ланки, можна за формулою (2.66), підставляючи в неї $\Delta\varphi$ замість $\max(\varphi_i)$.

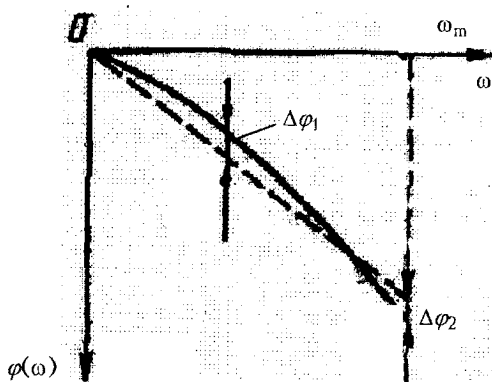


Рис. 2.32. Апроксимація фазо-частотної характеристики лінійною залежністю

У загальному випадку на динамічну похибку впливає як АЧХ, так і ФЧХ вимірювальної ланки. Точне визначення сумарної похибки є складною задачею. Як оцінка зверху для загальної динамічної похибки може бути прийнята сума цих двох складових. Однак варто мати на увазі, що дана оцінка є досить "грубою", оскільки в багатьох випадках загальна похибка принципово менше суми розглянутих складових. Так при моногармонічному сигналі максимальні значення цих складових завжди рознесені в часі і, отже, загальна похибка буде менше суми їхніх максимальних значень.

Передаточні функції [37]. Використовуючи перетворення Лапласа, запишемо рівняння (2.38) в оперативній формі

$$(A_n p^n + A_{n-1} p^{n-1} + \dots + A_1 p + 1)Y(p) = k_{ном} X(p),$$

де $X(p), Y(p)$ – зображення за Лапласом $x(t), y(t)$. Відношення виразів вихідного та вхідного сигналів

$$\begin{aligned} K(p) &= Y(p) / X(p) = \\ &= k_{\text{ном}} / (A_n p^n + A_{n-1} p^{n-1} + \dots + A_1 p + 1) \end{aligned} \quad (2.67)$$

називають передаточною функцією. Вона є математичною моделлю ЗВТ при відомому вхідному сигналі $x(t)$ і його зображенні $X(p)$. Зображення вихідного сигналу визначається з співвідношення:

$$Y(p) = K(p)X(p). \quad (2.68)$$

Передаточну функцію (2.67) можна представити у вигляді добутку:

$$K(p) = \prod_{i=1}^n k_i / (p - p_i),$$

де p_i – корені знаменника виразу (2.67). Така форма запису має відому фізичну інтерпретацію: складний ЗВТ з передаточною функцією типу (2.67) може бути представлений послідовним з'єднанням найпростіших ланок. Ланки мають такі передатні функції:

- ідеальна ланка

$$K(p) = k_{\text{ном}};$$

- ланка першого порядку

$$K(p) = k_{\text{ном}} / (T_1 p + 1);$$

- ланка другого порядку

$$K(p) = k_{\text{ном}} / (p^2 / \omega_0^2 + 2\beta p / \omega_0 + 1).$$

Динамічні властивості таких ланок, як було показано вище, добре вивчені. При відомостях про вхідні сигнали – діапазонні зміни сигналу, частотний діапазон, форма сигналу (наприклад, прямокутні імпульси) і ін. – для таких ланок можуть бути

оцінені динамічні похибки. Варто підкреслити, що при аналізі динамічного режиму ЗВТ найчастіше визначають деякі оцінки динамічної похибки при обмеженні на вхідні сигнали. Це пояснюється тим, що точний розв'язок в загальному виді основної вимірювальної задачі – знаходженні $x(t)$ за сигналом $y(t)$, що спостерігається – натрапляє на серйозні математичні труднощі. Так формальний запис рівняння (2.68) у вигляді $X(p) = Y(p)/K(p)$ призводить до необхідності вирішення так званих некоректно поставлених зворотних завдань. Справа в тому, що передатна функція $K^*(p) = 1/K(p)$ описує принципово хитливу динамічну ланку. Внаслідок цього, невеликим похибкам вихідних даних, а $y(t)$ завжди визначається з деякою похибкою, можуть відповідати настільки великі похибки розв'язку, що останні виявляються позбавленими фізичного змісту. В даний час використовують спеціальні методи розв'язку таких завдань – методи регуляризації. Ефективність цих методів істотно залежить від характеру прийому апріорної інформації про вихідний розв'язок.

Підводячи підсумки розгляду динамічного режиму ЗВТ, відзначимо наступне. При вимірюванні змінних в часі величин $x(t)$ у реальних ЗВТ виникає динамічна похибка. Ця похибка визначається динамічними властивостями ЗВТ і характером зміни зовнішніх впливів. Динамічні властивості ЗВТ можуть бути описані повними динамічними характеристиками: диференціальними рівняннями, перехідними характеристиками, частотними характеристиками, передаточними функціями, а також частковими динамічними характеристиками: часом встановлення t_y (часом реакції), постійною часу T_1' , частотою власних коливань ω_0 , коефіцієнтом демпфірування β і деякими іншими.

2.4. НОРМУВАННЯ МЕТРОЛОГІЧНИХ ХАРАКТЕРИСТИК ЗВТ

Всі ЗВТ, що випускаються промисловістю, постачаються з технічним описом, що містить зведення про призначення даного ЗВТ, області його можливого застосування, принцип дії, особливості схеми та конструкції приладу, виклад методики вимірю-

вання, інструкції з обслуговування і повірки, а також технічні характеристики. Технічні характеристики відображають визначені фізичні властивості ЗВТ і містять в собі як дані, що не впливають на точність (габарити, вага, споживана потужність тощо), так і дані, що регламентують умови експлуатації, при дотриманні яких похибка не перевершує заздалегідь заданих норм. Останні і складають метрологічні характеристики ЗВТ.

Метрологічні характеристики (МХ) по істоті являють собою систему обмежень, в рамках якої гарантується цілком визначена похибка ЗВТ. Головним чином, обмеження стосується кількості величин та їх діапазону зміни. В принципі, кількість впливових величин надзвичайно велика, а “внесок” кожної з них у похибку неоднаковий. Повне їхнє виявлення та врахування дуже важке, а часто і неможливе. Тому з усієї сукупності впливових величин повинні бути обрані головні, що домінують, тобто ті, які вносять найбільший вклад у похибку. Таким чином, поряд із установленням кількісного значення похибки ЗВТ, основною задачею при нормуванні їхніх метрологічних характеристик є виявлення мінімально необхідної та достатньої сукупності домінуючих факторів, а також визначення меж їхньої зміни, всередині яких гарантується встановлена похибка.

Важливою проблемою, що виникає при нормуванні метрологічних характеристик взагалі і похибки ЗВТ зокрема, є можливість їхнього достовірного контролю, який повинен періодично здійснюватися, з метою визначення відповідності дійсних похибок ЗВТ, їхнім регламентованим значенням.

Таким чином, з метою забезпечення єдності вимірювання та однаковості ЗВТ їхні метрологічні характеристики, що встановлені при нормуванні, повинні дозволяти:

вибирати ЗВТ, що забезпечує отримання результатів із заданою точністю;

оцінювати та прогнозувати точність результатів вимірювання, проведених за допомогою цих засобів;

проводити перевірку ЗВТ.

У зв'язку з важливістю зазначених задач метрологічні характеристики ЗВТ, а також методи їхньої перевірки регламентуються Державними стандартами, якими встановлюється номенклатура, способи вимірювання та форми представлення метрологічних харак-

теристик ЗВТ. Для окремих типів ЗВТ стандартами встановлюються форми на значення їхніх сумарних похибок і окремих складових.

В даний час існують дві системи нормування похибок: перша – введена в дію на початку п'ятидесятих років а друга – з 1 січня 1974 року.

При першій системі похибки ЗВТ нормуються шляхом завдання межі (границі) допустимої похибки. Межею допустимої похибки ЗВТ називається найбільша (без врахування знака) похибка ЗВТ, при якій воно може бути визнано придатним для застосування.

Друга система заснована на імовірісно-статистичному підході до нормування похибок ЗВТ. Вона передбачає нормування як систематичної, так і випадкової похибки ЗВТ шляхом завдання комплексу їхніх статистичних характеристик. Ця система у більшій ступені задовольняє сучасним вимогам і покликана замінити першу.

В даний час ці обидві системи діють одночасно, тому що в експлуатації знаходяться ЗВТ, метрологічні характеристики яких нормовані як за першою, так і за другою системою.

У обох випадках основною особливістю, якій повинна задовольняти система нормування, є це зручність при користуванні та наближення показників точності до їхніх дійсних значень.

Як вказувалося, при першій системі нормування похибки ЗВТ задаються межею допустимої похибки. Це означає, що гарантується таке становище, при якому похибка результату будь-якого вимірювання, зробленого будь-яким конкретним екземпляром ЗВТ одного і того ж типу, не буде перевищувати допустимої границі. Інакше кажучи, дійсне значення вимірювальної величини буде знаходитися всередині інтервалу, межі якого визначаються значенням допустимої похибки:

$$A - \Delta_d < a < A + \Delta_d ,$$

де A – результат вимірювання;

Δ_d – межа допустимої похибки;

a – істинне її значення.

Спосіб завдання границь допустимої похибки визначається головним чином залежністю похибки від вимірюваної або відт-

вореної фізичної величини. Кожному конкретному екземпляру ЗВТ відповідає суто індивідуальна така залежність, проте існує визначений рівень, що не перевершує жодне конкретне значення похибки будь-якого екземпляра з усіх можливих екземплярів ЗВТ даного типу. Цей рівень і береться за основу при завданні кількісного значення допустимої похибки.

На рис. 2.33 наведені види змін похибки в діапазоні вимірювання, причому різноманітні криві відповідають різноманітним екземплярам ЗВТ одного і того ж самого типу. Для випадку, коли графік зміни похибки подібний кривим, зображеним на рис. 2.33, *а* або 2.33, *б*, похибку ЗВТ вважають адитивною і нормують шляхом завдання границі її допустимого значення. При цьому границя допустимої похибки ЗВТ задається (ГОСТ 8.009-84) формулами:

для абсолютної похибки

$$\Delta_{\theta} = \pm b; \quad (2.67)$$

для відносної похибки

$$\delta_d = \Delta_d / X \cdot 100 \% = \pm p; \quad (2.68)$$

для приведеної похибки

$$\gamma = \pm \Delta_d / X_N \cdot 100 \% = \pm p, \quad (2.69)$$

де Δ_d – границя допустимої похибки ЗВТ;

b – постійний розмір;

X – покази приладу або нормальне значення міри;

X_N – значення, що нормується.

Коли похибка змінюється так, як показано на рис. 2.33, *в*, та рис. 2.33, *г*, вважають, що вона складається з адитивної та мультиплікативної складових.

Границю допустимої похибки ЗВТ при цьому задають дво-членною формулою:

для абсолютної похибки

$$\Delta_d = \pm (d + cX); \quad (2.70)$$

для відносної похибки

$$\delta_d = \pm \left[e + f \left(\frac{X_{\text{макс}}}{X} - 1 \right) \right], \quad (2.71)$$

де $X_{\text{макс}}$ – кінцеве значення діапазону вимірювання ЗВТ;

d, c, e, f – постійні числа.

Допускається застосування формули

$$\delta_d = \pm \left[e + f \left(\left| \frac{X'}{X} \right| - 1 \right) \right], \quad (2.72)$$

де X' – значення ЗВТ, при якому границя допустимої похибки має мінімальну величину.

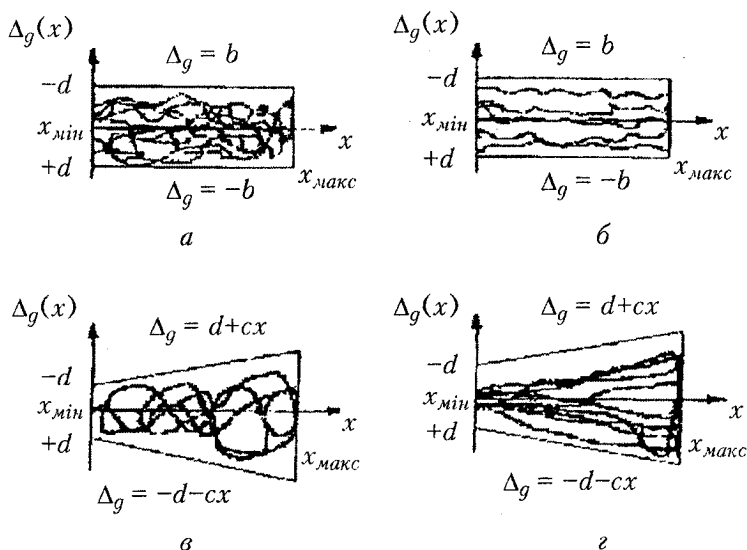


Рис. 2.33. До нормування метрологічних характеристик ЗВТ

Досвід експлуатації ЗВТ свідчить про залежність похибки

ЗВТ від зміни впливаючих величин. Як правило, підвищення вимог до точності змушує звужувати границі діапазонів впливаючих величин. Останні встановлюються роздільно для так званих нормальних умов використання ЗВТ і роздільно для випадку відхилення впливаючих величин від значень, наявних для нормальних умов.

Під нормальними умовами використання ЗВТ розуміють такі умови їх використання, при яких впливаючі величини мають нормальні значення або знаходяться в границях нормальної області значень.

Під нормальними вимогами для електронних вимірювальних приладів визначаються такі:

навколишня температура $+20^{\circ}\pm 5^{\circ}$ С, а для приладів високої точності $+20^{\circ}\pm 1^{\circ}$ С;

відносна вологість 65 ± 15 % при температурі повітря $+20^{\circ}\text{С}\pm 5$ %;

атмосферний тиск 100 ± 4 кПа (750 ± 30 мм. рт. ст.);

напруга живлення мережі 50 Гц $220\text{ В}\pm 2$ %;

значення навантажень, вхідної та вихідної потужності, частоти та інших характеристик – встановлені в часткових стандартах і технічних умовах.

Крім цього, повинні бути відсутніми сильні електричні та магнітні поля, струси та вібрації.

Похибка, властива ЗВТ, який використовується в нормальних умовах, називається основною похибкою ЗВТ. У випадку використання ЗВТ в умовах, відмінних від нормальних, змінюється і границя допустимої похибки. Зміна похибки вимірювального приладу, яка викликана відхиленням однієї із впливових величин від нормального значення або виходом її за межі нормальної області значень, називається зміною показань вимірювального приладу, а зміна похибки міри називається **додатковою похибкою міри**. Границі допустимих змін показань вимірювальних приладів і додаткових похибок мір нормуються або завданням конкретних значень цих границь, або вказівкою їхньої функціональної залежності від зміни впливових величин.

Варто підкреслити, що часто додаткова похибка (або зміна показань) має систематичний характер, що дозволяє її виключити, використовуючи для цього графік або таблицю поправок.

Основною перевагою розглянутої системи нормування метрологічних характеристик ЗВТ, поряд з простотою вираження допустимих похибок, є забезпечення можливості повірки ЗВТ порівняно простими способами при припустимих економічних і трудових витратах.

Проте цій системі властиві суттєві недоліки. За метрологічними характеристиками, які нормовані за першою системою, практично неможливо з достатнім ступенем достовірності оцінювати похибку результату вимірювань, отриманих за допомогою вимірювально-інформаційних систем. Для таких систем вимірювання похибки результатів вимірювань частіше всього призводять до зниження їхньої точності і, як наслідок, до таких необґрунтованих висновків, що цими оцінками на практиці краще не користуватися.

В той же час, потенціальні точнісні можливості існуючих ЗВТ в принципі дозволяють отримати більш достовірні результати, при чому навіть без удосконалення їх схем, конструкцій та технологій виробництва. Для цього потрібно забезпечити користувачів ЗВТ інформацією про гарантовані метрологічні характеристики необхідною і достатньою для пояснення оцінки похибок вимірювань, виконаних в реальних умовах експлуатації як окремими екземплярами ЗВТ, так і за допомогою вимірювально-інформаційних систем.

Таку інформацію про метрологічні характеристики ЗВТ буде мати нормативно-технічна документація на кожний ЗВТ, метрологічні характеристики якого будуть нормовані за іншою системою. Ця система регламентована ГОСТом 8.009-84 ГСИ "Нормированные метрологические характеристики СИТ". Даний стандарт встановлює номенклатуру нормованих метрологічних характеристик ЗВТ, дає їх визначення та способи представлення в нормативно-технічній документації.

В основу стандарту покладена така вихідна вимога – нормуючі технологічні характеристики ЗВТ мають бути такими, щоб було можливим статичне сумування складових похибок вимірювання, в тому числі складових похибок ЗВТ. Це вимога обумовлена тим, що розрахункова оцінка похибок вимірювання практично завжди зводиться до сумування її складових основної та додаткової похибок ЗВТ, методичної похибки, похибки оператора тощо. Більша частина цих складових є випадковими ве-

личинами і процесами. Тому для отримання оцінки похибки вимірювання, близької до дійсного значення, сумування має бути статичним. Отже, для ЗВТ повинні нормуватись такі метрологічні характеристики, які дозволяють визначити відповідні похибки вимірювань в вигляді, можливого для статичного сумування.

У відповідності до ГОСТу 8.009-84 регламентується така номенклатура нормуючих метрологічних характеристик:

1. Статичні моменти систематичної та випадкової складової основної похибки ЗВТ. Спектральна густина, або автокореляційна функція випадкової складової основної похибки. З метою контролю регламентуються також найбільші допустимі значення систематичної складової.

2. Функція впливу зовнішніх складових факторів на похибку ЗВТ. У випадку необхідності – функції спільного впливу декількох зовнішніх факторів.

3. Динамічні характеристики ЗВТ – вид оператора та його коефіцієнти.

4. Вхідний та вихідний імпеданси ЗВТ.

5. Неінформативні параметри вихідного сигналу ЗВТ.

Стандартом встановлені засоби нормування метрологічних характеристик ЗВТ.

Систематична складова похибки Δ_c повинна нормуватись комплексом своїх характеристик (для всіх ЗВТ даного типу):

а) границею допустимої систематичної складової похибки Δ_{cd} ;

б) математичним очікуванням систематичної складової похибки $M[\Delta_c]$;

в) середнім квадратичним відхиленням систематичної складової похибки $\delta(\Delta_c)$.

Випадкова складова похибки $[\Delta_o]$ нормується комплексом своїх характеристик:

а) границею допустимого середнього квадратичного відхилення випадкової складової похибки $\sigma_o \begin{pmatrix} 0 \\ \Delta \end{pmatrix}$;

б) автокореляційною функцією $R(\Delta)^0$, або спектральною густиною $S(\Delta)^0$, випадкової складової похибки.

Сумарна похибка Δ має нормуватись границею допустимого значення похибки Δ_d ЗВТ даного виду.

Варіація вихідного сигналу вимірювального перетворювача та варіації даних вимірювального приладу повинні нормуватись границею допустимого значення від варіації ЗВТ даного типу.

ГОСТ 8.009-84 встановлює також способи експериментального визначення числових значень метрологічних характеристик, в ньому наведені формули для розрахунку оцінок систематичної і випадкової складових похибки ЗВТ при експериментальному їх визначенні.

Систематична складова похибки конкретного екземпляра засобу вимірювання в точці X діапазону вимірювань повинна вираховуватися за формулою:

$$\Delta_c = \frac{\bar{\Delta}_M + \bar{\Delta}_B}{2}.$$

Значення $\bar{\Delta}_M$ та $\bar{\Delta}_B$ вираховуються як середні значення похибки в точці X діапазону вимірювання, що визначається експериментально при повільному багатократному вимірюванні інформативного параметра вихідного сигналу плавно регульованої міри зі сторони менших (більших) значень до значення X , тобто

$$\bar{\Delta}_M = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n \Delta_{iM}; \bar{\Delta}_B = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n \Delta_{iB},$$

де n – кількість спостережень;

Δ_{iM} (Δ_{iB}) – i -та реалізація похибки ЗВТ при попередній зміні інформативного параметра з боку менших (більших) значень.

2. Оцінка середнього квадратичного відхилення випадкової складової похибки конкретного екземпляра ЗВТ повинна вира-

ховуватись за формулою:

$$\tilde{\delta} \begin{pmatrix} 0 \\ \Delta \end{pmatrix} = \sqrt{\frac{1}{2(n-1)} \left[\sum_{i=1}^n \left(\Delta_{iM} - \bar{\Delta}_M \right)^2 + \sum_{i=1}^n \left(\Delta_{iB} - \bar{\Delta}_B \right)^2 \right]}.$$

3. Найбільше значення сумарної похибки Δ повинно визначатись як найбільше за абсолютною величиною з отриманих експериментальних значень Δ_{iM} та Δ_{iB} .

4. Варіація повинна визначатись як абсолютна величина різниці:

$$b = |\Delta_M - \Delta_B|.$$

Стандартом також рекомендовані способи розрахунку за нормативними характеристиками похибки ЗВТ в нормальних і робочих умовах експлуатації.

Інтервал, в якому з заданою імовірністю P знаходиться похибка Δ_e конкретного екземпляра ЗВТ при відомих для нього значеннях характеристик Δ_c , σ , $\tilde{\delta} \begin{pmatrix} 0 \\ \Delta \end{pmatrix}$, можна наближено визначати з нерівності:

$$\Delta_c - K \sqrt{\frac{b^2}{12} - \tilde{\delta}^2 \begin{pmatrix} 0 \\ \Delta \end{pmatrix}} < \Delta_e < \Delta_c + K \sqrt{\frac{b^2}{12} + \tilde{\delta}^2 \begin{pmatrix} 0 \\ \Delta \end{pmatrix}},$$

де K – коефіцієнт, який є функцією від P .

Інтервал, в якому з заданою імовірністю P знаходиться основна похибка Δ_T будь-якого екземпляра ЗВТ даного типу при нормованих (для нормальних умов) значеннях характеристик $M(\Delta_c)$, b_θ , $\tilde{\delta}_\theta \begin{pmatrix} 0 \\ \Delta \end{pmatrix}$, визначається такою нерівністю:

$$M(\Delta_c) - K\sqrt{\delta^2(\Delta_c) + \frac{b_0^2}{12} + \delta_a^2(\Delta_c)} < \Delta_T < \\ < M(\Delta_c) + K\sqrt{\delta^2(\Delta_c) + \frac{b_0^2}{12} + \delta_a^2(\Delta_c)}.$$

При практичному використанні ЗВТ природно, що не вся встановлена ГОСТом 8.009-84 номенклатура метрологічних характеристик застосовуватиметься. Тому в залежності від призначення, принципу дії та властивостей ЗВТ в стандарті встановлено, для яких ЗВТ повинні регламентуватися ті чи інші метрологічні характеристики. В зв'язку, з цим всі ЗВТ поділені на три групи, для кожної з яких встановлюється свій комплекс нормуючих метрологічних характеристик.

1-ша група – ЗВТ, призначені для спільного використання або їх можна використовувати спільно з іншими ЗВТ, наприклад, в вимірювальних системах тощо.

2-га група – засоби вимірювання, що не використовуються спільно з іншими, тобто призначені тільки для окремо використання.

Крім цього, в залежності від величини випадкової та систематичної складових похибки, 1-ша і 2-га групи ЗВТ поділяються на дві підгрупи кожна.

1. ЗВТ, випадкова складова похибки яких відповідає чи перевищує систематичну;

2. ЗВТ, випадкова складова похибки яких мізерно мала в порівнянні з систематичною складовою.

В останньому випадку випадкові похибки не нормуються.

3-тю групу складають ЗВТ, призначені для окремого використання окремо, але точність яких перевищує потрібну точність вимірювань. Цю групу складають ЗВТ, що використовуються за умовою незмінності в процесі вимірювання як вимірювальних, так і впливових величин. Для засобів вимірювань 3-ої групи передбачається регламентація метрологічних характеристик, які не відрізняються на даний час за першою системою.

Треба підкреслити, що перехід на нормовані метрологічні характеристики ЗВТ за ГОСТом 8.009-84 призведе до більш

повного використання точних можливостей ЗВТ, але введення нової системи нормування дещо ускладнить випробування при розробці та державній прийомці ЗВТ, збільшить трудомісткість їх повірки.

Динамічні характеристики ЗВТ нормуються згідно з ГОСТами 8.009-94 та 8.256-77.

Повну динамічну характеристику аналогових ЗВТ, які можна розглядати як лінійні, нормують із числа таких:

а) **перехідна характеристика $h(t)$** – часова характеристика ЗВТ, яка отримується при східчастій зміні вхідного сигналу.

Якщо на вхід ЗВТ, який є інерційною ланкою першого порядку, тобто описується диференціальним рівнянням з постійними коефіцієнтами першого порядку, подати стрибкоподібний сигнал Δx виду, то перехідна характеристика буде описуватися формулою:

$$h(t) = \Delta x \left(1 - \exp\left(-\frac{t}{\tau}\right) \right).$$

З формули видно, що повна відповідність вихідного сигналу дійсному значенню, яке відповідає Δx , відбудеться лише через досить великий проміжок часу, в зв'язку з інерційністю ЗВТ;

б) **імпульсна перехідна характеристика $g(t)$ ЗВТ** – часова характеристика ЗВТ, яку отримують в результаті подачі на вхід ЗВТ вхідного сигналу у вигляді дельта-функції. Імпульсна перехідна характеристика пов'язана з перехідною характеристикою:

$$g(t) = \frac{dh(t)}{dt};$$

в) **амплітудно-фазова характеристика $K(j\omega)$** – це залежне від кругової частоти відношення перетворення Фур'є вихідного сигналу лінійного ЗВТ до перетворення Фур'є його вхідного сигналу при нульових початкових умовах. Амплітудно-фазова характеристика однозначно пов'язана з перехідною (а отже і імпульсною перехідною) характеристикою:

$$K(j\omega) = \int_0^{+\infty} \frac{dh(t)}{dt} \exp(-j\omega t) dt.$$

г) **амплітудно-частотна характеристика** $A(\omega)$ – залежить від кругової частоти відношення амплітуди вихідного сигналу лінійного ЗВТ в стаціонарному режимі роботи до амплітуди вхідного синусоїдного сигналу;

д) **сукупність амплітудно-частотних і фазово-частотних характеристик**. Фазово-частотна характеристика залежить від частоти різниці фаз між вихідним сигналом і вхідним синусоїдним сигналом ЗВТ в стаціонарному режимі;

е) **передаточна функція** $K(p)$ – це відношення перетворення Лапласа вихідного сигналу лінійного ЗВТ до перетворення Лапласа вхідного сигналу при нульових початкових умовах. Передаточна функція також пов'язана з перехідною характеристикою:

$$K(p) = \int_0^{+\infty} \frac{dh(t)}{dt} \exp(-pt) dt$$

Повну динамічну характеристику, з урахуванням перерахованих, нормують шляхом встановлення номінальної повної динамічної характеристики і границь допустимих відхилень від неї. Перевагу віддають тим характеристикам, експериментальне визначення і контроль яких є найбільш простими. При цьому, поряд з нормованою повною динамічною характеристикою, можуть наводити, в якості довідкових, інші повні динамічні характеристики, наприклад, частинні динамічні характеристики аналогових ЗВТ, які можна розглядати як лінійні.

До частинних динамічних характеристик відносять будь-які функціонали чи параметри повних динамічних характеристик.

Прикладами таких характеристик є:

- час реакції t_r – час встановлення показів;
- коефіцієнт демпфірування β – коефіцієнт в диферен-

ційному рівнянні $\ddot{X} + 2\beta\omega_0 \dot{X} + \omega_0^2 X = 0$, яке описує лінійне ЗВТ другого порядку;

- постійна часу T – проміжок часу, протягом якого зміна вихідного сигналу ЗВТ досягає значення 0,632 від повного стрибкоподібного імпульсу вхідного сигналу;
- значення амплітудно-частотної характеристики на резонансній частоті $A(\omega_0)$;
- значення власної резонансної частоти ω_0 ;
- частинні динамічні характеристики аналогових ЗВТ, які можна розглядати як лінійні, нормують шляхом встановлення номінальних частинних динамічних характеристик та допустимих відхилень від них. Тільки частинну динамічну характеристику допускається нормувати в тому випадку, коли ця характеристика достатня для врахування динамічних властивостей ЗВТ при його використанні;
- частинні динамічні характеристики аналогово-цифрових перетворювачів (АЦП) та цифрових вимірювальних приладів, час реакції яких не перевищує інтервалу між двома вимірюваннями, які відповідають максимальній частоті (швидкості) $f_{\text{макс}}$ вимірювань, а також цифро-аналогових перетворювачів (ЦАП).

Прикладами частинних динамічних характеристик АЦП є:

а) час реакції t_r – час, який пройшов з моменту стрибкоподібної зміни вимірюваної величини в бік зростання та одночасної подачі сигналу запуску до моменту, починаючи з якого покази цифрового приладу чи вихідний код АЦП відрізняється від усталених показів чи вихідного коду на значення, яке не перевищує заданого;

б) похибка t_d датування відліку – інтервал часу (випадкова величина), який починається в момент початку циклу перетворення (запуску) АЦП і закінчується в момент, коли значення змінної вимірюваної величини і значення вихідного цифрового сигналу на даному циклі перетворення виявилися однаковими;

в) максимальна частота (швидкість) перетворень $f_{\text{макс}}$.

Прикладом частинних динамічних характеристик ЦАП є час реакції перетворювача t_r – час, який пройшов з моменту подачі управляючого сигналу до моменту, починаючи з якого вихідний

сигнал перетворювача відрізняється від усталеного значення на величину, яка не перевищує задану;

- **частинні динамічні характеристики АЦП та цифрових вимірювальних приладів**, час реакції яких не перевищує інтервалу між двома вимірюваннями, а також характеристики ЦАП, нормують шляхом встановлення номінальних частинних динамічних характеристик та допустимих відхилень від них. Похибку датування відліку нормують шляхом встановлення границі допустимого математичного очікування похибки датування та границі допустимого середнього квадратичного відхилення або допустимого розмаху випадкової складової похибки датування;
- **динамічними характеристиками аналогово-цифрових ЗВТ**, час реакції яких більший за інтервал часу між двома вимірюваннями, які відповідають максимально можливій для даного типу ЗВТ частоті $f_{\text{макс}}$ вимірювань, є:

а) повні динамічні характеристики, які еквівалентні аналоговій частині аналогово-цифрових ЗВТ;

б) похибка t_d датування відліку;

в) максимальна частота вимірювань $f_{\text{макс}}$.

В НД на цифрові ЗВТ конкретних видів чи типів, поряд з встановленням часу реакції чи похибки датування відліку, можуть бути встановлені їх окремі складові такі, як час затримки запуску, час очікування, час перетворення, час затримки видачі результатів та інші.

2.4.1. Клас точності вимірювальної техніки

З метою порівняльної оцінки можливостей ЗВТ необхідно мати відповідну інформацію, яка повинна бути локанічною по формою та місткою за змістом. Бажано характеризувати ЗВТ однією єдиною інтегральною оцінкою, яка дозволила б здійснювати попереднє порівняння однотипних ЗВТ. В 20-х роках минулого століття була запропонована і набула широкого розповсюдження оцінка “клас точності”.

Клас точності – це узагальнена характеристика ЗВТ, яка визначена границями основних і допоміжних похибок, а також іншими властивостями, що впливають на точність, значення

яких устанавлюється в стандартах на окремі види (типи) ЗВТ. Проте необхідно підкреслити, що клас точності ЗВТ характеризують їх властивості у відношенні точності, але не є безпосереднім показником точності вимірювань, виконаних за допомогою цих засобів.

Класи точності присвоюються згідно з правилами, викладеними в ГОСТ 8.401-80 ГСИ. Основою для присвоєння ЗВТ того чи іншого класу точності є їх основна похибка та спосіб її вираження. Якщо границі допустимих основних похибок виражаються в одиницях вимірювальної величини і визначаються за формулами (2.70), або (2.73), або виражаються в одиницях шкали, то класи точності позначаються порядковими номерами. При цьому ЗВТ з великим значенням допустимих основних похибок повинен присвоюватись клас точності з великим порядковим номером і позначатися “кл. 1”, “кл. 2” тощо.

Для ЗВТ, вжитих в акустиці, світлотехніці та електроніці, відлікові пристрої, які градуюються в логарифмічних одиницях (відлікові пристрої яких – в неперах, белах або децибелах), числове значення класу точності співпадає з границею основної допустимої похибки, вираженої у відповідних логарифмічних одиницях. Так якщо межі допустимої, основної похибки складають $\pm 0,5$ дБ, то клас точності – “кл. 5дБ”.

Більш суворо підходять до присвоєння класів точності ЗВТ, границі допустимої основної похибки яких задаються в вигляді відносних або приведених похибок. В цьому випадку ЗВТ границі допустимої похибки яких визначаються відносною похибкою за формулою (2.68), присвоюються класи точності, вибрані з ряду:

$$K = [1; 1,5; 2,0; 2,5; 3,0; 4,0; 5,0; 6,0] \cdot 10^n \quad (2.73)$$

де $n = 1; 0; -1; -2; \dots$

Наприклад, клас $a = \pm 0,5 \%$ точності позначається 0,5 (цифри беруть в коло).

ЗВТ, границі допустимої основної похибки яких визначають у вигляді приведених похибок за формулою (2.69), присвоюється класи точності, вибрані також з ряду (2.73). При цьому числове значення приведеної похибки, яке виражене у відсотках,

співпадає з класом точності. Якщо, наприклад $\gamma = \pm 2,5 \%$, то клас точності визначається "2,5" (без кола).

Якщо межі допустимої основної відносної похибки задаються двочленними формулами виду (2.71) та (2.72), то клас точності визначається спільністю обох коефіцієнтів e та f , значення яких вибираються з ряду (2.73), причому відношення між значеннями e та f встановлюється спеціально на окремі види або типи ЗВТ. Так, якщо границя відносної похибки складає

$$\delta_D = \pm [0,02 + 0,01 (X_{\max}/X - 1)] \%,$$

то клас точності позначається 0,02/0,01, а якщо двочленна формула має вигляд

$$\delta_D = \pm [0,5 + 0,2 (X'/X - 1)] \%.$$

то клас точності позначається як 0,5/0,2.

Правила побудови та приклади позначення класів точності в документації і на ЗВТ приведені в табл. 2.1.

Таблиця 2.1

Форма вираження похибки	Границі допустимої основної похибки	Границі допустимої основної похибки, %	Позначення класу точності	
			В документації	На ЗВТ
Приведена	За формулою $\gamma_X = \frac{\Delta}{X_N} \cdot 100 = \pm p,$ якщо нормоване значення X_N виражене в одиницях величини на вході (виході) ЗВТ	$\gamma = \pm 1,5$	Клас точності 1,5	1,5
	За формулою $\gamma_X = \frac{\Delta}{X_N} \cdot 100 = \pm p,$ якщо нормоване значення дорівнює довжині шкали чи її частини	$\gamma = \pm 0,5$	Клас точності 0,5	0,5 ✓

Закінчення табл. 2.1

Форма вираження похибки	Границі допустимої основної похибки	Границі допустимої основної похибки, %	Позначення класу точності	
			В документації	На ЗВТ
Відносна	За формулою $\delta_X = \frac{\Delta}{X} \cdot 100$	$\delta = \pm 0,5$	Клас точності 0,5	0.5
Відносна	За формулою $\delta = \pm \left[0.02 + 0.01 \left(\left \frac{X_K}{X} \right - 1 \right) \right]$		Клас точності 0,02/0,01	0,02/ 0,01
Абсолютна	За формулами	$\Delta = \pm b$ $\Delta = \pm (d + cx)$	Клас точності М	М
Відносна			Клас точності С	С

Конкретні ряди класів точності встановлюються в стандартах на окремі види ЗВТ, причому для одного і того ж значення показника *n* дозволяється встановлювати не більше п'яти класів точності для того, щоб перепад точностей між окремими типами ЗВТ був дуже малий.

КОНТРОЛЬНІ ЗАПИТАННЯ

1. Перерахувати різновиди сигналів вимірювальної інформації та дати їм порівняльну характеристику.
2. Перерахувати основні метрологічні характеристики та параметри ЗВТ в статичному та динамічному режимах їх роботи.
3. Як нормуються метрологічні характеристики ЗВТ?
4. За якими структурними схемами будуються ЗВТ? Їх переваги та недоліки.

ГЛАВА 3. ОСНОВИ ІНФОРМАЦІЙНО-ЕНЕРГЕТИЧНОЇ ТЕОРІЇ ЗВТ

3.1. НЕГЕНТРОПІЙНИЙ ПРИНЦИП ПЕРЕДАЧІ ІНФОРМАЦІЇ

З філософської точки зору, можна розрізнити два види передачі інформації: 1) передача на відстань (від долі міліметра до багатьох мільйонів кілометрів), тобто передача в просторі; 2) запис, друк, реєстрація, запам'ятовування та збереження інформації, тобто передача в часі. Обидва ці види передачі інформації можуть бути виконані тільки матеріальним шляхом, тобто шляхом використання транспортування інформації речовини або енергії.

Приклади використання речовини для передачі інформації – зарубини на дереві або камені наших предків, перфокарти і перфострічки сучасних ЕОМ, нанесення штрихів фарби на папір (листи, книги, ноти), намагнічування ділянок стрічки або визначеної конфігурації молекул ДНК–РНК у хромосомах живих істот. Приклади використання енергії для передачі інформації – це акустичні коливання, що випускаються нами при розмові; імпульси струму, що посиляються по кабелю; радіохвилі, що випромінюються з космічної станції на Землю, або світло, що надходить від далекої зірки.

При зіставленні цих засобів передачі інформації виявляється їх єдина загальна властивість – інформація ніколи не виникає сама собою, а навпаки, самовільно, поступово, але неухильно спадає (забувається).

Впорядкованість, що несе передану інформацію, неухильно самовільно зменшується і ніколи не виникає сама собою. Справа полягає в тому, що для створення деякого впорядкованого стану речовини або енергії, що може нести інформацію (для створення електричного або акустичного імпульсу, намагнічування ділянки стрічки тощо), необхідно затратити роботу. Витрачена ж робота створює в об'єкті запас енергії, що намагається звільнитися, розсіятися. У результаті об'єкт самовільно намагається повернутися в старий стан, тобто «забути» внесену в нього інформацію. У результаті цього найбільш імовірними станами є безладні стани, а стани з високою упорядкованістю малоімовірні.

Мірою “безладності” в газовій термодинаміці служить ентропія $S = \frac{W}{T}$, яка є відношенням теплової енергії W газу до його абсолютної температури T і вимірюється в Дж/К. Вона може бути виражена також формулою Больцмана–Планка як $N = k \ln P$, де $k = 1,38 \cdot 10^{-23}$ Дж/К — постійна Больцмана, а P — число енергетичних мікростанів молекул газу. Це число надзвичайно велике, але звичайно, тому і термодинамічна ентропія є величиною кінцевою. Відповідно до другого початку термодинаміки ентропія в усіх випадках зростає, або, принаймні, залишається незмінною.

Вираз для інформаційної ентропії об’єкта з дискретними і рівноімовірними станами $H = k \ln N$ (де N — число цих станів, а k — коефіцієнт, прийнятий безмежним), аналогічний до формули Больцмана–Планка. Тому К. Шеннон і запозичив із статичної термодинаміки термін “ентропія” для позначення цього явища в утворюваній ним теорії інформації.

Проте Клаузевиц, який вперше вніс в статистичну фізику поняття термодинамічної ентропії, додав їй негативного змісту — зміст міри безладності. Для характеристики впорядкованості, тобто накопиченої в системі енергії та її спроможності містити інформацію відлік ентропії повинен вестися в протилежний бік, тобто ентропія повинна братися з протилежним знаком. Для позначення поняття “міра упорядкування”, Л. Бриллюєн запропонував термін “негентропія”, тобто негативна ентропія. Таким чином, **негентропія системи** — це узятя з протилежним знаком термодинамічна ентропія, що є мірою впорядкування системи і відображає її здатність працювати або містити інформацію.

Засобом транспортування інформації у вимірювальних приладах є потоки енергії. Без надходження енергії на вхід приладу або окремого вимірювального перетворювача (від об’єкта вимірювання або попереднього вимірювального перетворювача) здійснення процесу передачі вимірювальної інформації неможливо.

Проте кількість інформації, що переноситься, залежить не від абсолютної величини енергії, а від співвідношення її з іншими потоками енергії, що несуть інформацію про інші об’єкти, що є перешкодами (фоном) в процесі отримання інформації про даний об’єкт. Так якщо на фоні невеликої яскравості нічного

неба для отримання інформації достатньо світла дуже слабких зірок, то вдень, при великій яскравості блакитного неба, на його фоні розрізняються лише дуже яскраві небесні тіла. Від цих перешкод, від цього фону не позбавить нас навіть розташування телескопа у глибокій криниці, тому що одночасно зі світлом зірки об'єкти телескопа захопить ту або іншу ділянку неба, що має набагато більшу яскравість, чим зірка, і будемо бачити не-бо, а не зірку.

Викладений механізм транспортування інформації енергетичними потоками одержав назву негентропійного принципу передачі інформації, або принципу Бриллюена.

Цей механізм є досить зрозумілим при вимірюванні енергетичних величин – сили, тиску, струму, напруги, температури тощо, коли від об'єкта вимірювання на вхід приладу дійсно надходить енергія і напрямок потоку енергії та напрямок передачі інформації збігаються. Проте при вимірюванні опору омметром або роботи з параметричними перетворювачами для вимірювання неелектричних величин енергія по лінії, що з'єднує датчик із приладом, передається від приладу до датчика, а інформація – навпаки від датчика до приладу. Для аналізу цього парадокса звернемося до більш простого прикладу.

Нехай нашим завданням є виявлення літака, що летить вночі. Якщо літак летить із розпізнавальними вогнями (рис. 3.1, *а*), то механізм передачі інформації q аналогічний до вище розглянутого. Якщо ж він летить з вимкненими вогнями, тобто сам не є джерелом світла, то ми освітлюємо його прожектором (рис. 3.1, *б*) або променем радіолокатора (рис. 3.1, *в*). Якщо тепер ми вимірюємо середню потужність, що проходить через площину $A - A$, яка перетинає промінь локатора, то переконаємося, що енергія W поширюється в бік літака, тобто на зустріч потоку інформації q (рис. 3.1, *в*).

Проте якщо повернутися до рис. 3.1, *б*, то стане ясно, що ця велика енергія W не несе інформації, а використовується лише для освітлення пасивного об'єкта. Що ж стосується інформації q , то вона як у тому, так і в іншому випадках переноситься не потужним променем W , а лише слабким променем ΔW , відбитим від літака. Тому принцип Бриллюена застосуємо саме до цього відбитого потоку енергії, а вимірювану величину (відбив-

ну спроможність об'єкта) визначаємо відношенням інтенсивності ΔW до інтенсивності променя W . Ця залежність сигналу від інтенсивності джерела живлення є загальною особливістю при використанні параметричних перетворювачів або при вимірюванні пасивних параметрів типу R, L, C, M тощо.



Рис. 3.1. Передача інформації на відстані

Так, наприклад, схема потоків енергії при вимірюванні опору методом амперметра та вольтметра (рис. 3.2, а) аналогічна схемі рис. 3.1, б, тому що потік енергії W від джерела E до об'єкта вимірювання R є потоком "освітлення" і визначається струмом I , що вимірюється амперметром, а потік енергії від R до вольтметра V є потоком ΔW , що вимірюється вольтметром. Тому потік W повинний бути стабілізований, тоді шкала показника V може бути проградуйована в значеннях R , в іншому ж випадку – вимірювана величина визначається відношенням

$$R = \frac{U}{I}.$$

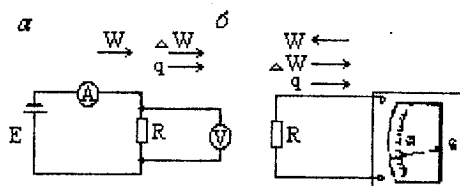


Рис. 3.2. Вимірювання опору ЗВТ

Випадок же вимірювання омметром (рис. 3.2, б) аналогічний використанню радіолокатора (рис. 3.1, в), коли інформація q , що надходить у прилад, визначається не всім потоком

енергії W , яка надходить на збудження ("освітлення") об'єкта, а лише його зміною ΔW , що виникла під дією зміни цього об'єкта.

Підводячи результат, основні положення негентропійного принципу розуміння механізму передачі інформації можна сформулювати таким чином. Носієм вимірювальної інформації є енергія. Щоб внести на вхід вимірювального приладу або окремого вимірювального перетворювача інформацію, яка б потім могла передаватися далі, необхідно затратити енергію. Тому без споживання енергії від об'єкта вимірювання неможливо і саме вимірювання. Чим більше споживана енергія, в порівнянні з рівнем перешкод, тим більше може перенести вона інформації; проте, щоб віддати цю енергію на вхід приладу, об'єкт повинний нею володіти, тобто мати достатню негентропію. Якщо ж негентропія об'єкта нижче негентропії його навколишнього фону, то вимірювання неможливо принципово, незалежно від апаратури, що використовується.

3.2. СПІВВІДНОШЕННЯ МІЖ ВЕЛИЧИНОЮ ЕНЕРГІЇ ТА ПЕРЕНЕСЕНОЮ НЕЮ ІНФОРМАЦІЄЮ ПРИ РІЗНОМАНІТНИХ СИГНАЛАХ

Співвідношення між величиною енергії процесу та перенесеною нею інформацією виявляється залежним від того, що вимірюється: інтенсивність, час або частота цього процесу. Розглянемо дане питання для цих трьох випадків.

Поняття термодинамічної перешкоди. Інформація, що одержується на виході ЗВТ, визначається похибками ЗВТ, які можуть бути дуже різноманітними. Розглянемо сигнал на вході ЗВТ, поки він вільний від похибок усіх наступних ланок вимірювального ланцюга. В цьому випадку на сигнал можуть накладатися лише перешкоди або наводки, що зменшують інформацію, яка утримується в ньому. Уявимо, що прилад цілком екранований від всіх перешкод і наводок. Чим же при цьому буде обмежена точність вхідного сигналу або вона, а отже, і інформація, що утримується в сигналі, буде нескінченною?

Термодинаміка підтверджує, що якщо температура вхідної частини приладу не дорівнює (в точності) абсолютному нулю, то сигнал буде підпорядкований розподіленням за нормальним законом випадковим флуктуаціям, середня потужність котрих на кожен ступінь свободи визначається формулою Найквіста: $\bar{P}_w = 4kT\Delta f$, де $k = 1,38 \cdot 10^{-23}$ Дж/К – стала Больцмана; T – абсолютна температура; Δf – смуга частот, до якої ставиться ця потужність.

Так як ЗВТ пропускає вхідний сигнал тільки в деякій смузі частот, то флуктуації з більш високими частотами ним усереднюються і не внесуть похибки, тому представляє інтерес розглядати шумову потужність тільки в смузі Δf робочих частот ЗВТ. Якщо ж інерційність ЗВТ характеризується не частотним діапазоном Δf , а часом встановлення показів t , то формулу Найквіста можна перетворити таким чином. Якби за час t було зроблено n відліків і знайдено середнє, то, відповідно до теорії імовірностей дисперсія цього середнього (за умови статистичної незалежності відліків) зменшилася б у n разів. Проте, відповідно до теореми Котельникова, число незалежних відліків для функції з граничною частотою Δf за час t дорівнює $n = 2\Delta f t$. Звідси потужність термодинамічних флуктуацій при усередненні за час t :

$$\bar{P}_w = \frac{4kT\Delta f t}{n} = \frac{4kT\Delta f}{2\Delta f t} = \frac{2kT}{t}.$$

Для електровимірювального приладу з вхідним опором r наявність термодинамічної перешкоди виявляється в тому, що на опорі виникає напруга теплових шумів, дійсне значення якого

$$\sigma_w = \sqrt{\bar{U}_w^2} = \sqrt{\bar{P}_w r} = \sqrt{\frac{2kTr}{t}},$$

і обмежує максимальне значення інформації, що сприймається приладом.

Внаслідок нормального закону розподілу імовірностей миттєвих значень цих флуктуацій, ентропійне значення шумової напруги:

$$\Delta_w = k\sigma_w = \sqrt{\frac{\pi e}{2}} \sqrt{\frac{2kTr}{t}} = \sqrt{\frac{\pi ekTr}{t}}.$$

Співвідношення між величиною енергії та граничним значенням перенесеної нею інформації при вимірюванні інтенсивності або при амплітудній модуляції легко визначити з таких співвідношень. Якщо вимірювана ЗВТ напруга дорівнює E , то відносна похибка буде:

$$\gamma_w = \frac{\Delta_w}{E} = \sqrt{\frac{\pi ekTr}{tE^2}} = \sqrt{\frac{\pi ekT}{Pt}}, \quad (3.1)$$

де $P = \frac{E^2}{r}$ — потужність, споживана ЗВТ від об'єкта вимірювання, а Pt — енергія, отримана від об'єкта за час встановлення показань, тобто необхідна для одержання відліку (тому що подальше споживання енергії можна вважати марним). Добуток, що стоїть у чисельнику $\pi ekT = W$, є майже постійною величиною (тому що T змінюється мало — от 223 до 323 К, тобто від -50 до $+50^\circ$ С) і дорівнює (при $T = 293$ К або 20° С)
 $W_w = 3,5 \cdot 10^{-20}$ Дж.

Від отриманого виразу легко перейти до кількості інформації, записавши

$$q = \lg N = \lg \frac{1}{2\gamma} = \lg \frac{1}{2} \sqrt{\frac{Pt}{W_w}}$$

або

$$N = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{Pt}{W_w}}. \quad (3.2)$$

Отримані співвідношення (3.1) і (3.2) не містять у собі яких-небудь специфічних електричних величин (хоча висновок і ілюструвався прикладом електровимірювального приладу) і показують, що число помітних градацій N при амплітудній моду-

ляції прямо пропорційне, а похибка – обернено пропорційна кореню квадратному з енергії сигналу $\sqrt{Pt}$.

Другий цікавий висновок складається у тому, що $\gamma_{ш}$ зростає зі зменшенням Pt , при $Pt = W_{ш}$ похибка, викликана шумами, стає рівною $\gamma_{ш} = 100\%$, а вимірювання – неможливим, тобто $W_{ш}$ визначає термодинамічний поріг чутливості будь-яких ЗВТ, що використовують амплітудну модуляцію.

Співвідношення між енергією та інформацією при вимірюванні часу або тимчасової модуляції може бути знайдено аналогічним шляхом, як у попередньому випадку, і при вимірюванні періоду синусоїдного сигналу виражається як [9]:

$$\gamma_{ш.с} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{W_{ш}}{Pt}}; N_{ш.с} = \pi \sqrt{\frac{Pt}{W_{ш}}}. \quad (3.3)$$

Таким чином, при тій же потужності сигналу при вимірюванні періоду або при передачі періодом вимірюваної величини помилка в 2π (або приблизно в 6 разів) менша, ніж при амплітудній модуляції.

Співвідношення між енергією та перенесеною нею інформацією при вимірюванні частоти або при частотній модуляції також впливає з формули Найквіста; зв'язок кількості інформації, що впливає з нього, $q = \lg N_{ш}$ і максимального числа $N_{ш}$ помітних градацій, обмеженого термодинамічною перешкодою при частотній модуляції з енергією сигналу Pt , виражається як [9]:

$$N_{ш} = \frac{0,43}{\lg \frac{Pt}{4kT}} \frac{Pt}{4kT}. \quad (3.4)$$

Звідси, основна відмінність частотного сигналу від тимчасового (або амплітудного) полягає в тому, що при останньому $N_{ш} = k_1 \sqrt{Pt}$, тобто пропорційно кореню квадратному з енергії сигналу, а при частотному сигналі – $N_{ш} \approx k_2 Pt$, тобто приблизно пропорційно цій самій енергії (тому що вплив величини Pt , що входить під знак логарифма, достатньо малий).

Порівняння інформаційних властивостей різноманітних вхідних і вихідних процесів ЗВТ зручно уявити у вигляді графіка (рис. 3.3), на якому, відповідно до наведених співвідношень, зображені залежності кількості інформації $q_{\text{ш}}$ в дитах (тобто числа достовірних десяткових знаків), обмеженого термодинамічною перешкодою, що принципово не усувається від Pt , вираженої в джоулях. Сигнали, що аналізуються, можуть бути як вхідними сигналами вимірювальних пристроїв, так і вихідними сигналами датчиків або зразкових мір (нормальний елемент, кварцовий генератор тощо). При часі спостереження сигналу t_c і відкладені по осі Pt значення відповідають потужності сигналу, а при $P = \text{const}$ – часу спостереження (усереднення). При обмеженні точності не термодинамічною, а певною іншою нормально розподіленою перешкодою (нехай набагато більшою) розташування кривих (рис. 3.3) не зміниться, а у лише відповідне число разів зміняться значення, відкладені по осі Pt . Тому цей графік є достатньо універсальним для порівняння можливостей різноманітних ЗВТ.

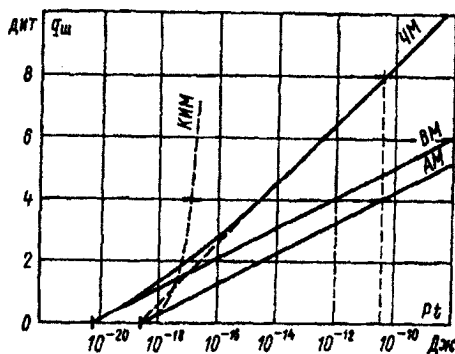


Рис. 3.3. Оцінка кількісної інформації

З рис. 3.3 видно, що при заданій енергії Pt амплітуда сигналу (пряма **АМ**) несе в собі найменшу інформацію, тобто володіє мінімальною негентропією. Проте, в силу того, що більшість величин, які цікавлять нас у природі, надані саме інтенсивностями різноманітних процесів, вхідна величина переважної більшості вимірювальних пристроїв містить інформацію, яка нас

цікавить, саме у вигляді амплітудної модуляції цієї величини. Тимчасова модуляція (пряма *ВМ*) при цій же енергії сигналу забезпечує в 2π (тобто приблизно в 6 разів) більше число помітних градацій, або при тій же точності може бути в 40 разів знижена потужність сигналу або час спостереження. Нарешті, крива, що відповідає частотній модуляції (крива *ЧМ*) йде приблизно в два рази жорсткіше двох попередніх, тому, трохи спрощуючи питання (штрихова дотична до кривої з *ЧМ*) можна сказати, що якщо ЗВТ амплітуди забезпечують 2–3–4 дит (достовірних десяткових знаків), то подібні засоби з тимчасовою модуляцією дадуть 3–4–5 дит (тобто більше на одиницю), а з частотної – 4–6–8 дит (тобто у два рази більше, в порівнянні з амплітудними).

Дійсно, застосовуючи усі відомі засоби досягнення точності, не вдається створити джерела зразкової напруги з точністю краще 4 дит (відзначено жирним штрихом на кривій *АМ*), а, прикладаючи такі ж зусилля для створення генераторів зразкових частот, досягають 8 дит. Високоточні кварцові генератори, які доступні кожній лабораторії, забезпечують 6 дит, а використання їх як мір часу дозволить і при *ВМ* вимірювати з точністю до 6 дит (жирний штрих на кривій *ВМ*). Саме в силу цих об'єктивних термодинамічних законів область використання амплітудних методів вимірювання лежить в інтервалі 0...4 дит, а область частотних і тимчасових методів – в інтервалі 3...8 дит (а з використанням метрологічних методів – до 11 дит).

Особливість кодової модуляції (або кодоімпульсної модуляції – *КІМ*), що використовується в цифрових обчислювальних машинах, цифрових приладах і при передачі повідомлень на великі відстані (телеграф, радіоканали передачі інформації), складається в цілком іншому співвідношенні між енергією сигналу та кількістю переданої інформації. В цьому випадку кожна зайва передача коду, що рівна за енергією іншим передачам, передає 1 біт інформації. Тому, трохи спрощуючи це питання, можна сказати, що в цьому випадку кількість інформації q пропорційна витраченій енергії Pt , а так як $q = \ln N$, то $N = \exp(Pt)$, тобто являється показовою функцією енергії, зображеної на рис. 3.3 штриховою кривою *КІМ*. Природно, що ця крива йде багато суворіше усіх кривих (рис. 3.3). Проте яких-небудь істотних відмінностей для вимірювання (крім передачі

в приладі або в часі вже готових результатів вимірювань, як і будь-якого іншого тексту) у цьому випадку немає по тій простій причині, що фізичних величин, які б у природних умовах характеризувалися не інтенсивністю, часом або частотою, а кодом, не існує. Наступне ж кодування не змінює суті справи, тому що на вході приладу вимірювана величина буде подана однаково своєю амплітудою, частотою або часом.

3.3. ІНФОРМАЦІЙНО-ЕНЕРГЕТИЧНИЙ КОЕФІЦІЄНТ КОРИСНОЇ ДІЇ ТА КВАЛІМЕТРІЯ ЗВТ

Оскільки процес сприйняття інформації ЗВТ підпорядковується загальним термодинамічним співвідношенням статистичної фізики, виникає природне прагнення оцінити вимірювальний прилад коефіцієнтом корисної дії (ККД). Дійсно, для одержання N помітних на вході приладу градацій, наприклад, при амплітудній модуляції вхідного процесу, виходячи з суто термодинамічних співвідношень (3.2), було б достатньо подати від об'єкта вимірювання на вхід приладу енергію, рівну

$$(P_t)_{\text{кор}} = 4W_{\text{ш}} N^2. \quad (3.5)$$

Проте в процесі передачі інформації з ланок приладу до суто термодинамічної невизначеності вхідної величини додаються все нові і нові похибки. В цих умовах для одержання на виході приладу T помітних градацій доводиться відбирати від об'єкта значно більшу енергію P_t , обумовлену фактичними параметрами вхідного кола приладу.

Відношення цих енергій і можна розглядати як інформаційно-енергетичний ККД приладу, рівний

$$\eta_{\text{іе}} = \frac{(P_t)_{\text{кор}}}{P_t} = \frac{4W_{\text{ш}} N^2}{P_t}. \quad (3.6)$$

Надзвичайна особливість поняття інформаційно-енергетичного ККД ЗВТ полягає в тому, що якщо у виразі (3.6) значення N і P визначити через параметри приладу, то отриманий вираз буде об'єднувати всі основні **нормовані параметри**

приладу. Дійсно, число помітних градацій N , тобто інформаційна спроможність приладу, пропорційна, з одного боку, точності приладу $A = \frac{1}{2\gamma}$, а з іншого протяжності його робочого

діапазону $D = \frac{X_2}{X_1}$, вираженої в логарифмічних одиницях, тобто

$N = \frac{\ln D}{(2\gamma)}$. Споживана від об'єкта вимірювання потужність виз-

начається вхідним опором приладу і межею вимірювання, наприклад, для амперметра вона дорівнює $P = I^2 r$. Підставляючи значення P і N в (3.6), одержимо вираз, що пов'язує всі основні **нормовані метрологічні параметри приладу**:

$$\eta_{ie} = \frac{4W_{in} N^2}{Pt} = \frac{4W_{in} \ln^2 D}{4\gamma^2 I^2 r t} = W_{in} \frac{\ln^2 D}{\gamma^2 I^2 r t}, \quad (3.7)$$

де $D = \frac{X_2}{X_1}$ — робочий діапазон приладу; γ — його похибка;

I — межа вимірювань; r — вхідний опір; t — час встановлення показів.

Кваліметрія ЗВТ. Кваліметрія — це науковий напрямок, що має за мету розкриття об'єктивних зв'язків між витратами на створення тих або інших продуктів або виробів і що досягається в результаті цих витрат корисним ефектом, тобто якістю продуктів праці. При цьому під якістю розуміється не просто надійність, тобто безвідмовність виробів (наука про надійність виробів — це лише один із поділів кваліметрії), а весь обсяг досягаемого корисного ефекту [9]. На практиці повний обсяг корисного ефекту того або іншого продукту праці розуміється як його споживча вартість, а суспільні необхідні витрати на досягнення даної споживчої вартості — як вартість даного продукту праці. Тому **предмет кваліметрії можна коротко визначити як вивчення співвідношень вартості та споживчої вартості конкретних продуктів праці.**

Загальний принцип досягнення найбільшої ефективності ЗВТ — інформаційно-енергетичний аналіз кожного вузла ланцюга ЗВТ був відомий у провідному зв'язку і радіозв'язку, вимі-

рювальній техніці та автоматичі задовго до появи теорії інформації та кваліметрії.

Дійсно, будь-який вимірювальний пристрій (рис. 3.4) являє собою канал прийому, перетворення та передачі інформації, складений з ряду вимірювальних перетворювачів $\Pi_1, \Pi_2, \dots$, що закінчується реєстратором (або показчиком) P .

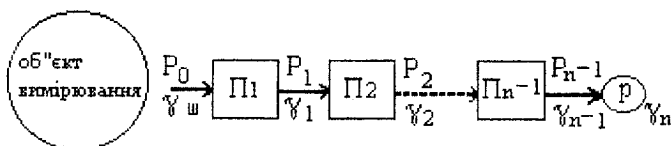


Рис. 3.4. Інформаційний канал передачі

Передача інформації з цього каналу відбувається потоками енергії з потужностями $P_0, P_1, P_2, \dots$. Похибка на вході першого перетворювача γ_w визначається лише негентропією, тобто визначеністю самої вимірювальної величини, і залежить від потужності P_0 , що відбирається приладом від об'єкта вимірювання, та рівня перешкод на вході приладу. Проте далі за цією похибкою підсумовуються похибки перетворювачів, а їхні результуючі суми $\gamma_1, \gamma_2, \dots, \gamma_n$ безупинно зростають. Тому похибка, допущена яким-небудь проміжним перетворювачем (якщо тільки вона не систематична і не може бути скоригована), не може бути усунута. Звідси загальним принципом побудови вимірювальних пристроїв є принцип досягнення найменших похибок у кожному колі ланцюга перетворювачів. Проте підвищення точності, чутливості або швидкодії кожного з перетворювачів досягається за рахунок зростання його складності, маси, вартості та ненадійності.

Єдиним рішенням цього протиріччя є знаходження оптимальних співвідношень для кожного перетворювача. Якщо врахувати при цьому, що інформація з ланцюга перетворювачів передається потоками енергії, першим і найбільш загальним принципом конструювання перетворювачів є принцип забезпечення найбільш ефективної передачі енергії цими перетворювачами. Цей принцип, загальний для будь-яких енергетичних і параметричних перетворювачів, впливає з теорії чотирисполосників і є принципом узгодження їх вхідних і вихідних опорів.

Крім цього, виходячи із кваліметрії, можна сформулювати загальні методи підвищення точності ЗВТ.

3.4. ЗАГАЛЬНІ МЕТОДИ ПІДВИЩЕННЯ ТОЧНОСТІ ЗАСОБІВ ВИМІРЮВАЛЬНОЇ ТЕХНІКИ

Прямуючи до створення більш точних ЗВТ, вимірювальна техніка виробила ряд загальних методів досягнення точності, що можна поділити на такі групи:

а) стабілізація найважливіших параметрів ЗВТ технологічним шляхом, тобто шляхом використання найбільш стабільних деталей, матеріалів і відповідної технології виготовлення;

б) методи пасивного захисту від швидко змінних впливаючих величин, тобто зменшення випадкових похибок ЗВТ шляхом застосування фільтрації, амортизації, теплоізоляції тощо;

в) методи активного захисту від повільно змінних впливаючих величин, шляхом стабілізації цих величин;

г) методи корекції систематичних, прогресуючих похибок і статистичної обробки випадкових похибок;

д) узгодження входних і вихідних опорів вимірювальних перетворювачів, які входять до складу ЗВТ.

Стабільність параметрів ЗВТ, у більшості випадків, досягається суто технологічним шляхом – використанням найбільш стабільних матеріалів, вибором відповідних режимів використання, відпрацюванням технології як самих матеріалів, так і відповідних виробів із них, використанням попереднього старіння, пошуком і використанням усе нових і нових фізичних явищ із найбільш стабільним процесом їх протікання тощо

Методи пасивного захисту від швидко змінних впливаючих величин являють собою прийоми фільтрації (тобто усереднення) швидкозмінних величин з метою зниження випадкових похибок ЗВТ. Справа полягає в тому, що серед впливаючих величин, які викликають додаткові похибки ЗВТ, велику групу складають фактори, що досить швидко змінюються в часі. Так, наприклад, постійна напруга, яка одержана від випрямлячів і використовується для живлення вимірювальних ланцюгів, завжди в тій або іншій мірі містить пульсації. На вхід електричних ланцюгів ЗВТ неминуче потрапляють так звані наводки, тобто змінні ЕРС, що виникають від електричних і електромагнітних зв'язків з іншими електричними пристроями. Датчики і апаратура, особливо

на рухомих об'єктах, безупинно піддаються вібрації, стрибками температури тощо. В усіх цих випадках, коли частотний спектр перешкоди неповністю перекривається спектром сигналу, найбільш простим, а отже, дешевим і високонадійним, є метод пасивного захисту у вигляді скранування, частотної фільтрації, амортизації або теплоізоляції.

Використання електричних фільтрів у ланцюгах живлення і на вході вимірювальних пристроїв дозволяє в багато разів зменшити випадкові похибки ЗВТ. Зменшення вібрацій апаратури шляхом амортизації її підвіски практично усуває вплив вібрацій усіх частот, що вище власної частоти підвіски, обумовлених масою апаратури та піддатливістю підвіски. Створення великої теплової постійної часу шляхом використання теплоємності самого ЗВТ та оточення його теплоізоляцією дозволяє значно зменшити вплив швидких стрибків навколишньої температури.

Основною перевагою методів пасивного захисту є їхня простота, дешевизна, висока надійність, а недоліком – неможливість захистити апаратуру від повільно змінних або постійно впливаючих величин.

Методи активного захисту від постійних або швидко змінних впливаючих величин – це різноманітні методи стабілізації цих величин. Це стабілізація напруги, температури найбільш відповідальних елементів вимірювальних пристроїв шляхом поміщення їх у мініатюрні термостати (з автоматичною підтримкою постійної температури, що відповідає верхній межі можливого діапазону вимірювання зовнішньої температури) і, нарешті, стабілізація апаратури в просторі, застосовувана у відповідальних випадках за допомогою гіроскопів та гідростабілізованих платформ.

Основний недолік активного захисту – його складність, а перевага – можливість захисту від постійних та швидко змінних впливаючих величин. Тому найкраще рішення – це сполучення пасивного захисту від швидко змінних величин і активної – від повільно змінних.

Корекція систематичних похибок – це найбільш економічний шлях підвищення точності ЗВТ, що широко використовується замість методів активного захисту. Основна ідея корекції в тому, щоб замість усунення причини, що викликає дану систематичну похибку, зробити автоматичну оцінку виникаючої

похибки або викликаючої її впливаючої величини і автоматично внести відповідну поправку в результат вимірювання [10].

Корекція температурних похибок. Похибки, що виникають від зміни температури, властиві всім типам вимірювальних перетворювачів, тому що опори мідних провідників (обмотки, колушки, рамки, сполучні лінії тощо) збільшуються на 4 % при підвищенні температури на 10°C , індукція постійних магнітів та жорсткість металічних пружин спадає приблизно на 0,2 % при підвищенні температури на кожні 10°C , від стрибків температури змінюються і багато інших властивостей деталей перетворювачів.

Введення поправок на температуру шляхом її неперервного вимірювання надзвичайно трудомістке. Більш раціональним є створення автоматичних пристроїв корекції температурних похибок, що практично і використовується в більшості вимірювальних приладів. Такі пристрої складаються з металевого або напівпровідникового терморезистора (що сприймає температуру і змінює свій опір відповідно до неї) і відповідного ланцюга, що впливає на чутливість перетворювача, який корегується. Для корекції індукції магнітних систем використовуються магнітні шунти, що відгалужують у себе частину магнітного потоку системи і змінюють свій магнітний опір з зміною температури таким чином, щоб основний робочий магнітний потік залишався постійним при коливаннях температури. Автоматична температурна корекція параметричних вимірювальних перетворювачів для вимірювання неелектричних величин (тензорезисторні, індуктивні, ємнісні, електролітичні, іонізаційні тощо) звичайно здійснюється шляхом використання двох аналогічних перетворювачів, що включаються в суміжні плечі моста.

Виключення прогресуючих похибок шляхом корекції нуля і чутливості ЗВТ. Для прогресуючих похибок, на відміну від систематичних, зазвичай не можна зазначити чинника, вимірюючи який, можна було б скорегувати ці похибки. Швидкість зміни прогресуючих похибок має випадковий характер. Тому єдиним методом виявлення та виключення прогресуючих похибок, що накопичилися, є перевірка приладу по зразкових мірах.

Якщо до накопичення прогресуючих похибок характеристика перетворювача мала вигляд прямої 1 (рис. 3.5, *a*), а після накопичення цих похибок – прямої 2, то для її відновлення необхід-

но провести дві операції: 1) установку нуля, тобто зсув нижнього кінця характеристики в початок координат; 2) установку чутливості, тобто зсув верхнього кінця характеристики в точку X_k, Y_k . Перша операція не потребує використання зразкових мір, але потребує відключення вимірюваної величини, тобто забезпечення $x = 0$. Для виконання другої операції вже необхідне використання зразкової міри вимірюваної величини для створення $X = X_k$. А для практичного виконання обох цих операцій прилад або перетворювач повинний мати пристосування для регулювання нуля і чутливості. Перевага такої корекції похибок складається в тому, що вона виключає всі похибки, що накопилися, від яких би причин вони не виникали. Тому пристосування для такої корекції мають майже всі прилади для вимірювання неелектричних величин.

Проте, оскільки зростання прогресуючих похибок відбувається неперервно, в результаті корекції виключаються тільки ті похибки, що були в приладі або перетворювачі в даний момент часу, а потім йде нове зростання цих похибок. Тому для підтримки похибок у заданих межах операція корекції повинна періодично повторюватися і тим частіше, чим менше бажаний рівень залишкових похибок.

Цей процес зростання та періодичного виключення прогресуючих похибок показаний на рис. 3.5, б. При цьому, якщо швидкість зростання похибки складає ν проц/год, а корекція проводиться з періодом T_r , похибка не перевищує величину $\gamma_m = \nu T_r$ і може вважатися випадковою, рівномірно розподіленою навколо середнього значення $\gamma_{cp} = 0,5\nu T_r$.

Саме в такій спосіб підтримується точність усіх ЗВТ шляхом регламентованих за законом їх щорічних повірок. Якщо період повірок зменшити, доводячи його від одного року до одного тижня, дня, часу, хвилини або секунди, то точність ЗВТ істотно підвищиться. Для корекції похибок із періодом від декількох часів до декількох хвилин створюються автоматичні пристрої, що проводять корекцію без участі людини. Це один із найбільш прогресивних шляхів підвищення точності ЗВТ.

В багатоканальних вимірювальних реєстраційних пристроях, часто виявляється більш вигідним не коректувати похибки (ко-

рекція займає багато часу і потребує спеціальних автоматичних пристроїв), а просто реєструвати значення нульового положення і чутливості кожного каналу, чим забезпечується можливість корекції при наступній обробці зареєстрованих даних [11].

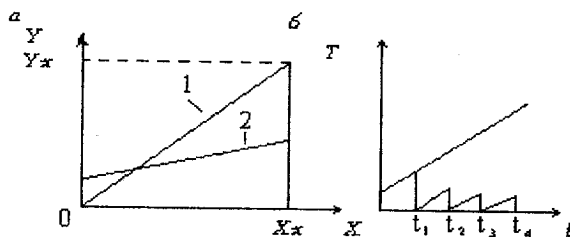


Рис. 3.5. До визначення прогресуючих похибок

У цьому випадку через визначений інтервал часу вимірювальний пристрій ВП (рис. 3.6, а) автоматично переключається з вимірювальної величини x на вимірювання зразкової величини $x = X_N$ і потім на $x = 0$. В результаті цього на діаграмі крива, що реєструється $x(t)$ періодично переривається і в ці моменти реєструються значення $x = 0$ та $x = X_N$. З'єднуючи ці значення між собою плавними лініями (як це показано штриховими кривими на рис. 3.6, б), одержують можливість мати при розшифруванні запису фактичні значення нуля і чутливості приладу в кожний момент часу.

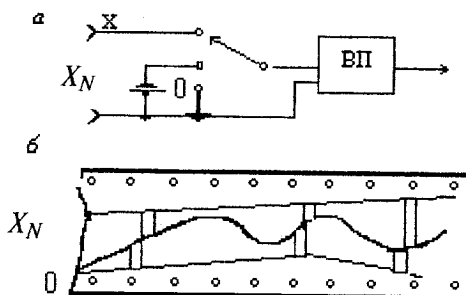


Рис. 3.6. Фільтрація високочастотних випадкових похибок

І, нарешті, найбільш сучасним засобом корекції є укомплектування приладу (особливо цифрового) автоматичним обчислю-

вальним пристроєм, що опрацьовує в ході вимірювання значення $x(0)$, $x(t)$ і x та обчислює вже скориговані значення результатів вимірювань. Досвід показує, що цей метод дозволяє часто на декілька порядків понизити похибки вимірювання (наприклад, з 1 до 0,01 %).

Статистична обробка випадкових похибок являє собою усереднення одержуваних результатів, тобто фільтрацію викидів і виділення закономірності у вигляді середнього значення цих випадкових відхилень. Вона може бути виконана як цифровим шляхом (математичне визначення середнього), так і аналоговим (фільтрація високочастотних випадкових складових). В тому й іншому випадках ця обробка сполучена зі значним збільшенням витрат часу на вимірювання, тому що, по суті, являють собою визначення середнього значення результату за визначений проміжок часу. При цьому точність усередненого результату зростає дуже повільно – пропорційно кореню квадратному з числа усереднюваних окремих результатів або, що те ж саме, кореню квадратному з часу усереднення – незалежно від того, проводиться цифрове або аналогове усереднення. Ця обставина й обмежує можливості цього методу, тому що, наприклад, для 10-кратного підвищення точності потрібно 100-кратне збільшення часу усереднення. Проте в дуже багатьох випадках цим шляхом досягається значне зменшення випадкових похибок, особливо при вимірюванні постійних величин і тих, що повільно змінюються. Систематичні ж похибки при цьому не усуваються.

Одним із ефективних методів досягнення необхідної точності, чутливості або швидкодії є узгодження вхідних і вихідних опорів вимірювальних перетворювачів, що входять до складу ЗВТ. Цей метод потребує окремого розгляду.

3.5. ІНФОРМАЦІЙНО-ЕНЕРГЕТИЧНИЙ АНАЛІЗ І ПРИНЦИП УЗГОДЖЕННЯ ВХІДНИХ І ВИХІДНИХ ОПОРІВ ЕЛЕМЕНТІВ ЗВТ

Для визначення умов найбільш ефективної передачі енергії, ЗВТ (рис. 3.7), достатньо проаналізувати ці умови в загальному вигляді для якогось одного з потоків енергії P_0 , P_1 або P_2 . Цей аналіз виявляється різним для генераторних і параметричних

перетворювачів унаслідок різноманітного механізму передачі ними інформації, викладеного вище.

Принцип узгодження опорів генераторних перетворювачів розглянемо на основі рис. 3.7, на якому попередній генераторний перетворювач Π_i наданий своєю ЕРС $E(x)$, що є функцією вхідної величини x , і своїм незмінним внутрішнім активним опором R_i , а наступний за ним перетворювач — Π_{i+1} наданий лише своїм вхідним активним опором R_{ex} , що є навантаженням для попереднього перетворювача. В цьому випадку потужність P_{ex} , що передана від перетворювача Π_i до перетворювача Π_{i+1} , дорівнює $P_{ex} = I^2 R_{ex}$, де I — струм, що проходить між цими перетворювачами.

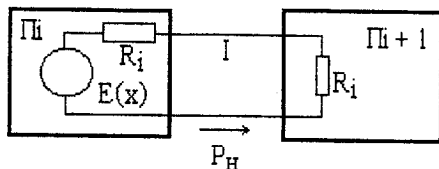


Рис. 3.7 Генераторний перетворювач

Якщо параметри E і R_i вважати заданими, а оптимізацію передачі енергії здійснювати вибором значень R_{ex} , то легко відмітити, що струм I може змінюватися лише від значення при холостому ході $I_{xx} = 0$ при $R_{ex} \Rightarrow \infty$, коли $P_{ex} = 0$, до значення $I_{kz} = E/R_i$ при короткому замиканні при $R_{ex} = 0$, коли знову $P_{ex} = 0$. Отже, максимум P_{ex} знаходиться при $0 < I < E/R_i$ і $0 < R_{ex} < \infty$.

Для встановлення умови цього максимуму, з огляду на те, що струм $I = E/(R_i + R_{ex})$, запишемо вираз для P_{ex} як:

$$P_{ex} = I^2 R_{ex} = \frac{E^2 R_{ex}}{(R_i + R_{ex})^2} = \frac{E^2}{R_i} \frac{R_i R_{ex}}{(R_i + R_{ex})^2}.$$

З наведеного виразу очевидно, що потужність P_{ex} , яка віддається R_{ex} генераторним перетворювачем, залежить від двох чинників: по-перше, від параметра самого перетворювача, рівного потужності $P_{\kappa.3} = E^2/R_i$, що розвинена перетворювачем у режимі короткого замикання (що витрачається лише на R_i) та називається потужністю короткого замикання $P_{\kappa.3}$, і, по-друге, від деякого безрозмірного коефіцієнта, що характеризує ефективність використання можливостей генераторного перетворювача, або, коротко, від ефективності перетворення, що дорівнює

$$\xi = \frac{P_{\text{ex}}}{P_{\kappa.3}} = \frac{R_i R_{\text{ex}}}{(R_i + R_{\text{ex}})^2},$$

яка є функцією лише відношення $a = R_{\text{ex}}/R_i$, і не залежить від самих абсолютних значень R_i та R_{ex} , тому що $R_{\text{ex}} = aR_i$, тобто

$$\xi = \frac{R_i R_{\text{ex}}}{(R_i + R_{\text{ex}})^2} = \frac{aR_i^2}{R_i^2(1+a)^2} = \frac{a}{(1+a)^2}. \quad (3.8)$$

Зміна ξ у вигляді функції a , при зміні a від 10^{-3} до 10^3 надана в логарифмічному масштабі на рис. 3.8 і має максимум $\xi = 1/4$ при $a = 1$, тобто при $R_{\text{ex}} = R_i$. У тому випадку, коли узгоджені опори є комплексними величинами Z_i і Z_{ex} , під $\xi = \frac{P_{\text{ex}}}{P_{\kappa.3}}$ варто розуміти відношення повних, тобто уявних, потужностей.

При цьому для значень $a = \frac{|Z_{\text{ex}}|}{|Z_i|}$, далеких від одиниці, крива ξ практично не відрізняється від отриманої вище, але величина максимуму залежить від співвідношення аргументів φ_i та φ_{ex} комплексів Z_i і Z_{ex} . При однаковому характері опорів (обидва індуктивні або обидва ємнісні) і $\varphi_i = \varphi_{\text{ex}}$ криві цілком

збігаються; при $\varphi_i = \varphi_{ex} \pm 90^\circ$ максимум ξ складає $\xi = 1/2$ замість $1/4$ (для R_{ex} і R_i).

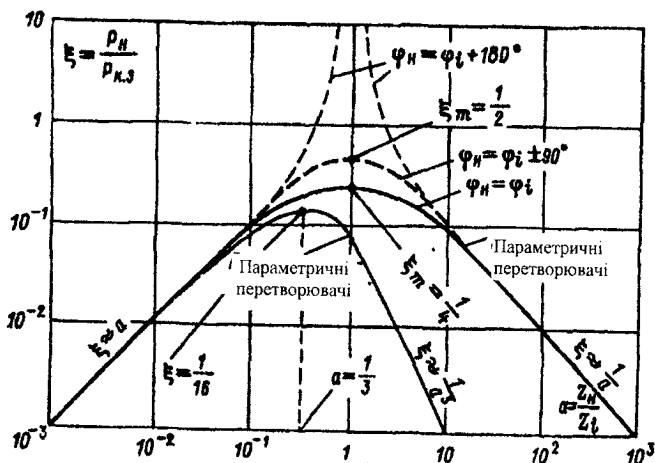


Рис. 3.8. Інформаційний канал передачі

При $\varphi_i = -\varphi_{ex}$, тобто одному ємнісному, а іншому індуктивному опорам, крива має вигляд резонансної кривої.

Так як на практиці робота перетворювача з ємнісним внутрішнім опором на навантаження з індуктивним опором або навпаки зустрічається вкрай рідко (її уникають через різку поблизу резонансу залежності чутливості від коливань частоти), то всі інші випадки, (активний R_i і ємнісний Z_{ex} або індуктивний Z_i і активний R_{ex} тощо) відповідають вузькому інтервалу між кривими $\varphi_{ex} = \varphi_i$ та $\varphi_{ex} = \varphi_i \pm 90^\circ$.

Все вищевикладене дозволяє рекомендувати при проектуванні перетворювачів орієнтуватися на загальне правило, яке говорить, що максимальна потужність у навантаженні P_{ex} генераторного перетворювача, а отже, і максимум ефективності перетворення ξ досягається при узгодженні модулів навантаження і

внутрішнього опору перетворювача, тобто при $|Z_{ex}| = |Z_i|$, або $a = 1$.

Зміна ефективності перетворення генераторних перетворювачів при відступі від умови узгодження легко простежується за рис. 3.8 або співвідношенням (3.8). При $a > 10$ або $a < 0,1$ значення E виявляється або прямо пропорційним a , або обернено пропорційним йому. В результаті цього при даному перетворенні, тобто при заданому значенні $P_{к.з}$ і $a \neq 1$, в a разів зменшується потужність P_{ex} , одержувана таким перетворювачем, а отже, у стільки ж разів падає інформаційно-енергетичний ККД усього приладу, тобто знижується його чутливість, точність і робочий діапазон. Для компенсації цих втрат доводиться збільшувати потужність P_0 , споживану від об'єкта вимірювання, знижувати швидкодію відповідно до (3.8), вводити в прилад підсилювачі тощо.

На противагу цьому, дотримання умов узгодження, забезпечуючи максимум енергетичного ККД приладу, не потребує матеріальних витрат, а досягається лише оптимальним розрахунком вузлів вимірювального пристрою. Тому узгодження вхідних і вихідних опорів перетворювачів широко використовується на практиці.

Варто мати на увазі, що правило узгодження аж ніяк не потребує рівності R_i і R_{ex} з якимось високим ступенем точності. Максимум кривої на рис. 3.8 дуже положистий, тому практично узгодження забезпечується навіть при $a = 3...5$, якщо це чомусь зручніше для реалізації.

Енергетичний аналіз роботи параметричних перетворювачів. Еквівалентна схема (рис. 3.9) з'єднання наступного перетворювача Π_{i+1} (з вхідним опором R_{ex}) із попереднім параметричним перетворювачем Π_i відрізняється від рис. 3.7 тим, що ЕРС E в цьому випадку постійна та належить зовнішньому джерелу живлення, а функцією вимірюваної величини $\pm x$ є збільшення $\pm \Delta R$ внутрішнього опору перетворювача з початковим значенням опору R_0 (при $x = 0$).

Розрахунок режиму роботи таких ланцюгів передбачає два етапи: розрахунок режиму спокою, коли $\pm \Delta R = 0$, тобто режиму збудження («освітлення» у термінах п. 3.1) пасивного параметричного перетворювача Π_i , і розрахунок режиму сигналу, тобто відхилення від режиму спокою внаслідок зміни R_0 на $\pm \Delta R$ під дією вхідної величини x .

Це основний метод розрахунку всіх підсилювачів, тому що використані в них так названі активні елементи, тобто транзистори, магнітні елементи тощо, є саме параметричними перетворювачами.

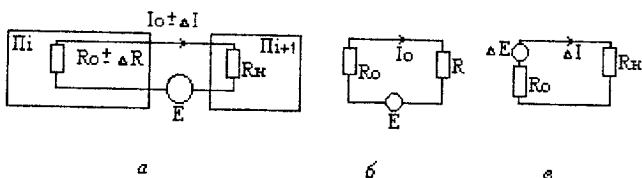


Рис. 3.9. Параметричний перетворювач

Теорема Мільштейна про еквівалентний генератор. Ця теорема підтверджує, що реальний режим ланцюга на рис. 3.9, а, коли під дією $R_0 \pm \Delta R$ струм у ньому приймає значення $I_0 \pm \Delta I$, при умові $R_0 \gg \Delta R$ і лінійності всіх елементів цього ланцюга може бути наданий суперпозицією, тобто накладанням двох режимів: режиму спокою, тобто режиму ланцюга на рис. 3.9, б, коли $\Delta R = 0$ та струм I_0 , обумовлений дією ЕРС зовнішнього джерела E , і режиму ланцюга на рис. 3.9, в, де немає зовнішнього джерела E , й струму I_0 , а протікає лише струм сигналу ΔI , викликаний так званою еквівалентною ЕРС ΔE , що замінює $\pm \Delta R$. Теорему про еквівалентну ЕРС зручно використовувати для розрахунку ланцюгів із параметричними перетворювачами, тому що при цьому можна окремо розраховувати як потік енергії W , який не несе інформації та служить лише для збудження параметричного перетворювача (тобто режим спокою), так і потік енергії ΔW , що переносить інформацію (тобто режим сигналу).

Для визначення значення ЕРС ΔE еквівалентного генератора (рис. 3.9, *в*) зробимо такі викладення. Струм $I = I_0 = \Delta I$ у ланцюзі на рис. 3.9 визначається значеннями E і $R_i = R_0 \pm \Delta R$ як

$$I = \frac{E}{R_i + R_{ex}}. \quad (3.9)$$

Зміни цього струму під дією $\pm \Delta R$ знайдемо звичайним прийомом, логарифмуючи і диференціюючи цей вираз. Тоді:

$$\ln I = \ln E - \ln(R_i + R_{ex}) \text{ і } \frac{dI}{I} = \frac{dE}{E} - \frac{d(R_i + R_{ex})}{R_i + R_{ex}}.$$

Враховуючи, що $E = \text{const}$ і $R_{ex} = \text{const}$, отримуємо:

$$\frac{dI}{I} = -\frac{dR_i}{R_i + R_{ex}} \text{ і } dI = -\frac{IdR_i}{R_i + R_{ex}}$$

або, переходячи до кінцевих збільшень і з огляду на те, що $\Delta I = 0$, значення $I = I_0$ і $R_i = R_0$, маємо:

$$\Delta I = -\frac{I\Delta R}{R_i + R_{ex}} = -\frac{I_0\Delta R}{R_0 + R_{ex}}. \quad (3.10)$$

Порівнюючи вирази (3.9) та (3.10), які відповідають ланцюгам на рис. 3.9, *б*, *в*, легко відмітити, що вони будуть збігатися, якщо чисельник (3.10) позначити як $\Delta E = -I_0\Delta R$. Отримане співвідношення і є математичним записом теореми Мільштейна про еквівалентний генератор, який говорить, що дія приросту ΔR опори в ланцюзі струму I_0 еквівалентна дії ЕРС, яка дорівнює $\Delta E = -I_0\Delta R$.

Умови узгодження опорів параметричних перетворювачів визначаються такими співвідношеннями. Потужність сигналу $P_{\text{сигн}}$, що передає інформацію на вхід наступного перетворювача (рис. 3.9, *в*):

$$\begin{aligned} P_{\text{сигн}} &= (\Delta I)^2 R_{\text{ex}} = \frac{(\Delta E)^2 R_{\text{ex}}}{(R_0 + R_{\text{ex}})^2} = \\ &= \frac{(\Delta E)^2}{R_0} \frac{R_0 R_{\text{ex}}}{(R_0 + R_{\text{ex}})^2} = P_{\kappa.з. \Delta E} \frac{a}{(1+a)^2}, \end{aligned}$$

де

$$P_{\kappa.з. \Delta E} = \frac{(\Delta E)^2}{R_0} \quad \text{і} \quad a = \frac{R_{\text{ex}}}{R_0}. \quad (3.11)$$

В свою чергу, потужність короткого замикання еквівалентного генератора:

$$\begin{aligned} P_{\kappa.з. \Delta E} &= \frac{(\Delta E)^2}{R_0} = \frac{(\Delta R)^2 I_0^2}{R_0} = \\ &= \left(\frac{\Delta R}{R_0} \right)^2 \frac{E^2}{R_0} \frac{R_0}{R_{\text{ex}}} \frac{R_0 R_{\text{ex}}}{(R_0 + R_{\text{ex}})^2} = \frac{\varepsilon_R^2 P_{\kappa.з. \Delta E}}{(1+a)^2}, \end{aligned} \quad (3.12)$$

де $\varepsilon_R = \frac{\Delta R}{R_0}$ – відносна зміна опору параметричного перетворювача;

$P_{\kappa.з. \Delta E} = \frac{E^2}{R_0}$ – потужність короткого замикання використаного параметричного перетворювача при живленні його напругою E ; $a = R_{\text{ex}}/R_0$ – ступінь узгодження опору навантаження R_{ex} з опором R_0 параметричного перетворювача.

Підставляючи значення $P_{\kappa.з. \Delta E}$ у вираз для $P_{\text{сигн}}$, одержимо:

$$P_{\text{сигн}} = P_{\kappa.з. \Delta E} \frac{a}{(1+a)^2} = \frac{a \varepsilon_R^2 P_{\kappa.з. \Delta E}}{(1+a)^4} = P_{\kappa.з. \Delta E} \varepsilon_R^2 \xi, \quad (3.13)$$

де

$$\xi = \frac{a}{(1+a)^4}.$$

Таким чином, потужність сигналу, що відокремлюються в навантаженні параметричного перетворювача, визначається, по-

перше, припустимою потужністю розсіювання цього перетворювача, чим і обмежується напруга його живлення, а отже, і

$$P_{к.з.ΔE}, \text{ по-друге, його відносною чутливістю } \varepsilon_R = \frac{\Delta R}{R_0}, \text{ і, по-}$$

третє, ефективністю перетворення ξ , яка обумовлена відношен-

$$\text{ням } a = \frac{R_{ex}}{R_0}.$$

Залежність ξ від a для параметричних перетворювачів наведена на рис. 3.8 і має максимум $\xi = 1/16$ при $a = 1/3$, тобто при $R_{ex} = 1/3R_0$.

Зміна ефективності перетворення ξ параметричних перетворювачів при відступі від умови узгодження опорів очевидна з рис. 3.8. При $a < 0,1$ крива майже зливається з кривою ξ для генераторних перетворювачів і $\xi \approx a$, проте при $a > 1$ крива різко йде вниз і ξ спадає не як $\xi \approx 1/a$, а як $\xi \approx 1/a^3$. В результаті цього максимум кривої утворюється набагато більш гострим і умови узгодження для параметричних перетворювачів повинні виконуватися більш суворіше (якщо для генераторних перетворювачів припустимі відхилення від умов суворого узгодження в 3...5 разів, то для параметричних – відповідно не більш 1,5...2 разів).

Логічно це пояснюється тим, що в ланцюзі параметричного перетворювача узгодження повинно здійснюватися двічі:

- по-перше, відповідно до (3.12), потрібно, щоб у пасивний перетворювач потрапив найбільший потік енергії W (рис. 3.1), що збуджує перетворювач, для створення максимально можливої еквівалентної ЕРС ΔE ;
- по-друге, для того, щоб, відповідно до (3.11), одержати від цієї ЕРС ΔE максимальну потужність сигналу $P_{сигн}$, що виділяється в навантаженні R_{ex} . У загальному ж випадку (3.13) ці умови перемножуються і вдвічі посилюють строгість збудження умови узгодження.

Основне принципове розходження побудови найбільш ефективних кібернетичних та енергетичних ланцюгів, тобто

ланцюгів передачі інформації, полягає саме у використовуваних співвідношеннях опорів генератора і навантаження. За еквівалентною схемою рис. 3.7 ланцюги тотожні. Проте, висуваючи в якості основної задачу передачі інформації, приходимо до умови $R_i = R_{ex}$ для генераторних або до умови $R_0 = 3R_{ex}$ – для параметричних перетворювачів.

Енергетичний ККД генератора в першому випадку виявляється, рівним

$$\eta_e = \frac{I^2 R_{ex}}{I^2 (R_{ex} + R_i)} = \frac{R_{ex}}{2R_{ex}} = 0,5,$$

а ККД еквівалентного генератора, у другому випадку:

$$\eta_e = \frac{(\Delta I)^2 R_{ex}}{(\Delta I)^2 (R_{ex} + R_0)} = \frac{R_{ex}}{4R_{ex}} = 0,25.$$

При цьому потужність вихідного сигналу, що переносить інформацію, та інформаційно-енергетичний ККД досягають свого максимуму.

Для найбільш ефективного виконання задачі передачі енергії ці ланцюги не придатні. Тому в енергетиці використовується свій принцип – принцип максимально можливого наближення до одиниці енергетичного ККД, що здійснюється при $R_i \gg R_{ex}$ і забезпечує $\eta_e = 99...99,9\%$. Але такі ланцюги дуже малоефективні при передачі інформації (криві на рис. 3.8).

Залежність ефективності вимірювальних перетворювачів від ступеня узгодження опорів. В попередній главі був розглянутий процес проходження інформації між окремими перетворювачами (рис. 3.4). З тих самих позицій може бути проведений і аналіз процесу передачі інформації всередині чотириполюсників (рис. 3.10).

В електричних колах вимірювальні перетворювачі з'єднуються між собою двома проводами, тому кожен з них може бути представлений як чотириполюсник і розглянутий з загальних позицій теорії чотириполюсників.

Зручність такого представлення вимірювального кола в тому, що воно в однаковій ступені може бути застосовано до будь-

яких перетворювачів – електричних, механічних, амплітудних, частотних тощо.

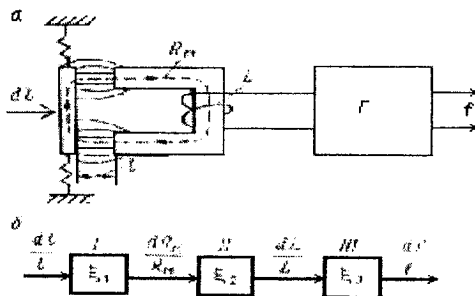


Рис. 3.10. Частотний датчик

Нехай, наприклад, підлягає аналізу частотний датчик, що схематично представлений на рис. 3.10, а. Його дія фізично описується такими рівняннями. Генератор керуючої частоти G генерує частоту $f = 1/(2\pi\sqrt{LC})$. Як котушка індуктивності L цього генератора ввімкнена обмотка індуктивного перетворювача, що має індуктивність $L = w^2/R_m$, де w – кількість її витків, а R_m – опір магнітного кола, що визначається в основному повітряним проміжком і приблизно дорівнює $R_m = l/(S\mu)$, де S – площа проміжку, μ – магнітна проникність повітря; l – довжина проміжку. В результаті входною вимірюваною величиною є переміщення dl якоря магнітного кола, а вихідною – зміна частоти f на величину df .

Функціональна схема цього датчика у вигляді кола чотириполюсників зображена на рис. 3.10, б, де I – чотириполюсник, що відображає складну картину розподілу магнітних ліній навколо полюсів магнітного кола і характеризується такою ефективною перетворення:

$$\xi_1 = \frac{dR_m/R_m}{dI/I},$$

II – чотириполюсник, еквівалентний індуктивному перетворювачу, з

$$\xi_2 = \frac{dL/L}{dR_m/R_m},$$

а III – чотириполюсник керованого генератора з ефективністю перетворення

$$\xi_3 = \frac{df/f}{dL/L}.$$

Результуюча чутливість датчика:

$$S = \frac{df/f}{dl/l} = \xi_1 \xi_2 \xi_3.$$

Таким чином, метод опису кіл вимірювальних перетворювачів еквівалентних їм чотириполюсників – універсальний метод, однаково придатний для перетворювачів будь-якої фізичної природи. Єдиним обмеженням для цього методу є мала кількість відносних змін параметрів $\Delta Z/Z$, так як при великих змінах значення ξ_i стають функціями ΔZ і розрахунок сильно ускладнюється.

Поняття ефективності перетворення чотириполюсником енергії або зміни параметра. Для даного перетворювача Π_i попереднім може бути як генераторний перетворювач Π_{i-1} (рис. 3.11, а), так і параметричний (рис. 3.11, б).

У першому випадку, коли на вхід чотириполюсника потрапляє повна (або уявна) потужність $P_1 = |\dot{I}_1 \dot{U}_1|$, а на виході віддається наступному перетворювачу повна потужність $P_2 = |\dot{I}_2 \dot{U}_2|$, ефективність перетворення характеризується відношенням цих потужностей:

$$\xi = \frac{P_2}{P_1} = \frac{|\dot{U}_2 \dot{I}_2|}{|\dot{U}_1 \dot{I}_1|}.$$

В другому випадку вхід чотириполюсника замкнений на опір $Z_1 \pm \Delta Z_1$ попереднього параметричного перетворювача Π_{i-1} , а вихід чотириполюсника має опір $Z_2 \pm \Delta Z_2$.

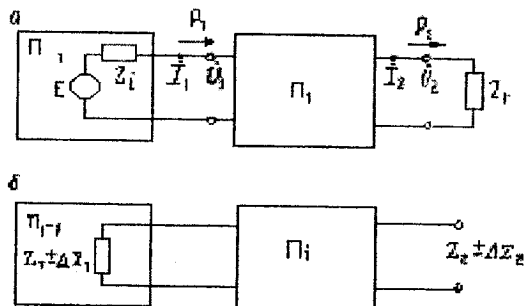


Рис. 3.11. До визначення ефективності перетворення

При цьому можна говорити про передачу чотириполюсником зміни параметра i , припустивши (при малих $\Delta Z/Z$), що $\Delta Z_1/Z_1 \cong dZ_1/Z_1$ та $\Delta Z_2/Z_2 \cong dZ_2/Z_2$, характеризувати ефективність перетворення відношенням відносної зміни опорів:

$$\xi = \frac{|dZ_2/Z_2|}{|dZ_1/Z_1|}.$$

Узгодження опорів чотириполюсника. Основними поняттями, що визначають властивості чотириполюсника, є: опір холостого ходу $Z_{х.х.}$, тобто опір між однією парою кінців при розімкненій іншій, і опір короткого замикання $Z_{к.з.}$ при замкненій на коротко другій.

Пояснимо ці поняття на найпростішому прикладі. Нехай наш чотириполюсник – це двопровідна лінія з опором проводів, що дорівнює $2r = 1 \text{ Ом}$, і утратою між ними, що визначається опором ізоляції $R = 10^4 \text{ Ом}$. Еквівалентна схема такого чотириполюсника наведена на рис. 3.12, а.

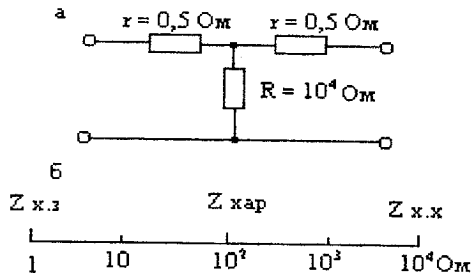


Рис. 3.12. Двопровідна лінія

Опір холостого ходу $Z_{х.х.} = 10000 + 1 = 10001 \text{ Ом}$ або наближено $Z_{х.х.} \approx 10^4 \text{ Ом} = R$ (тобто для лінії визначається опором утрати ізоляції, для трансформатора – струмом холостого ходу, тобто індуктивністю обмотки, для мостового випрямляча – опором закритих діодів тощо). Опір короткого замикання для рис. 3.12, а $Z_{к.з.} \approx 1 \text{ Ом} = 2r$ (тобто для лінії визначається опором самих проводів лінії, для трансформатора – активним та індуктивним (розсіювання) опорами самих обмоток, для випрямляча – опором відкритих діодів тощо).

Запитується, на який опір навантаження R_n чотириполюсник (рис. 3.12, а) буде працювати з найбільшим ККД. Якщо це навантаження взяти меншим, ніж $Z_{к.з.} = 2r = 1 \text{ Ом}$ (рис. 3.12, б), то ККД $\eta = R_n / (R_n + 2r)$ буде менше 50 % і при подальшому зменшенні R_n буде лише спадати, так як на R_n буде припадати все менша частина напруги, а більша її частина буде спадати в опорі $2r$. Якщо ж Z_n взяти більше $Z_{х.х.} \approx R_n = 10^4 \text{ Ом}$, то в навантаження буде відгалужуватися надто мала частина струму, а основна його доля піде через $R < Z_n$, і ККД знову буде менше 50 %.

Для досягнення максимуму потужності в його навантаженні опір повинен бути обмежений між $Z_{х.х.}$ і $Z_{к.з.}$ (рис. 3.12, б) і максимально віддалений як від $Z_{к.з.}$, так і від $Z_{х.х.}$, тобто повинна виконуватись умова $Z_n / Z_{к.з.} = k = Z_{х.х.} / Z_n$.

Такий опір $Z_n = \sqrt{Z_{к.з.} Z_{х.х.}} = Z_{хар.}$ називається **характеристичним опором чотириполюсника**.

Для даного чотириполюсника (рис. 3.12, а) $Z_{хар.} = \sqrt{Z_{х.х.} Z_{к.з.}} = \sqrt{R2r} = \sqrt{10^4 \cdot 1} = 100 \text{ Ом}$, тому цей чотириполюсник з максимальним ККД працює лише на навантаження Z_n , яке дорівнює його характеристичному опору $R_n = Z_{хар.} = 100 \text{ Ом}$.

Нехай тепер чотириполюсник (рис. 3.12, а) працює в колі, що зображено на рис. 3.11, а, і завдяки вибору $Z_n = Z_{хар.}$ забезпечує максимальну потужність P_2 , що доставляється в Z_n . Запитується, яким повинен бути вхідний опір чотириполюсника Π_i , щоб при заданому внутрішньому опорі Z_i попереднього перетворювача Π_{i-1} він зміг взяти найбільшу потужність P_1 . Вхідний опір чотириполюсника Π_i при навантаженні його на $Z_n = Z_{хар.}$ також рівний $Z_{хар.}$.

Тому поставлена умова досягається при $Z_{хар.} = Z_i$. При використанні параметричного перетворювача (рис. 3.11, б) як попереднього, в ролі внутрішнього опору R_i еквівалентного генератора ΔE (рис. 3.9, б) виступає опір R_0 , і характеристичний опір чотириполюсника повинен бути узгодженим з ним, а навантаження R_n , через котре надходить живлення від зовнішнього джерела E (рис. 3.9, а), що взяте рівним $R_n = \frac{1}{3} Z_{хар.}$.

Показник якості чотириполюсника. Ідеальним чотириполюсником є лінія, в якій $2r = Z_{к.з.} = 0$, а $R = Z_{х.х.} = \infty$. В цьому випадку ефективність перетворення $\xi = P_2/P_1 = 1$. При звуженні інтервалу між $Z_{к.з.}$ і $Z_{х.х.}$ (рис. 3.12, б) $P_2 < P_1$ і $\xi < 1$. Тому показником якості або просто якістю чотириполюсника називають відношення

$$k = \frac{Z_{xap}}{Z_{к.з.}} = \frac{Z_{x.x.}}{Z_{xap.}} = \sqrt{\frac{Z_{x.x.}}{Z_{к.з.}}},$$

тобто число разів, в скільки $Z_{x.x.}$ більше $Z_{xap.}$, а $Z_{xap.}$ більше $Z_{к.з.}$.

Ефективність перетворення чотириполюсника при передачі енергії $\xi = P_2/P_1$ залежить тільки від його якості k і ступеня узгодження опорів $a = Z_n/Z_{xap.}$ та дорівнює:

$$\xi(k, a) = \frac{|I_2 \dot{U}_2|}{|I_1 \dot{U}_1|} = \frac{\left|k - \frac{1}{k}\right|}{\left|k + \frac{1}{k} + a + \frac{1}{a}\right|}, \quad (3.14)$$

а при виконанні умов узгодження ($a = 1$) –

$$\xi(k) = \frac{\left|k - \frac{1}{k}\right|}{\left|k + \frac{1}{k} + 2\right|} = \frac{|k^2 - 1|}{|k^2 + 2k + 1|} = \frac{|k - 1|}{|k + 1|}. \quad (3.15)$$

Можна показати, що ефективність перетворення чотириполюсника при передачі змін параметра описується тими ж самими виразами (3.14) та (3.15).

Залежність ефективності перетворення вимірювальних перетворювачів від якості еквівалентних їм чотириполюсників при виконанні умов узгодження опорів визначається рівнянням (3.15). Ця залежність величини ξ від значень k представлена у вигляді кривої на рис. 3.13, з якої видно, що при малих k ($k \leq 5$) $\xi \approx \lg k$, а при великих ($k \geq 5$) добре апроксимується таким наближенням:

$$\xi = \frac{1 - \frac{1}{k}}{1 + \frac{1}{k}} \approx \left(1 - \frac{1}{k}\right) \left(1 - \frac{1}{k}\right) \approx 1 - \frac{2}{k}$$

або

$$\xi = \left(100 - \frac{200}{k}\right) \%$$

При практичних розрахунках при комплексних $Z_{x.x.}$, $Z_{к.з.}$ і Z_n , а отже, і комплексних a та k зручно дотримуватись такого найпростішого правила. Якщо $Z_{x.x.}$, $Z_{к.з.}$ і Z_n мають однаковий характер (тобто є всі в основному активними, індуктивними або ємнісними), то їх відношення a і k можна вважати (і наближено використовувати в розрахунках) як суто дійсними. Якщо ж вони мають різний характер, але їхні аргументи відрізняються не більше, ніж на 90° (наприклад, в малопотужних трансформаторах Z_n і $Z_{к.з.}$ частіше всього активні, а $Z_{x.x.}$ майже суто індуктивний), то цей випадок відповідає жирній штрихованій кривій на рис. 3.8 і $k = k\sqrt{j}$.

Тоді

$$\xi = \frac{|k - 1|}{|k + 1|} = \frac{|k| - 0,707}{|k| + 0,707}. \quad (3.16)$$

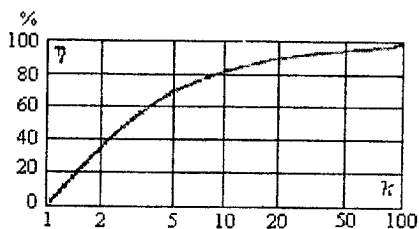


Рис. 3.13. Залежність ефективності перетворення від коефіцієнта k ($a = 1$)

Також зручно для практичних розрахунків мати формули для визначення k за заданим значенням ξ , що відповідають (3.15) і (3.16), тобто:

$$k = \frac{1 + \xi}{1 - \xi} \text{ або } |k| = 0,707 \frac{1 + \xi}{1 - \xi}.$$

Розрахунок узгоджуючих трансформаторів. Для практичного виконання умов узгодження опорів в колах змінного струму широко використовуються узгоджуючі трансформатори. Як приклад практичного використання викладеної теорії чотириполюсників виконаємо розрахунок такого трансформатора (рис. 3.14).

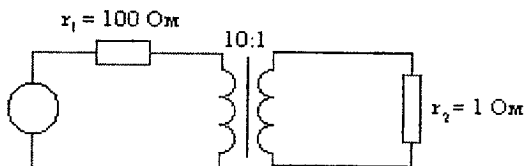


Рис. 3.14. Узгоджувачий трансформатор

Нехай необхідно записати вібратором осцилографа з опором $R_n = 1 \text{ Ом}$ сигнал індуктивного датчика віброметра з опором обмотки $R_i = 100 \text{ Ом}$. Безпосереднє підключення такого вібратора до такого датчика дає дуже низьку чутливість всього приладу. Для узгодження їх опорів використовують узгоджувачий трансформатор. Опір навантаження, приведеного до первинної обмотки трансформатора з коефіцієнтом трансформації n , дорівнює $R'_n = n^2 R_n$. Для узгодження необхідно $R'_n = R_i$, тому n визначається як

$$n = \sqrt{\frac{R_i}{R_n}} = \sqrt{\frac{100}{1}} = 10,$$

тобто трансформатор повинен мати співвідношення чисел витків обмоток 10:1 (рис. 3.14).

Нехай ми прагнемо мати трансформатор з ККД 80...90 %, тоді по кривій рис. 3.13 бачимо, що для цього необхідно зна-

чення $k = 10$. Звідси, опір холостого ходу, тобто X_L індуктивності первинної обмотки трансформатора, повинен складати $r = 5$ Ом, а опір вторинної $\frac{r}{n^2} = \frac{5}{10^2} = 0,05$ Ом. В цьому випадку ККД трансформатора буде дорівнювати, згідно з (3.16), $\xi = \frac{10 - 0,7}{10 + 0,7} = 0,87 = 87\%$, а згідно з (3.15) $\xi = \frac{10 - 1}{10 + 1} = 82\%$.

Цей приклад показує, наскільки спрощує подібні розрахунки використання теорії чотириполіусників.

Зміна ефективності перетворення при відхиленні від умов узгодження опорів описується формулами (3.14) і зображена у вигляді сімейства кривих при різних значеннях k на рис. 3.15. Зміст цих кривих легше собі уявити, якщо врахувати, що при $k \gg 1$ та $a > 1$ членами $\frac{1}{k}$ та $\frac{1}{a}$ можна знехтувати, тоді з (3.14) отримаємо:

$$\xi \approx \frac{k}{k+a} = \frac{1}{1+\frac{a}{k}}.$$

Звідси, при $k \gg 1$ ефективність перетворення $\xi \approx 1 - a/k$, а при $a \gg k$ значення $\xi \approx k/a$.

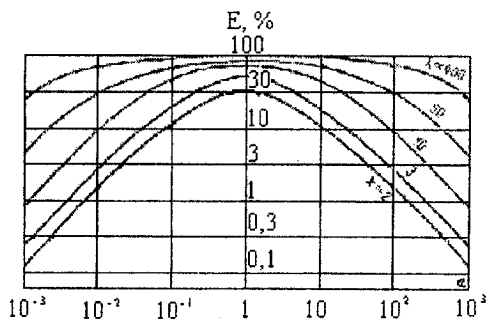


Рис. 3.15. Залежність ефективності перетворення від коефіцієнта a і k

Ці відношення показують, що допустимі відхилення від узгодження наближено визначаються областю $1/k < a < k$, коли криві рис. 3.15 йдуть майже горизонтально та зниження значень ξ ще невелике. Тому практично умови узгодження можуть виконуватися з помилкою до k разів. Якщо ж узгодження по тим чи іншим причинам виявляється небажаним, то для попередніх розрахунків корисні такі наближені співвідношення:

$$\xi = \frac{k}{k+a}; \quad a \approx \frac{k(1-\xi)}{\xi} \quad \text{та} \quad k \approx \frac{a\xi}{1-\xi}.$$

Таким чином, першою задачею при розрахунках оптимальних значень параметрів електричного приладу є зображення електричного кола приладу в цілому у вигляді ланцюгової схеми чотириполюсників. Після цього необхідно проаналізувати кожний чотириполюсник для отримання найбільшої величини його якості k , залежної тільки від внутрішніх якостей чотириполюсника, тобто від співвідношення його опорів. Після розрахунку k окремих чотириполюсників їх характеристичні опори узгоджують між собою і з опором навантаження.

В завершення визначимо, що розглянуті методи підвищення точності ЗВТ сприяють зменшенню похибок нелінійності та розширенню їх робочого діапазону.

КОНТРОЛЬНІ ЗАПИТАННЯ

1. Пояснити суть негентронійного принципу передачі інформації.
2. В якій залежності знаходяться енергія та перенесена нею інформація при різноманітних видах модуляції?
3. Дати означення інформаційно-енергетичному коефіцієнту корисної дії та пояснити його суть.
4. Який фізичний зміст має кваліметрія ЗВТ?
5. Перелічити загальні методи підвищення точності ЗВТ.

ГЛАВА 4. ДЕРЖАВНИЙ МЕТРОЛОГІЧНИЙ КОНТРОЛЬ ТА НАГЛЯД

Державний метрологічний контроль та нагляд (ДМКН) здійснюється з метою забезпечення виконання та перевірки дотримання положень Закону і нормативних документів (НД) з метрології. Державний метрологічний контроль і нагляд здійснює державна метрологічна служба (ДМС) в установленому Держстандартом України порядку.

Одним з найбільш важливих напрямів діяльності ДМС країни є метрологічний контроль і нагляд за ЗВТ. ДМКН є діяльністю спеціально уповноважених органів державної МС з метою перевірки дотримання МКН, а метрологічний контроль міністерств, відомств, підприємств та організацій – діяльністю органів відповідних МС з метою перевірки на підприємствах (організаціях) дотримання МКН.

Система метрологічного нагляду та контролю містить комплекс правил, положень та вимог технічного, економічного та правового характеру, які визначають організацію та порядок проведення зазначених робіт. Метрологічний контроль і нагляд здійснюється з метою забезпечення єдності вимірювань в країні, систематичного вдосконалення ЗВТ і підтримання їх у постійній готовності до вимірювань. До експлуатації в Україні допускаються ЗВТ, які визнані придатними до застосування за результатами метрологічного нагляду та контролю.

Метрологічний контроль і нагляд, що здійснюють МС центральних органів виконавчої влади, підприємств і організацій – це окремий розділ Закону, яким регламентована діяльність МС міністерств, відомств, підприємств та організацій, їх функції і права з здійснення метрологічного контролю і нагляду. **У Законі, на відміну від Декрету, відсутнє поняття відомчої МС, яке замінене поняттям МС центральних органів виконавчої влади, підприємств і організацій, а також поняття відомчої повірки ЗВТ як таке, що замінене поняттям калібрування ЗВТ.**

ЗВТ, які не підлягають державним приймальним випробуванням і на які не поширюється ДМКН, підлягають МА. ЗВТ, які підлягають державним випробуванням і на які не поширюється ДМКН, підлягають калібруванню під час випуску з виробництва. Необхідність проведення калібрування в експлуа-

тації ЗВТ, на які не поширюється ДМКН, визначається їх користувачем. Калібрувальні лабораторії, які проводять калібрування ЗВТ для інших підприємств, організацій та для громадян-суб'єктів підприємництва, повинні акредитуватися згідно з встановленими вимогами.

МС центральних органів виконавчої влади і уповноважених ними підприємств та організацій здійснюють акредитацію калібрувальних і вимірювальних лабораторій підприємств та організацій, що належать до сфери їх управління. Акредитація вимірювальних лабораторій, які виконують вимірювання у сфері поширення ДМКН, здійснюється за обов'язкової участі ТО Держстандарту України. Акредитація лабораторій здійснюється відповідно до вимог, що встановлюються центральними органами виконавчої влади та об'єднаннями підприємств за погодженням з Держстандартом України.

Ці служби здійснюють акредитацію:

калібрувальних лабораторій підприємств та організацій – на право проведення калібрування ЗВТ для власних потреб цих підприємств та організацій;

вимірювальних лабораторій підприємств та організацій – на право проведення вимірювань.

Акредитація вимірювальних лабораторій, які виконують вимірювання у сфері поширення ДМКН, здійснюється за обов'язкової участі ТО Держстандарту України. Акредитація лабораторій здійснюється відповідно до вимог документів, що затверджуються міністерствами, відомствами та об'єднаннями підприємств за погодженням з Держстандартом України.

4.1. МЕТРОЛОГІЧНА ДІЯЛЬНІСТЬ В УКРАЇНІ

Сучасна метрологія відрізняється тісним співробітництвом країн світу, так як окремі країни не можуть вирішити метрологічні завдання незалежно одна від одної. Тому все більше укріплюються взаємовідносини національних метрологічних служб країн світу на багатосторонньому та двосторонньому рівнях. При цьому важливим є взаємний обмін знаннями та інформацією в галузі метрології.

Роль і місце національної метрологічної служби в державі зображені на рис. 4.1. Державна метрологічна система України

базується на положеннях Закону “Про метрологію та метрологічну діяльність” [1].



Рис. 4.1. Роль і місце національної метрологічної служби

Для реалізації положень Закону та забезпечення ефективного функціонування Державної метрологічної системи в 1998...1999 рр. було прийнято 9 постанов Кабінету Міністрів України.

Для створення організаційних та технічних основ Державної метрологічної системи реалізуються: Державна програма "Створення і розвиток Державної служби єдиного часу та еталонних частот" (1995...1999 рр.), програми створення еталонної бази України (1993...1999 рр.), стандартних зразків (1995...1999 рр.), фондів стандартних довідкових даних про фізичні константи та властивості речовин і матеріалів (1995...1999 рр.).

В 1998...1999 рр. Держстандартом України та його науковими метрологічними організаціями була розроблена Концепція Державної науково-технічної програми створення та вдосконалення еталонної бази України на 2000...2004 рр. і сама програма.

На рис. 4.2 наведена організаційна структура державної метрологічної служби України [1].

Для вдосконалення та підвищення ефективності діяльності Державної метрологічної системи були створені:

1. Головний центр з забезпечення єдності вимірювань в Україні – Державний науковий метрологічний центр “Харківський державний науково-дослідний інститут метрології” (ХДНД, м. Харків).

Він є головним центром з забезпечення єдності вимірювань в Україні, державної служби стандартних зразків по вимірювання маси, сили, твердості, часу і частоти, радіотехнічних величин, веде реєстр еталонів України і розподіл реєстру стандартних зразків.

2. Головний центр метрологічної служби України – Державний науковий метрологічний центр “Український науково-виробничий центр стандартизації, метрології та сертифікації” (УкрЦСМ, м. Київ).

Він є головним центром Державної служби стандартних довідкових даних з вимірювання тиску, вакууму, фізико-хімічних, електричних, магнітних величин; веде Державний реєстр ЗВТ, дозволених для використання на території України, а також національний фонд стандартних довідкових даних.

3. Державний науковий метрологічний центр – “Державний науково-дослідницький інститут “Система” (ДНДІ “Система”, м. Львів) – головна організація з акустичних та гідроакустичних вимірювань, яка спеціалізується також на метрологічному забезпеченні вимірювальних інформаційних систем.

До системи Держстандарту України входять також 25 обласних і 9 міських державних центрів стандартизації, метрології та сертифікації (ДЦСМС) та три приладобудівельних заводи “Еталон” (Донецьк, Харків, Вінниця).

В табл. 4.1 наведені дані про обов'язки, ствердження типу та повірки, а також міжповіркові інтервали для найбільш розповсюджених ЗВТ [8].

У відповідності до статті 15 Закону, до державного метрологічного контролю належать: ЗВТ; методики проведення вимірювань; кількість фасованого товару в пакунках.

За позитивними результатами державних прийомних та контрольних випробувань, проведених організаціями Держстандарту України, до державного реєстру ЗВТ, доступних до застосування в Україні, в 1992...1998 рр. було занесено більше 1000 типів ЗВТ. Зараз виробництвом ЗВТ в Україні займається більше 230 вітчизняних та спільних підприємств.

Міжнародні організації визначають та втілюють у життя основні концепції політики гармонізації в галузі метрології. Питаннями гармонізації метрології займаються такі організації: Міжнародна організація законодавчої метрології (МОЗМ),

Міжнародна організація з стандартизації (ЮС), Міжнародна електротехнічна комісія (МЕК) та інші, кожна з яких відповідає за свою галузь гармонізації документів.

Таблиця 4.1

Обов'язковість затвердження типу та повірки, міжповіркові інтервали для найбільш поширених ЗВТ

Засоби виміральної техніки	Міжповірочний інтервал, р.	
	Україна	Росія
Торгівельні ваги	+1	+1
Лічильники газу	+5	+8
Лічильники води	+2	+2
Лічильники тепла	+2	+2
Електролічильники	+8...16	+8...16
Таксоміри	+1	+1
Шумоміри	+1	+1
Газоаналізатори	+1	+1
Скляні медичні термометри	+00	+00
Тономіри	+1	+1
Паливнорозподільчі колонки	+1	+1
Манометри	+1	+1
Дозиметри	+1	+1
Спірометри видиху	+1	+1
Прилади для контролю швидкості	+1	+1

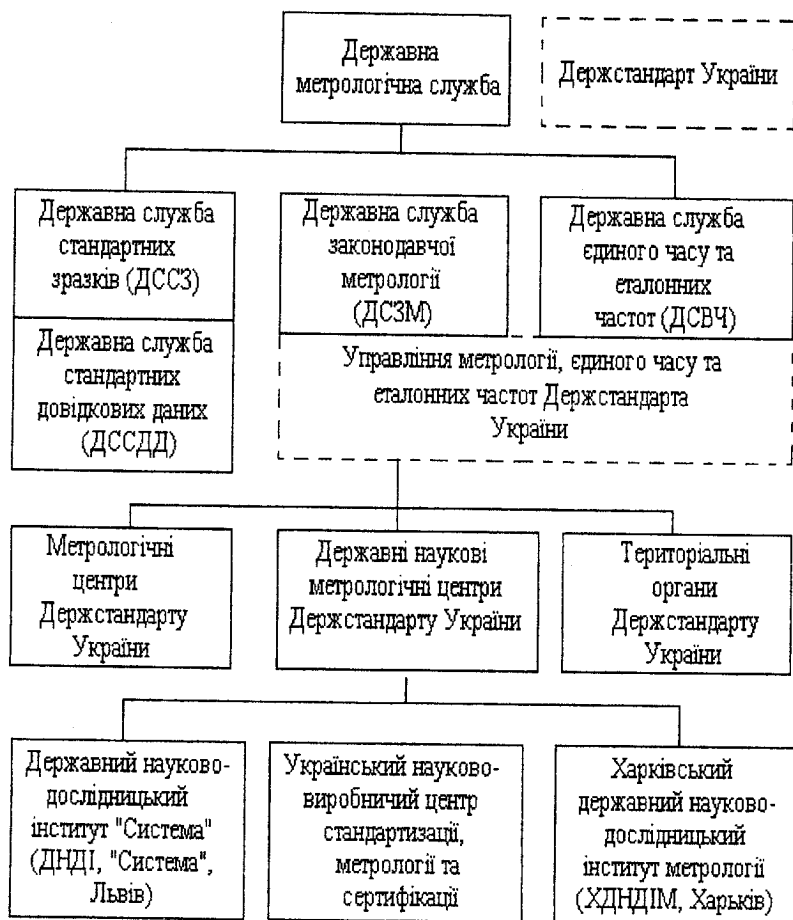


Рис. 4.2. Організаційна структура метрологічної служби України

Нормативну базу державної метрологічної системи в Україні складають державні стандарти України (ДСТУ), керівні нормативні документи та рекомендації з питань метрології (КНД, Р), міждержавні стандарти (ДОСТ), міждержавні документи з питань метрології (КН, ПМГ), методики (рекомендації) метрологічних інститутів (МІ), що були розроблені до 01.01.92 р. В ці-

лому нормативна база метрологічної діяльності в Україні складається більше ніж з 2500 нормативних документів.

Структура нормативної бази України в галузі метрології приведена в табл. 4.2.

Таблиця 4.2
Структура нормативної бази метрології України

Назва НД	Основоположні	Повірочні схеми	Методики повірок	МВВ	Інші НД	Всього НД
Державний стандарт (ДСТУ)	11	30	2	–	–	43
Керівний НД та рекомендації (КНД, Р)	5	–	5	–	1	11
Міждержавний стандарт (ДОСТ)	18	114	192	23	–	347
Міждержавний керівний НД(РД)	8	–	126	11	124	269
Методика метрологічного інституту (МФ)	53	35	1625	111	48	1872
Всього	95	179	1950	145	173	2542

В таблиці 4.3 показано розділи НД за їх видами. В перспективі кількість основоположних НД України буде зростати зі зменшенням відповідної кількості міждержавних НД. В табл. 4.3 представлено розділ НД за галузями вимірювання, які характеризують необхідну кількість НД в кожній галузі.

На основі ХДНДІМ створено національний технологічний комітет України зі стандартизації ТК-63 “Загальні норми та правила державної системи забезпечення єдності вимірювань”, яким в 1992...1998 рр. було розроблено близько 40 національних НД з питань метрології. Протягом цього ж періоду на території України було відмінено та переглянуто 107 міждержавних НД.

Враховуючи, що в Україні поряд з національними діють також і міждержавні НД, загальною проблемою є визначення кола

метрологічних питань для регламентації на національному та міжнародному рівнях, а також питання гармонізації як державних, так і міжнародних НД з міжнародними документами, стандартами та рекомендаціями.

Таблиця 4.3
Структура нормативної та еталонної баз України по галузям вимірювань

Вимірювання	Кількість нормативних документів та еталонів						
	МОЗМ (D, R, P)	ДСГУ, КНД, Р	ДОСТ, РД	МІ	Всього НД в Україні	Державні еталони	Вихідні еталони
Геометричних величин	8	3	77	246	326	3	5
Механічних величин	26	4	43	181	228	4	8
Параметрів потоку, витрат, рівня, об'єму речовин	27	5	34	142	181	3	–
Тиску, вакуумні	4	2	24	91	117	2	2
Фізико-хімічного складу та властивостей речовин	28	1	47	399	447	1	7
Теплофізичні та температурні	6	2	29	80	111	6	1
Часу та частоти	–	2	10	36	48	1	–
Електричних та магнітних величин, радіотехнічні	4	12	100	296	408	9	21
Акустичних величин	5	–	8	30	38	–	3
Оптичні та оптико-фізичні	2	6	27	116	149	4	7
Характеристики іонізуючих випромінень та ядерних констант	–	3	33	41	77	2	2

Доцільною є також розробка і затвердження на національному рівні основоположних НД, які регламентують організаційно-метрологічні питання діяльності метрологічної служби України, а на міжнародному рівні – НД, які пов'язані чи сприяють взамовизнанню результатів вимірювань, випробувань ЗВТ, затвердженню їх типу та перевірки (методи і засоби перевірки, методики виконання вимірювань СМВВ).

Беручи до уваги міжнародне визнання та широке використання документів МОЗМ в країнах світу, можна констатувати, що пріоритетним завданням розвитку національної нормативної бази з питань метрології та метрологічної діяльності є гармонізація як національних, так і міждержавних НД з документами МОЗМ, яка повинна здійснюватись з урахуванням визначених пріоритетів. Одне з найважливіших питань гармонізації НД – уніфікація одиниць ФВ, так як результати вимірювань повинні бути повністю порівнюваними і базуватись на одиницях Міжнародної системи (СІ). Гармонізацією систем одиниць ФВ займається ІСО, яка координує діяльність інших міжнародних організацій в цій галузі.

Загальний аналіз нормативної бази з питань метрології вказує на те, що в Україні, не дивлячись на достатній комплекс національних НД, все ж таки є потреба в розробці нових НД та перегляді деяких діючих. Врахування міжнародної практики з питань метрології дозволить наблизити метрологічну систему до загальноприйнятих в світі вимог і тим самим забезпечити визнання як результатів вимірювань, так і результатів випробувань промислової продукції в усьому світі.

В 1997 р. був затверджений Державний стандарт України ДСТУ 3651.0... 2-97 (три частини), який замінив ГОСТ 8.417–81. Новий стандарт регламентує одиниці системи СІ та позасистемні одиниці і базується на міжнародних стандартах серії ІСО 31: 1992 “Величини і одиниці” (всього 14 частин) та ІСО 1000:1992, які були реалізовані в Державному стандарті вперше в СНД. Він складається з трьох взаємопов'язаних частин: в першій частині регламентовані основні одиниці Міжнародної системи одиниць СІ, допущені до використання в Україні, їх назви українською та російською мовами, позначення та правила їх написання і використання; в другій – похідні та позасистемні відносно СІ одиниці; в третій – фізичні константи та ха-

рактистички числа, які прийняті в Державному стандарті також вперше в країнах СНД.

У відповідності до рішень 20-ої Генеральної конференції з міри та ваги (ГКМВ, 1995, Резолюція 8), за яким було визначено клас додаткових одиниць системи СІ (радіан і стерадіан), в новому стандарті ці одиниці віднесені до похідних і визначені як безрозмірні. Вперше в країнах СНД в державному стандарті були реалізовані сучасні положення документів ГКМВ.

Сьогодні в Україні експлуатується більше 12 млн ЗВТ, які підлягають повірці, в тому числі робочих еталонів - близько 700 тис. одиниць. В 1998 р. метрологічною службою України була здійснена первинна та періодична повірка близько 5 млн робочих ЗВТ, що складає приблизно 99 % загальної кількості, і тільки близько 800 високоточних ЗВТ підлягають повірці за межами України. Загальна кількість повіркового обладнання територіальних органів складає більше 72 тис. одиниць, робочих еталонів - 66 тис. В експлуатації робочі еталони підлягають періодичній повірці з застосуванням державних еталонів.

Україні в спадщину залишилось 10 державних еталонів колишнього СРСР, що складає лише 8 % еталонної бази СРСР. В 1996...1999 рр. було затверджено 35 державних еталонів України, котрі зберігаються в наукових організаціях та територіальних органах Держстандарту України: ХДНДІМ (31 еталон), УкрЦСМ (3 еталони) та Івано-Франківський ГЦСМС (1 еталон). На завершальному етапі з створення ще 10 державних еталонів. У відповідності до статті 38 Закону, роботи зі створення та вдосконалення державних еталонів фінансуються коштами державного бюджету України. В організаціях Держстандарту України зберігаються також 56 вихідних еталонів України.

Важливим напрямком розвитку та вдосконалення національної еталонної бази є питання її структури та кількісного складу. Ієрархія одиниць ФВ і еталонів України наведена на рис. 4.3, а в табл. 4.3 – структура національної еталонної бази України по галузям вимірювань.

Аналіз еталонної бази України, в порівнянні з еталонними базами метрологічних служб провідних країн світу, показав, що пріоритетними повинні бути задачі створення нових та вдосконалення існуючих еталонів практично в усіх галузях економіки України, так як існуюча еталонна база ще недостатня для ефективного вирішення проблем метрологічного забезпечення всіх

галузей економіки країни. Аналіз ефективності використання існуючої еталонної бази в 1996...1998 рр. свідчить про те, що існує гостра необхідність в створенні ще як мінімум 40 державних еталонів і в підвищенні ефективності функціонування існуючих еталонів.

Еталони метрологічних організацій України були порівняні з еталонами 15-ти метрологічних установ 20 країн світу. В 1993...1995рр. був проведений цикл міжнародних порівнянь He-Ne/J₂ лазерів на довжині хвилі 633 нм, в яких взяли участь 35 країн світу. В цих порівняннях в квітні 1994 р. використовувався лазер КІМ2 ХДНДІМ, який мав різницю частот з лазером МБМВ – 8,2 кГц та невизначеність відтворення частоти лазера склала 7,1 кГц, що краще відповідних параметрів багатьох інших лазерів. В 1996...1998 рр. були проведені порівняння термісторних головок еталонів одиниці потужності за коефіцієнтом ефективності та модулем коефіцієнта відбиття на частоті 62 ГГц в хвилеводах прямокутного перетину BNM-LCIE (Франція) провідна лабораторія, NPL (Великобританія), NIST (США) та ХДНДІМ. Порівняння проводились за рішенням Робочої групи з радіочастот (GT-RF), Консультативного комітету з електрики (CCE). В результаті було отримане добре співпадання результатів.

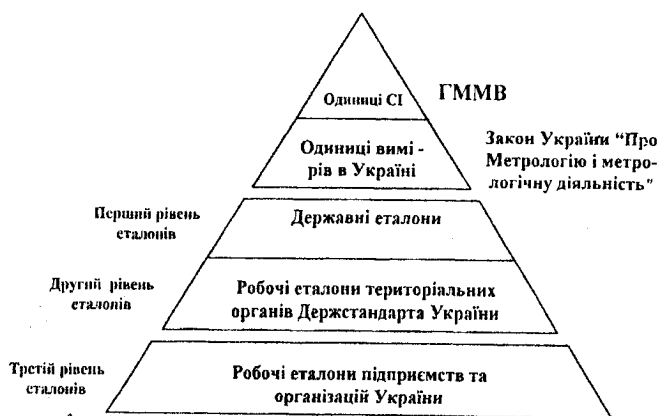


Рис. 4.3. Ієрархія одиниць фізичних величин та еталонів в Україні

На жаль, Україна сьогодні не може приєднатись до Метрологічної конвенції з фінансових причин і активно брати участь в ключових порівняннях національних еталонів. Зараз єдиною можливістю участі в міжнародних порівняннях еталонів стає участь в роботах регіональних метрологічних організацій, в першу чергу європейських. В 1996 р. в УкрЦСМ було проведено порівняння міри електричної ємності 10 пФ з аналогічними мірами метрологічних установ семи країн Європи, в 1997 р. в ХДНДІМ були проведені порівняння еталону маси (1 кг) з відповідним еталоном Польщі. Проводиться постійне порівняння національних шкал часу України та Російської Федерації.

З січня 1997 р. Україна стала членом-кореспондентом Міжнародної організації законодавчої метрології. Членство в цій організації дає можливість отримувати документи, рекомендації та інші матеріали МОЗМ, використовувати їх для гармонізації національної законодавчої та нормативної баз з міжнародними нормами.

З липня 1994 р. активно розвивається науково-технічне співробітництво Держстандарту України в межах Організації державних метрологічних установ країн Центральної та Східної Європи (КООМЕТ). Основна форма співробітництва з організаціями країн-членів КООМЕТ – спільне виконання проектів, порівняння еталонів і вихідних зразкових засобів вимірювань, взаємний обмін інформацією, стажування спеціалістів. В 1998 р. в ХДНДІМ в межах КООМЕТ виконувались роботи з 30 погоджених тем. Робота в межах КООМЕТ дозволяє прискорити створення національної еталонної бази, а також підтвердити її високий науково-технічний рівень.

З травня 1998 р. Держстандарт України є організацією-кореспондентом Організації національних метрологічних організацій країн Європи (ЄВРОМЕТ) і проводить відповідні роботи для повного приєднання до ЄВРОМЕТ. Розглядається можливість участі в роботах по 27 проектах ЄВРОМЕТ та підготовки пропозиції з порівняння національних еталонів України з еталонами інших країн Європи (Німеччини, Великобританії та Франції).

Договірно-правові відносини державних метрологічних служб країн СНД були регламентовані сімома багатосторонніми угодами, в тому числі трьома міжурядовими, а також в межах 17 двосторонніх міжурядових та 12 міжгалузевих угод про спів-

робітництво в галузі стандартизації, метрології та сертифікації. В 1992 р. у м. Москві 11-ма колишніми республіками СРСР (Грузія приєдналась пізніше) була підписана **"Угода про проведення спільної політики в галузі стандартизації, метрології та сертифікації"** (далі – Угода) і створена Міждержавна Рада (МДР) зі стандартизації, метрології та сертифікації. Робочим органом МДР є постійно діючий технічний секретаріат з центром у м. Мінську. Країни-учасниці Угоди визнають існуючі державні еталони одиниць ФВ як міждержавні.

У рамках Угоди країни зобов'язалися проводити узгоджену політику в галузі метрології з таких питань:

установлення одиниць вимірювання, які допускаються до застосування в країнах-учасниках Угоди;

ведення міждержавної служби часу і частоти, інформаційних фондів ЗВТ, стандартних зразків і стандартних довідкових даних;

ведення та розвиток еталонної бази та системи передачі розмірів одиниць вимірювання;

взаємне визнання результатів державних випробувань, повірки, МА та калібровки ЗВТ;

взаємне визнання акредитованих випробувальних, повірочних, каліброваних і вимірювальних лабораторій (центрів).

У 1992 р. створена тимчасова науково-технічна комісія з метрології, яка у 1998 р. перетворена у Науково-технічну комісію з метрології (НТКМетр). На початку 2000 р. відбулося 16 засідань МДР.

В рамках Угоди підписані та діють (підписані у 1992 р.):

"Соглашение о сотрудничестве по обеспечению единства измерений времени и частоты";

"Соглашение о взаимном признании результатов государственных испытаний и утверждения типа, метрологической аттестации, поверки и калибровки средств измерений, а также результатов аккредитации лабораторий, осуществляющих испытания, поверку и калибровку средств измерений";

"Соглашение о сотрудничестве по созданию и применению стандартных образцов состава и свойств веществ и материалов";

"Соглашение о сотрудничестве по созданию и использованию данных о физических константах и свойствах веществ и материалов".

Для практичної реалізації Угод розроблений ряд міждержавних стандартів (ГОСТ), правил (ПМГ) та рекомендацій (РМГ) з метрології.

Були підписані угоди та меморандуми про співробітництво в галузі метрології та метрологічної діяльності між Держстандартом України та Литовським департаментом стандартизації; Комітетом зі стандартизації та метрології при Раді Міністрів Республіки Болгарії; Національним інститутом еталонів (ММІ) Королівства Нідерландів; Федеральним фізико-технічним інститутом (NMI) Німеччини; Національною фізичною лабораторією (NPL) Великобританії.

4.2. ПОВІРКА ЗАСОБІВ ВИМІРЮВАЛЬНОЇ ТЕХНІКИ

ЗВТ, на які поширюється державний метрологічний нагляд, та які знаходяться в експлуатації, у продаж, випускаються з виробництва, ремонту та видаються на прокат підлягають повірці, яку, згідно ДСТУ 2708-94, здійснюють з метою встановлення і підтвердження придатності ЗВТ до застосування. **Повіркою ЗВТ** є визначення похибок ЗВТ і встановлення їх придатності до застосування.

Перелік ЗВТ, що перебувають в експлуатації та підлягають повірці, складає їх користувач та подає на погодження до ТО Держстандарту України. Порядок складення цих переліків визначає Держстандарт України.

Повірочною схемою є НД з метрології, що регламентує метрологічну підпорядкованість ЗВТ, які беруть участь у передаванні розміру одиниці ФВ від еталону до інших ЗВТ зі встановленням методів і похибок передавання. (рис. 4.4). **Повірочна установка** – це установка, яка вкомплектована ЗВТ та допоміжними засобами і призначена для повірки інших ЗВТ. **Робочі ЗВТ** – це ЗВТ, які використовуються для масових вимірювань ФВ.

Повірці також підлягають робочі еталони, які є власністю метрологічних організацій та ТО Держстандарту України, вихідні робочі еталони, які є власністю підприємств та організацій, ЗВТ, що їх застосовують під час державних випробувань, державної МА та повірки ЗВТ. Повірку ЗВТ з використанням державних еталонів здійснюють науковці-зберігачі державних еталонів метрологічних організацій Держстандарту України.

Повірка ЗВТ здійснюється ТО Держстандарту України, які їх акредитовані на право її проведення. Результати повірки ЗВТ, оформлені у встановленому порядку, дійсні на всій території України. Повірку ЗВТ під час експлуатації та випуску з ремонту можуть виконувати МС підприємств та організацій, якщо їх акредитовано на право проведення такої повірки. За порушення умов і правил проведення повірки ЗВТ керівники відповідних підприємств та організацій відповідають згідно з чинним законодавством.

У разі проведення повірки ЗВТ на місці їх експлуатації, місцеві органи зобов'язані, при необхідності, сприяти державним повірникам, у тому числі надавати відповідні приміщення, забезпечувати допоміжним персоналом і транспортом, повідомляти власників і користувачів ЗВТ про час та місце проведення повірки.

ЗВТ, які не підлягають повірці, підлягають калібруванню іншими МС. ЗВТ визнають придатними до застосування протягом міжповірочного інтервалу, якщо результати повірки підтверджують їх відповідність метрологічним та технічним вимогам до даного ЗВТ, встановленим у НД чи технічній документації. Результати повірки, проведеної в інших країнах, можуть визнаватися дійсними відповідно до укладених міжнародних угод.

ЗВТ піддають **первинній, періодичній, позачерговій, інспекційній та експертній повірці**. Первинній повірці підлягають ЗВТ при випуску з виробництва і після ремонту, а також при ввезенні з-за кордону при відсутності угод з відповідними країнами, а періодичній повірці підлягають ЗВТ, які знаходяться в експлуатації або призначені до продажу та прокату. Міжповірочний інтервал встановлюється таким чином, щоб забезпечити придатність ЗВТ до застосування протягом цього періоду.

У табл. 4.4 наведена інформація щодо обов'язковості затвердження типу ЗВТ та його повірки для різних країн світу, а у табл. 4.5 – міжповірочні інтервали для ЗВТ у різних країнах світу.

Позачергова повірка проводиться в процесі експлуатації ЗВТ до закінчення міжповірочного інтервалу; **інспекційна повірка** проводиться з метою перевірки придатності ЗВТ до застосування при здійсненні ДМН; **експертна повірка** проводиться у випадку виникнення спірних питань щодо МХ та придатності

ЗВТ до застосування. **Комплектна повірка ЗВТ** – це повірка, під час якої МХ ЗВТ визначають як для одного цілого; а **по-елементна** – повірка, під час якої МХ ЗВТ визначають за МХ їх окремих частин.

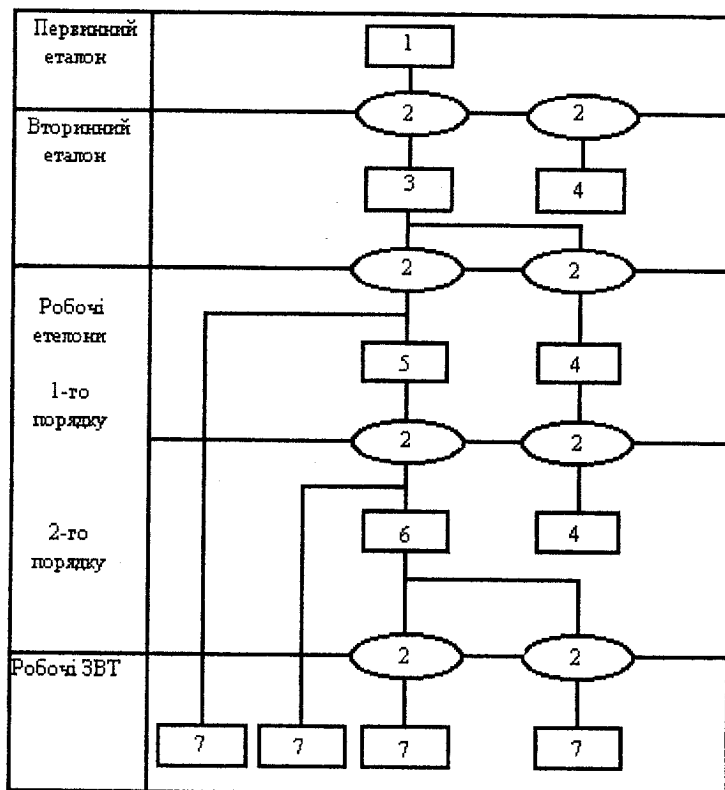


Рис. 4.4. Приклад компонування державної повірочної схеми для ЗВТ: 1 – первинний еталон; 2 – метод повірки; 3 – вторинний еталон; 4 – еталон порівняння; 5 – робочий еталон 1-го розряду; 6 – робочий еталон 2-го розряду; 7 – робочі ЗВТ.

Повірочна діяльність підприємств, установ та організацій, а також громадян-суб'єктів підприємницької діяльності підлягає ДМН. Службові особи органів ДМС, які виконують **державні повірники**, а також повірники – працівники МС підприємств та організацій, підлягають обов'язковій атестації. Держпівірники зобов'язані проводити повірку з додержанням вимог відповідних НД з метрології.

Держпівірники атестуються в порядку, встановленому Держстандартом України і, виконуючи свої обов'язки, мають право:

безперешкодно, за пред'явленням службового посвідчення, відвідувати підприємства та організації, з дотриманням встановленого у них порядку і режиму роботи, для виконання повірочних робіт;

брати участь у здійсненні державного метрологічного контролю і нагляду;

використовувати технічні засоби і залучати до проведення повірки ЗВТ працівників підприємств та організацій, на яких вона здійснюється.

У разі негативних результатів повірки Держпівірники мають право:

забороняти використання або випуск з виробництва та після ремонту ЗВТ;

анулювати результати повірки ЗВТ;

вносити пропозиції щодо скорочення міжповірочного інтервалу в разі, коли ЗВТ не відповідають встановленим метрологічним нормам за діючим міжповірочним інтервалом.

Позитивні результати повірки ЗВТ засвідчуються відбитком повірочного тавра та (або) свідоцтвом про повірку. **Повірочне тавро** - це знак встановленої форми, який вносять на ЗВТ, які визнані придатними для застосування в результаті їх повірки. Відбиток повірочного тавра ставиться на ЗВТ та (або) на експлуатаційну документацію. При потребі тавро вносять до документу, який підтверджує повірку. Якщо в результаті повірки ЗВТ визнається непридатним до застосування, орган МС видає довідку про непридатність ЗВТ та гасить попереднє тавро. Якщо відбиток повірочного тавра або пломба пошкоджені, чи свідоцтво втрачене, ЗВТ вважається неповіреним.

Форми свідоцтв про повірку регламентує ДСТУ 2708-94. Форми документів, що видаються за результатами повірки ЗВТ, та не підлягають повірці, встановлюються відповідними МС. Форми знаків повірочних тавр і порядок їх застосування встановлює КНД 50-032-94.

Таблиця 4.4

ЗВТ \ Обов'язковість затвердження типу і повірки	Україна	Російська Федерація	Німеччина	Франція	Угорщина	Корея	Японія
Торгові ваги	+	+	+	+	+	+	+
Лічильники газу	+	+	+	+	+	+	+
Лічильники води	+	+	+	+	+	+	+
Лічильники тепла	+	+	+	+	+	+	+
Електролічильники	+	+	+	+	+	+	+
Таксометри	+	+	+	+	+	+	+
Шумоміри	+	+	+		+		+
Газоаналізатори	+	+	+	+	+		+
Скляні медичні термометри	+	+	+	+	+	+	+
Тонометри	+	+	+		+		
Паливороздавальні колонки	+	+	+		+	+	
Манометри	+	+	+	+	+	+	+
Дозиметри	+	+	+	+	+		+
Спиртометри подиху	+	+	+	+	+		+
Прилади для контролю швидкості	+	+	+		+		+

Таблиця 4.5

Міжпіврічний інтервал (у роках) ЗВТ	Україна	Російська Федерація	Німеччина	Франція	Угорщина	Корея	Японія
Торгові ваги	1	1	2	4	2	2	
Лічильники газу	5	8	8	5	10	10	10
Лічильники води	2	2	6	16	4	6	8
Лічильники тепла	2	2	5		2	4	
Електролічильники	8	16	16	5	15	16	7
Таксометри	1	1	1		2		
Шумоміри	1	2	1		1		
Газоаналізатори	1	1	1		1		
Скляні медичні термометри							
Тонометри	1	1	2		2		
Паливороздавальні колонки	1	1	2	1	1	2	
Манометри	1	1	2	4	2		
Дозиметри	1	1	2		2		
Спиртометри подиху	1	1		1			
Прилади для контролю швидкості	1	1	1		1		

ЗВТ, які застосовуються для спостереження за зміною величин без оцінки їх значень в одиницях ФВ з нормованою точністю (як індикатори), а також ЗВТ, які застосовуються лише як навчальні, повірці не підлягають. На такі ЗВТ та їх експлуатаційні документи повинна бути нанесена відповідна позначка "Г"

або "У". Контроль за придатністю таких ЗВТ до застосування здійснюється в порядку, встановленому підприємством або визначеному в правилах їх експлуатації. ЗВТ, які використовуються у вимірювальних каналах систем та автоматизованих систем керування, можуть окремо не повірятися, якщо це передбачено НД або технічною документацією.

Калібруванням ЗВТ є сукупність операцій, що виконуються з метою визначення МХ та придатності ЗВТ до застосування в певних умовах. На відкалібровані ЗВТ наноситься калібрувальний знак – знак встановленої форми, що підтверджує визнання їх придатними для застосування в певних умовах. При потребі калібрувальний знак наносять на документ, який підтверджує калібрування.

КОНТРОЛЬНІ ЗАПИТАННЯ

1. Які функції виконує державна метрологічна служба?
2. Роль і місце національної метрологічної служби в Україні.
3. Організаційна структура метрологічної служби України.
4. Що таке повірка ЗВТ?
5. Які є види повірки?

ГЛАВА 5. ЕЛЕКТРОМЕХАНІЧНІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ ТА ПРИЛАДИ НА ЇХ ОСНОВІ

5.1. ЗАГАЛЬНІ ВІДОМОСТІ

В більшості електромеханічних вимірювальних приладів енергія вимірюваної величини перетворюється в енергію переміщення рухливої частини. Це перетворення здійснюється вимірювальним механізмом приладу. По положенню рухливої частини приладу (відліковий пристрій) можна судити про значення вимірюваної величини.

Структурна схема електромеханічного приладу показана на рис. 5.1. Вимірювальна схема перетворює вимірювальну електричну величину X в іншу електричну величину Y , що безпосередньо впливає на вимірювальний механізм. У деяких випадках відбувається лише кількісне перетворення величини, що вимірюється, наприклад, розширення меж вимірювання за допомогою шунтів, додаткових опорів, вимірювальних трансформаторів. У інших випадках одна фізична величина перетворюється в другу, наприклад, напруга – у струм. Величина Y пов'язана з величиною X функціональною залежністю $Y = \varphi(x)$.

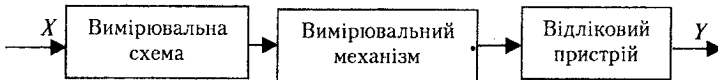


Рис. 5.1. Загальна структурна схема електромеханічного приладу

Іноді вимірювальна схема взагалі відсутня і прилад складається з вимірювального механізму. У ньому за допомогою електромагнітних сил звичайно створюється обертальний момент ($M_{об}$), під дією якого рухома частина повертається на кут α . Лінійне переміщення рухомої частини зустрічається досить рідко. Величина обертального моменту залежить від вимірюваної величини, тобто:

$$M_{op} = f(x). \quad (5.1)$$

Якщо обертовому моменту не створити протидії, то при будь-якому його значенні рухлива частина приладу повернеться до упору. Щоб кутове переміщення рухливої частини залежало від його величини, у приладі створюється протидіючий момент, спрямований назустріч обертовому моменту.

В більшості приладів протидіючий момент створюється за допомогою пружних елементів, наприклад, пружин. Існують також прилади з електричним протидіючим моментом – логометри. У логометрах протидіючий момент створюється таким же чином, що й обертальний, тобто за допомогою електромагнітних сил.

Протидіючий момент M_{np} , створюваний пружиною, пропорційний куту повороту рухомої частини приладу:

$$M_{np} = D_{\alpha}, \quad (5.2)$$

де D_{α} – питомий протидіючий момент, що залежить від властивостей пружини.

Під дією обертального моменту рухлива частина повертається доти, поки протидіючий момент не буде дорівнювати обертальному:

$$M_{об} = M_{np}. \quad (5.3)$$

Підставивши в рівність (5.3) значення моментів із формул (5.1) і (5.2), отримаємо вираз:

$$f(x) = D_{\alpha},$$

із якого виведемо рівняння шкали приладу:

$$\alpha = f(x) / D = F(x). \quad (5.4)$$

У деяких випадках, наприклад, для приладів магнітоелектричної системи, обертовий момент пропорційний вимірюваній величині:

$$M_{об} = KX,$$

де K – коефіцієнт пропорційності.

Тоді

$$\alpha = \frac{K}{D} X = Sx. \quad (5.5)$$

Коефіцієнт пропорційності $S = \alpha / x$ називають чутливістю електровимірювального приладу. Вона дорівнює куту відхилення рухливої частини, що відповідає одиниці вимірюваної величини. При рівномірній шкалі приладу його чутливість постійна. Для нерівномірної шкали чутливість у різних точках шкали різна.

Величина, зворотна чутливості, при рівномірній шкалі називається постійною приладу:

$$C = \frac{1}{S} = \frac{x}{\alpha},$$

звідки

$$x = C\alpha. \quad (5.6)$$

Кут повороту звичайно підраховується в поділках шкали. Таким чином, щоб визначити вимірювану величину, потрібно постійну приладу помножити на кількість поділок. Постійна приладу називається також ціною поділки.

Приклад. У вольтметра з межами вимірювання 0...150 В рівномірна шкала містить 75 поділок. Підрахувати чутливість і постійну приладу.

Роз'язок

$$S_u = \frac{\alpha_{\max}}{U_{\max}} = \frac{75}{150} = 0,5 \text{ под/В},$$

де S_u — чутливість приладу до напруги;

$$C = \frac{1}{S_u} = 2 \text{ В/под}.$$

Всі наведені вище формули справедливі тільки для випадків, коли відсутнє тертя, наприклад, при кріпленні рухливої частини на розтяжках. Якщо рухлива частина приладу кріпиться на опорах, то, незважаючи на всі заходи, які були вжиті для зменшення тертя, момент тертя необхідно враховувати.

З обліком моменту тертя умова рівноваги має вигляд:

$$M_{об} = M_{np} \pm M_{тр}. \quad (5.7)$$

При збільшенні вимірюваної величини у формулі (5.7) ставиться знак плюс, тому що момент тертя перешкоджає переміщенню рухливої частини під дією обертового моменту і має той же знак, що і протидіючий момент. При зменшенні вимірюваної величини у формулі (5.7) ставиться знак мінус, тому що переважним буде протидіючий момент, а момент тертя буде мати той же знак, що і обертальний момент.

В обох випадках рухлива частина приладу відхилиться на деякий інший кут, у порівнянні з кутом відхилення при відсутності тертя.

Відносна похибка від тертя може бути визначена за формулою:

$$\gamma_{тр} = \frac{M_{тр}}{M_{np}}.$$

Ця похибка істотно впливає на покази приладу, тому при конструюванні приладу вживають усі можливі заходи для зменшення моменту тертя.

Електромеханічні вимірювальні прилади в літературі часто називають електровимірювальними приладами безпосередньої оцінки.

5.2. КЛАСИФІКАЦІЯ ЕЛЕКТРОМЕХАНІЧНИХ ВИМІРЮВАЛЬНИХ ПРИЛАДІВ ТА ЇХНІ УМОВНІ ПОЗНАЧЕННЯ

Для електромеханічних вимірювальних приладів основною є класифікація за принципом дії (за системами). Назва системи відповідає характеру явища, яке використовується для перетворення електричної величини, підведеної до приладу, у переміщення його рухливої частини. Відповідно до цієї класифікації розрізняють прилади таких систем.

1. Магнітоелектрична система. Рухлива частина приладів цієї системи відхиляється в результаті взаємодії поля постійного магніту та контуру зі струмом.

В деяких випадках магнітоелектричні прилади застосовуються у поєднанні з різними перетворювачами змінного струму в постійний, що дає можливість використовувати ці прилади в колах змінного струму. Як перетворювачі використовуються термопари (прилади термоелектричної системи), випрямлячі (випрямляюча система) і електронні перетворювачі (електронні прилади).

2. Електромагнітна система. В приладах цієї системи рухлива частина відхиляється в результаті взаємодії магнітного поля котушки з струмом феромагнітного осердя.

3. Електродинамічна система. Принцип дії приладів цієї системи заснований на взаємодії нерухомої та рухомої котушок з струмом.

Її різновидом є феродинамічна система. Феродинамічні прилади мають магнітопровід із феромагнітного матеріалу.

4. Індукційна система. Прилади цієї системи містять котушки, що живляться змінними струмами, які створюють магнітні поля. Ці магнітні поля наводять струми в рухомій частині приладу, які взаємодіють з магнітними потоками, у результаті чого рухома частина переміщується.

5. Електростатична система. Рухома частина приладів цієї системи переміщується в результаті взаємодії електрично заряджених провідників.

6. Теплова система. В приладах цієї системи рухома частина відхиляється під дією подовження провідника, що нагрівається струмом.

Різновидом теплової системи є механізм з біметалічною пластиною, яка складається із матеріалів з різними температурними коефіцієнтами лінійного розширення. При нагріванні вимірюваним струмом пластина згинається, повертаючи стрілку відлікового пристрою.

7. Вібраційна система. Ця система є різновидом електромагнітної. Принцип дії вібраційних приладів ґрунтується на явищі механічного резонансу.

Класифікація електровимірювальних приладів робиться також за призначенням приладу, тобто найменування приладу дається відповідно до вимірюваної величини. На прилад наноситься позначення одиниці вимірюваної величини або його повне найменування (наприклад: “Амперметр”, “Вольтметр”, “Ватметр” тощо).

За ступенем точності прилади діляться на 9 класів точності. У комбінованих приладів (наприклад, ампервольтметрах) можуть бути різні класи точності для різних вимірюваних величин. Багатомежні прилади для різних меж вимірювань також можуть мати різні класи точності.

За видом струму розрізняють прилади постійного та змінного струму.

За ступенем захищеності від зовнішніх полів розрізняють прилади I та II категорії, а також астатичні.

В залежності від умов експлуатації прилади поділяються на такі групи:

а) Група А – прилади, призначені для роботи в закритих, сухих, опалюваних приміщеннях.

б) Група Б – прилади, призначені для роботи в закритих не опалюваних приміщеннях.

в) Група В – прилади, призначені для роботи в польових або морських умовах.

За розмірами лицьової частини корпусу прилади поділяються на мініатюрні, малогабаритні, середнього та великого габариту.

5.3. ЗАГАЛЬНІ ДЕТАЛІ І ВУЗЛИ ЕЛЕКТРОМЕХАНІЧНИХ ВИМІРЮВАЛЬНИХ ПРИЛАДІВ

Основними вузлами вимірювальних механізмів є: пристрій, що створює обертальний момент; пристрій, що створює протидіючий момент; відліковий пристрій та заспокоювач.

Принцип дії пристрою, що створює обертальний момент, визначається структурою приладу. Інші вузли та деякі допоміжні деталі можуть бути однаковими в приладах різних систем. Спосіб встановлення рухливої частини приладу визначається вибором пристрою, що створює протидіючий момент.

Способи встановлення рухливої частини вимірювального механізму (ВМ). Рухлива частина може встановлюватися на опорах, на розтяжках або на підвісі (рис. 5.2).

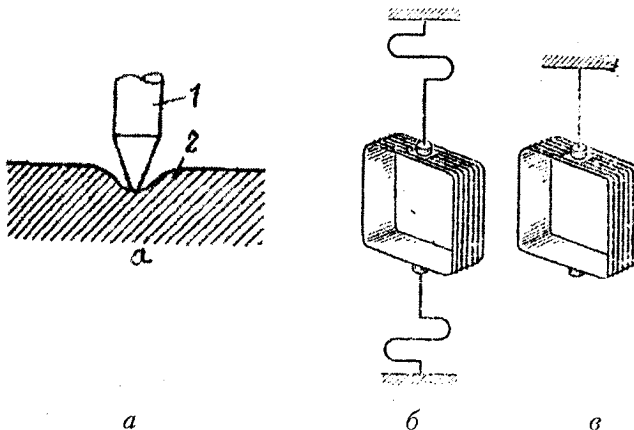


Рис. 5.2. Встановлення рухливої частини вимірювального механізму

При встановленні на опорах рухома частина закріплюється на осі, з двох сторін, які закінчуються кернами та кінці котрих підточуються на конус. Керни 1 (рис. 5.2, а) встановлюються в спеціальних опорах 2, які називаються підп'ятниками. Підп'ятники точних приладів виготовляють із твердих каменів (агат, корунд) і ретельно полірують для зменшення моменту тертя. У деяких випадках рухома частина кріпиться на двох

півосях. Протидіючий момент при встановленні на опорах створюється спіральними пружинами. Часто ці пружини використовуються і для підведення струму до обмотки рухливої частини приладу.

Основним недоліком встановлення рухомої частини на опорах є похибка від тертя.

При малих значеннях обертового моменту застосовується кріплення рухливої частини вимірювального механізму на розтяжках. Розтяжками є дві пружні натягнуті стрічки, в яких один кінець закріплюється нерухомо, а інший – прикріплюється до рухливої частини механізму (рис. 5.2, б). Протидіючий момент створюється пружними силами закручуваних стрічок. Застосування розтяжок дозволяє практично уникнути похибки від тертя і підвищити чутливість приладів.

Для найбільш чутливих приладів – гальванометрів – застосовується кріплення рухливої частини на підвісі. У цьому випадку рухлива частина вільно підвішується на нерухомо закріплену з одного кінця пружну нитку. При закручуванні нитки з'являється протидіючий момент (рис. 5.2, в).

Відлікові пристрої. Відлікові пристрої служать для візуального розрізнення значень вимірюваної величини. В електро-механічних показуючих приладах вони складаються зі шкали і покажчика.

Шкала, а також усі написи і знаки, що характеризують прилад, наносяться на основу шкали (циферблат). Шкали і циферблати нормовані ГОСТом 8.401-80 [20].

Шкали за формою поділяються на прямолінійні, дугові і кругові (кут дуги більше 180°), а за співвідношенням довжин розподілів у межах однієї шкали – на рівномірні і нерівномірні. В рівномірних шкалах розподілу проміжки між сусідніми поділками мають однакову довжину. У нерівномірних – відношення довжини найбільшого розподілу до найменшого (коефіцієнт нерівномірності шкали) перевищує 1,3.

В сучасних приладах для підвищення точності відліку широко використовують багатошкальні відлікові пристрої, що дозволяють збільшити довжину шкали, число її розподілів, довжину розподілу, зменшити ціну розподілу.

Покажчиком називається частина ВП, положення якої щодо оцінок шкали визначає показання приладу. В залежності від

конструкції показчика прилади поділяються на стрілочні та зі світловим показчиком.

Стрілочні прості за конструкцією, але мають малу чутливість через малу довжину стрілки і меншу точність відліку. Частини вказівних стрілок теж нормовані ГОСТом 8.401-80. Раніше в щитових приладах частіше застосовувалися списоподібні стрілки, зараз рекомендовано застосовувати клинові типи стрілок (рис. 5.3, *а*). У переносних приладах для усунення похибки від паралаксу застосовують дзеркальні шкали і трубчасті стрілки з кінцем у вигляді ножа (рис. 5.3, *б*). Шкала 1 знаходиться між стрілкою 2 і дзеркалом 3. Спостерігаючи оком (рис. 5.3, *в*) стрілку 2 і шкалу 1 зверху, можна побачити зображення 2 стрілки на дзеркалі під шкалою. Для правильного відрахування значень вимірюваної величини необхідно домогтися такого положення ока, щоб стрілка та її зображення на дзеркалі збіглися.

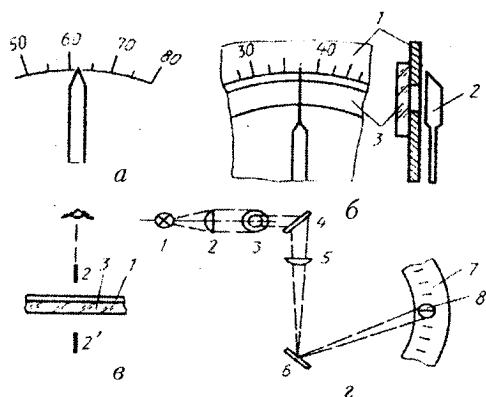


Рис. 5.3. Відлікові пристрої: *а* – шкала і клиноподібна стрілка; *б* – дзеркальна шкала і ножевидна стрілка; *в* – дзеркальний відлік; *г* – схема відлікового пристрою з світловим показчиком

Світловий показчик – це показчик у вигляді променя світла, що відтворює на шкалі світлова пляма з індексом, за яким роблять відлік показань. На рис. 5.3, *г* показана спрощена схема ВП зі світловим показчиком. Промінь світла від лампи накали-

вання 1 через конденсор 2, діафрагму 3, дзеркало 4 та об'єktiv 5 потрапляє на дзеркальце 6 рухомої частини і, відбившись від нього (через проміжні дзеркала, які не показані на схемі), потрапляє на шкалу 7 у вигляді світлової плями 8 з індексом. Шляхом багаторазового відображення від дзеркал можна одержати велику довжину світлового променя і цим збільшити чутливість приладу. У ВП зі світловим покажчиком похибка від паралаксу відсутня.

Заспокоювачі. Для забезпечення швидкості загасання коливань рухомої частини вимірювального механізму біля положення рівноваги застосовують спеціальні пристрої – заспокоювачі. Найбільше застосування знаходять повітряні та магнітоіндукційні заспокоювачі.

На рис. 5.4 зображена конструкція повітряного заспокоювача крильчастого типу. Він являє собою легке крило 1, укріплене на осі приладу, що може переміщуватися в закритій камері 2. Між крилом і стінками камери є невеликий повітряний зазор. При переміщенні крила по обидва його боки утворюється різниця тисків, що гальмує рух рухливої частини приладу.

Магнітоіндукційний заспокоювач, зображений на рис. 5.5, складається з постійного магніту 1 та алюмінієвого сектору 2, пов'язаного з рухомою частиною приладу.

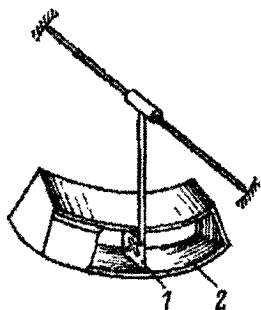


Рис. 5.4. Повітряний заспокоювач

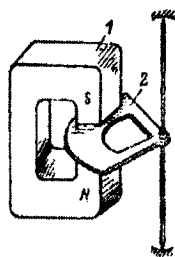


Рис. 5.5. Магнітоіндукційний заспокоювач

При переміщенні сектору в постійному магнітному полі в ньому індукуються вихрові струми, що взаємодіють із полем

магніту. В результаті цієї взаємодії створюються сили, що перешкоджають переміщенню сектору і тим самим прискорюють загасання рухливої частини вимірювального механізму.

Допоміжні деталі. Загальними для більшості електромеханічних вимірювальних приладів є деякі допоміжні деталі, наприклад, противаги, коректор, аретир.

Противаги дозволяють зрівноважити рухливу частину, тобто домогтися збіжності її центра ваги з віссю обертання і виключити тим самим вплив моменту сили ваги.

Коректор призначений для встановлення рухливої частини, а також стрілки в нульове положення.

За допомогою аретира можна закріпити рухливу частину вимірювального механізму при транспортуванні приладу.

5.4. ВИМІРЮВАЛЬНИЙ МЕХАНІЗМ МАГНІТОЕЛЕКТРИЧНОЇ СИСТЕМИ

Пристрій та принцип дії. Магнітоелектричні вимірювальні механізми конструктивно можуть бути виконані з нерухомим магнітом і рухливою рамкою або з рухливим магнітом і нерухомою рамкою. Більш широке застосування знаходять механізми з нерухомим магнітом. Пристрій такого вимірювального механізму показаний на рис. 5.6.

Магнітний ланцюг вимірювального механізму складається з постійного магніту 1 з полюсними наконечниками 2 і нерухомих сталевих осердь 3.

Полюсні наконечники мають циліндричну розточку і виконані так само, як і осердя, – із магнітом'якої сталі. У повітряному зазорі між полюсними наконечниками і осердями утворюється рівномірне радіальне магнітне поле. У ньому може вільно повертатись легка алюмінієва рамка 4 з обмоткою з тонкого мідного або алюмінієвого ізольованого проводу. Рамка встановлена на півосях 6 і має прямокутну форму. Пружини 5 створюють протидіючий момент і одночасно служать для підведення струму до

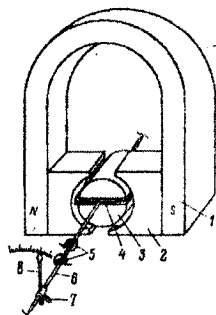


Рис. 5.6. Пристрій магнітоелектричного вимірювального механізму

обмотки. На одній із півосей закріплена вказівна стрілка 8 із противагами 7.

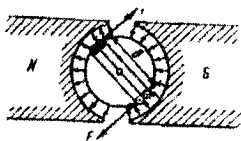


Рис. 5.7. Рухлива обмотка в радіальному магнітному полі

Крім розглянутої конструкції вимірювального механізму з зовнішнім магнітом (стосовно рамки), застосовуються механізми з внутрішньорамковим постійним магнітом (рис. 5.7). Принцип дії магнітоелектричного вимірювального механізму пояснюється таким чином.

При протіканні струму по обмотці, що знаходиться в постійному магнітному полі, на її провідники діють сили F , напрямком яких можна визначити за правилом лівої руки, а величину – за такою формулою

$$F = IBLw,$$

де I – струм в обмотці рамки;

B – магнітна індукція в повітряному зазорі;

L – активна довжина однієї сторони рамки;

w – кількість витків обмотки.

Пари сил F , що діють на рамку, створюють обертальний момент

$$M_{об} = Fb = IBLwb = IBSw, \quad (5.8)$$

де b – ширина рамки;

$S = Lb$ – активна площа рамки.

Протидіючий момент створюється пружинами і може бути визначений за формулою (5.2). Він зростає зі збільшенням кута повороту рухливої частини. Рівновага наступить при рівності обертальних і протидіючих моментів, тобто при

$$M_{об} = M_{пр};$$

$$IBSw = D\alpha,$$

звідки кут повороту рухливої частини

$$\alpha = \frac{BSw}{D} I = S_1 I, \quad (5.9)$$

а чутливість за струмом дорівнює:

$$S_1 = \frac{\alpha}{I} = \frac{BSw}{D}. \quad (5.10)$$

З формули (5.10) видно, що чутливість магнітоелектричного приладу постійна та визначається основними конструктивними параметрами вимірювального механізму.

Струм, що проходить по обмотці, дорівнює:

$$I = \frac{1}{S_1} \alpha = C_1 \alpha, \quad (5.11)$$

де $C_1 = 1/S$ – постійна приладу за струмом.

Щоб по обмотці вимірювального механізму протікав струм I , потрібно до затискачів приладу прикласти напругу, рівну

$$U = IR = C_1 \alpha R = C_u \alpha, \quad (5.12)$$

де R – опір вимірювального механізму; $C_u = C_1 R$ – чутливість приладу до напруги.

З формули (5.12) випливає, що за кутом повороту рухливої частини можна визначити напругу, яка прикладена до затискачів приладу. Таким чином, магнітоелектричні прилади можна застосовувати для вимірювання струму та напруги.

Якщо змінити напрямок струму, що протікає по обмотці рамки, то зміниться і напрямок обертового моменту. Стрілка приладу буде відхилятися в інший бік. Тому на приладі зазначена полярність затискачів, якої необхідно дотримуватися при вмиканні його в коло постійного струму.

При вмиканні магнітоелектричного приладу в коло змінного струму напрямок обертового моменту, що діє на рамку, буде змінюватися з частотою зміни струму. Рухлива частина внаслідок своєї інерції, не встигає реагувати на зміну обертового моменту і практично не відхиляється. Стрілка приладу може лише злегка вібрувати біля нульової оцінки. Таким чином, прилади

магнітоелектричної системи можна застосовувати тільки в колах постійного струму. В той же час властивість рухливої частини магнітоелектричного механізму робити коливання при вмиканні в коло змінного струму низької частоти, що використовується в деяких приладах, наприклад, вібраторах електромеханічних осцилографів та вібраційних гальванометрах. Ці прилади мають малоінерційну рухливу частину, що дозволяє одержати значну амплітуду коливань.

В магнітоелектричних вимірювальних механізмах використовується магнітоіндукційне заспокоєння рухливої частини. Роль заспокоювача відіграє алюмінієвий каркас рамки. Під час руху рамки в постійному магнітному полі в каркасі індукується ЕРС і течуть вихрові струми. В результаті їх взаємодії з полем постійного магніту створюються сили, що гальмують рух рамки.

Магнітоелектричні логометри. Магнітоелектричні логометри мають рухливу частину з двома рамками (рис. 5.8). І обертальний, і протидіючий моменти у вимірювальних механізмах логометрів створюються взаємодією струмів з постійним магнітним полем. Пружні елементи в них відсутні, тому у відсутності струму в рамках рухлива частина може займати будь-яке положення [42].

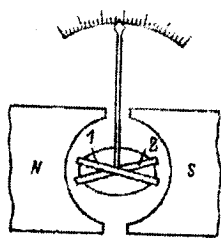


Рис. 5.8. Пристрій магнітоелектричного логометра

На відміну від звичайних магнітоелектричних вимірювальних механізмів, у повітряному зазорі логометра створюється нерівномірне магнітне поле. Це є обов'язковою умовою, яка забезпечується спеціальною формою осердя, як це показано на рис. 5.8, або формою полюсних наконечників.

До обмоток рамок 1 і 2 через безмоментні тонкі стрічки підводять струми I_1 та I_2 відповідно. Напрямки струмів вибирають так, щоб моменти

ти, що діють на рамки, були спрямовані назустріч.

Кут повороту рухливої частини логометра залежить від відношення струмів I_1 та I_2 :

$$\alpha = F\left(\frac{I_1}{I_2}\right). \quad (5.13)$$

Слід зазначити, що відношення струмів вимірюють логометрами не тільки магнітоелектричної, але й інших систем (грецьке слово “λογος” означає “відношення”).

Особливості приладів магнітоелектричної системи. Основна похибка магнітоелектричних приладів обумовлюється моментом тертя, неточністю градування шкали і дефектами при складанні. Похибка від тертя незначна, а при встановленні рухомої частини на розтяжках – взагалі відсутня. Інші види похибки також можна звести до мінімуму при ретельному виготовленні приладу. Додаткові похибки магнітоелектричних приладів також невеликі. Їхніми основними причинами є вплив температури та зовнішніх магнітних полів.

Зміна температури навколишнього середовища викликає зміну пружності пружини; магнітного потоку постійного магніту; опору обмотки і провідників. Перші дві причини температурної похибки роблять протилежний вплив на покази приладу і компенсують один одного. Для зменшення похибки за рахунок зміни опору вимірювального кола під дією температури в точних приладах застосовують різні схеми компенсації.

Вплив зовнішніх магнітних полів на покази магнітоелектричних приладів незначний, тому що ці прилади володіють власним сильним магнітним полем. Найбільш точні прилади мають магнітний екран.

Таким чином, для приладів магнітоелектричної системи характерна висока точність. Вони є найбільш точними, в порівнянні з приладами безпосередньої оцінки інших систем, і виготовляються до класу точності 0,1.

Перевагами магнітоелектричних приладів є рівномірність шкали, висока чутливість і мала потужність втрат. У найбільш чутливих приладів – гальванометрів магнітоелектричної системи – чутливість може досягати величини $4 \cdot 10^3$ под./А.

Основними недоліками приладів магнітоелектричної системи є неможливість їх застосування без спеціальних перетворювачів у колах змінного струму. Крім того, вони мають відносно складну конструкцію. Проте, завдяки своїй високій чутливості і точ-

ності, ці прилади одержали найбільше поширення та широко застосовуються в електронних вимірювальних приладах.

Застосування випрямлячів та термоперетворювачів дає можливість використовувати магнітоелектричні прилади і в колах змінного струму.

Прилади магнітоелектричної системи використовуються головним чином як гальванометри, амперметри, вольтметри та омметри (логометри).

5.5. ВИМІРЮВАЛЬНИЙ МЕХАНІЗМ ЕЛЕКТРОМАГНІТНОЇ СИСТЕМИ (ЕМС)

Пристрій та принцип дії. Існує два основних різновиди вимірювальних механізмів електромагнітної системи: із плоскою та круглою котушкою. На рис. 5.9 показаний пристрій широко поширеного електричного механізму з плоскою котушкою.

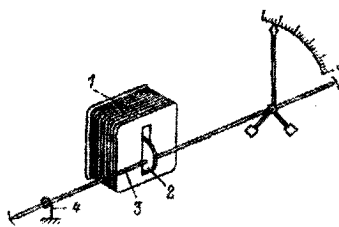


Рис. 5.9. Пристрій вимірювального механізму електромагнітної системи з плоскою котушкою

Нерухома котушка 1 має повітряний зазор у вигляді вузької щілини. Рухливе плоске осердя 2 ексцентрично закріплене на осі 3. При протіканні струму по котушці утворюється магнітне поле і осердя втягується в щілину. Таким чином створюється обертаючий момент, вісь повертається разом з вказівною стрі-

кою, пружина 4 закручується, у результаті чого виникає протидіючий момент.

Заспокоювачі в електромагнітних механізмах застосовують повітряні або магнітоіндукційні (на рис. 5.9 заспокоювач не показаний).

Кут повороту рухливої частини приладу електромагнітної системи визначається за формулою:

$$\alpha = KI^2, \quad (5.14)$$

де K – постійний коефіцієнт;

I – струм, що протікає по котушці.

З формули (5.14) видно, що шкала приладу електромагнітної системи квадратична. Шляхом зміни форми осердя та його розташування в котушці можна змінювати коефіцієнт K в міру зміни α і домогтися тим самим зменшення нерівномірності шкали. Зробити практично рівномірною всю шкалу неможливо, її початкова частина дуже стиснута і робочою є частина шкали від 20...25 % до 100 % її верхньої межі.

Оскільки значення струму у виразі (5.14) входить у другому ступені, очевидно, що знак кута повороту не залежить від знака струму. Дійсно, зміна напрямку струму викликає зміну напрямку магнітних силових ліній, а осердя, як відомо, притягається і північним, і південним полюсами магніту. Таким чином, прилади електромагнітної системи можуть застосовуватися і у ланцюгах змінного струму. У цьому випадку кут повороту залежить від квадрата діючого значення змінного струму.

Електромагнітні логометри містять дві нерухомі котушки і два осердя, закріплених на одній осі. Конструктивно вони виконані так, що обертаючі моменти від взаємодії кожної котушки зі своїм осердям спрямовані в протилежні сторони. Кут повороту рухливої частини залежить від відношення струмів у котушках.

Астатичні вимірювальні механізми. Електромагнітні вимірювальні механізми володіють слабким власним магнітним полем. Тому вони в значній мірі піддаються впливу зовнішніх магнітних полів, що вносять істотну похибку в показання приладів. Застосування магнітних екранів зменшує цю похибку, але не завжди в достатній мірі. Практично виключити вплив зовнішніх магнітних полів вдається в астатичних вимірювальних механізмах.

Пристрій астатичного вимірювального механізму електромагнітної системи показаний на рис. 5.10, а. Цей механізм має дві котушки, з'єднані між собою послідовно, і два осердя, що закріплені на одній осі. Обертаючі моменти, що діють на вісь при втягуванні осердь, спрямовані в один бік. Таким чином, рухлива частина повертається під дією суми двох моментів. Напрямки обмоток обрані так, що магнітні потоки котушок Φ_1 та Φ_2 (рис. 5.10, б) спрямовані назустріч. При появі зовнішнього маг-

нітного поля з потоком $\Phi_{\text{зовн}}$ поле однієї котушки підсилюється, а другої – послаблюється. Тоді один обертаючий момент збільшується, а другий – на стільки ж зменшується. Сума обертальних моментів, що діють на рухливу частину приладу, залишається незмінною.

Особливості приладів електромагнітної системи. Точність електромагнітних вимірювальних приладів нижче, порівняно з магнітоелектричними. Це пояснюється в основному впливом зовнішніх магнітних полів, залишковою магнітною індукцією осердь, виникненням вихрових струмів у металевих деталях приладів. За рахунок залишкової магнітної індукції для тих самих значень постійного струму покази приладу при зменшенні струму будуть більшими, ніж при його зростанні.

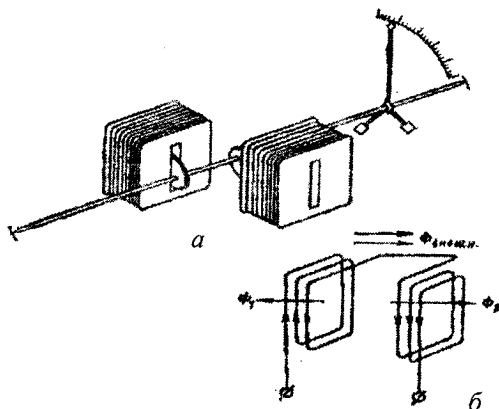


Рис. 5.10. Пристрій астатичного електромагнітного вимірювального механізму

Виготовлення осердь із пермалюю, що має вузьку петлю гістерезису, дозволяє істотно знизити цю похибку. При роботі електромагнітного приладу на змінному струмі в його металевих деталях виникають вихрові струми, що послаблюють основне магнітне поле. Ця похибка збільшується зі зростанням частоти. Більшість сучасних вимірювальних приладів електромагнітної системи має такі класи точності: 1,0; 1,5; 2,5. Застосування астатичних механізмів, високоякісних сплавів для осердь дозволяє одержати прилади класів 0,5 і навіть 0,2.

Перевагою електромагнітних приладів є: можливість їхнього безпосереднього застосування в колах змінного струму (з частотою до 8000 Гц), простота конструкції та порівняно низька вартість, надійність в експлуатації та стійкість до перевантажень.

До основних недоліків цих приладів відносяться: низька чутливість і точність, велике споживання потужності, нерівномірність шкали. Підвищення точності за рахунок використання астатичних вимірювальних механізмів значно ускладнює конструкцію приладів і підвищує їхню вартість.

Прилади електромагнітної системи застосовуються в основному в колах змінного струму в якості амперметрів і вольтметрів. Електромагнітні логометри використовують у частотомірах, фазометрах та мікрофарадометрах.

5.6. ВИМІРЮВАЛЬНИЙ МЕХАНІЗМ ЕЛЕКТРОДИНАМІЧНОЇ ТА ФЕРОДИНАМІЧНОЇ СИСТЕМ

Принцип дії та особливості побудови електродинамічних вимірювальних механізмів. Схема пристрою вимірювального механізму електродинамічної системи показана на рис. 5.11, а.

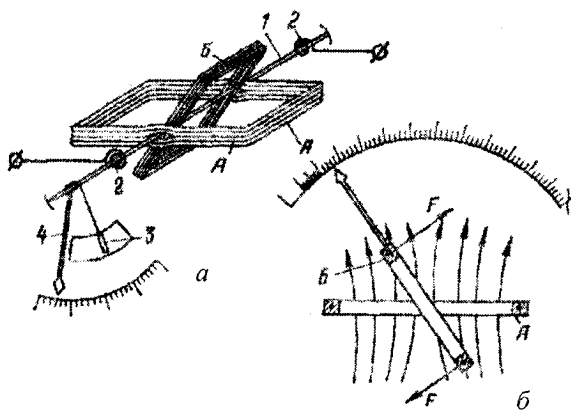


Рис. 5.11. Пристрій вимірювального механізму електродинамічної системи (а) і схема, що пояснює принцип його дії (б)

Пристрій складається із нерухомої котушки А, всередині якої може повертатися рухлива котушка Б. Нерухома котушка, що складається звичайно з двох секцій, намотується товстим мідним проводом і має малу кількість витків. Рухлива котушка має велику кількість витків проводом малого перерізу. На осі 1, крім рухливої котушки, закріплені спіральні пружини 2, вказівна стрілка 4 та крило повітряного заспокоювача 3. Магнітоіндукційні заспокоювачі в електродинамічних приладах застосовуються рідко. Струм до рухливої котушки підводиться через спіральні пружини (або розтяжки), які одночасно служать для створення протидіючого моменту.

При проходженні вимірюваного струму по котушках внаслідок взаємодії струму рухливої котушки з магнітним полем струму нерухомої котушки створюється обертаючий момент (рис. 5.11, б). Рухлива котушка прагне зайняти положення, при якому магнітні поля котушки збігаються. На постійному струмі принципи дії електродинамічного та магнітоелектричного механізмів аналогічні. Тільки в електродинамічному приладі магнітне поле створюється не постійним магнітом, а струмом нерухомої котушки.

Сила, що діє на рухливу котушку, а отже і обертаючий момент пропорційні добутку струмів, що протікають по котушках. Обертаючий момент визначається за формулою:

$$M_{об} = K_1 I_1 I_2, \quad (5.15)$$

де I_1 та I_2 – струми, що протікають по нерухомій та рухливій котушках;

$K_1 = F(\alpha)$ – коефіцієнт, що залежить від кута повороту рухливої котушки.

У сталому положенні рухливої частини обертаючий момент дорівнює протидіючому, створюваному пружними пружинами:

$$M_{об} = M_{пр}.$$

Підставивши в цю умову рівноваги значення моментів з (5.2) та (5.15), одержимо:

$$K_1 I_1 I_2 = D_\alpha;$$

$$\alpha = \frac{K_1}{D} I_1 I_2 = K_2 I_1 I_2; \quad (5.16)$$

$$K_2 = \frac{K_1}{D},$$

де I_1 та I_2 – діючі значення нерухомої та рухливої котушки.

Таким чином, кут повороту рухливої частини електродинамічного механізму пропорційний добутку струмів, що протікають по котушках. При одночасній зміні напрямків струмів у котушках знак кута повороту не змінюється. Це значить, що електродинамічні прилади можуть використовуватися в ланцюгах постійного та змінного струмів.

Якщо по котушках течуть змінні струми однакової частоти, зсунуті по фазі на кут ψ та рівні

$$i_1 = I_{1\text{макс}} \sin \omega t;$$

$$i_2 = I_{2\text{макс}} \sin(\omega t - \psi),$$

то кут повороту рухомої частини визначається за формулою:

$$\alpha = K_2 I_1 I_2 \cos \psi, \quad (5.17)$$

де I_1 та I_2 – діючі значення струмів нерухомої та рухливої котушок.

Електродинамічні логометри. Електродинамічний логометр, схема якого показана на рис. 5.12, складається із нерухомої котушки А, розбитої на дві секції, і двох рухливих катушок Б₁ та Б₂, що жорстко скріплені між собою під визначеним кутом.

Струми до рухливих катушок підводяться за допомогою безмоментних стрічок. Обертаючі моменти, що діють на рухливі катушки, спрямовані зустрічно. Рівновага рухливої частини настає при рівності цих моментів. При відключеному приладі стрілка електродинамічного логометра, також як і логометрів інших систем, не повертається на нуль, а може займати будь-яке положення.

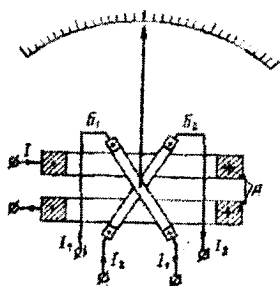


Рис. 5.12. Пристрій електродинамічного логометра

Електродинамічні логометри застосовуються тільки на змінному струмі, тому в колах постійного струму доцільно використовувати магнітоелектричні логометри.

Якщо по нерухомій котушці тече струм I , а по двом рухливим – відповідно струми I_1 та I_2 , то кут повороту рухливої частини не залежить від струму в нерухомій котушці та визначається за формулою:

$$\alpha = F \left(\frac{I_1 \cos \psi_1}{I_2 \cos \psi_2} \right),$$

де ψ_1 – кут зсуву фаз між струмами I та I_1 ;

ψ_2 – кут зсуву фаз між струмами I та I_2 .

Особливості приладів електродинамічної системи. Відсутність сталевих осердь в електродинамічних вимірювальних механізмах виключає похибки від гістерезису і вихрових струмів. В той же час, вони володіють власним слабким магнітним полем, у результаті чого дуже чутливі до впливу зовнішніх магнітних полів. Якщо прилад використовується на постійному струмі, то на його покази впливають постійні магнітні поля, якщо на змінному – то змінні. Для зменшення цього впливу застосовують екранізування, а також астатичні механізми. Сталевий екран, всередині якого міститься вимірювальний механізм, має велику проникність, у порівнянні з повітрям. Тому основна частина магнітних силових ліній зовнішнього поля замикається на екрані, а всередині його поле майже відсутнє. Астатичні електродинамічні прилади, так само як і електромагнітні, мають два вимірювальних механізми на одній осі. Зовнішнє магнітне поле збільшує обертаючий момент одного з них і настільки ж зменшує обертаючий момент іншого, у результаті чого сумарний момент, що діє на рухливу частину, залишається незмінним.

Застосування мір, що виключають вплив зовнішніх полів, і ретельне виготовлення вимірювальних механізмів дозволяє одержати електродинамічні прилади високої точності. Вони застосовуються для точних лабораторних вимірювань. Електродинамічні прилади частіше усього мають такі класи точності: 0,1; 0,2 і 0,5.

Крім високої точності, перевагою електродинамічних приладів є можливість їх застосування як на постійному, так і на змінному струмі. Ці прилади використовуються в основному на частотах до 1000 Гц, а іноді і вище.

До недоліків електродинамічних приладів відносяться: вплив зовнішніх магнітних полів, низька чутливість, велике (у порівнянні з магнітоелектричними приладами) споживання потужності, висока вартість.

Крім того, ці прилади погано переносять механічні впливи, вимогливі до догляду та обслуговування.

Прилади електродинамічної системи використовуються як амперметри, вольтметри і ватметри. Електродинамічні логометри застосовуються для вимірювання частоти, кута зсуву фаз та ємності.

Феродинамічні вимірювальні механізми. Феродинамічні вимірювальні механізми відрізняються від електродинамічних наявністю магнітопроводу всередині нерухомої 1 та рухливої 2 котушок (рис. 5.13).

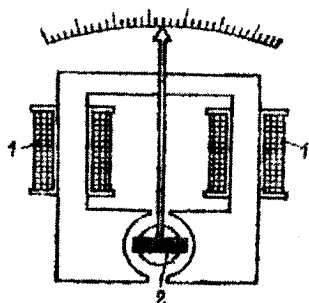


Рис. 5.13. Пристрій феродинамічного ВМ

Це дозволяє одержати сильне магнітне поле в повітряному зазорі і великий обертаючий момент. Збільшення обертаючого моменту підвищує чутливість приладів і дає можливість підвищити їхню міцність. Зовнішні магнітні поля на покази феродинамічних приладів впливають дуже мало. В той час як наявність сталевих осердь

істотно збільшує похибки феродинамічних приладів, у порівнянні з електродинамічними, за рахунок вихрових струмів та витрат на гістерезис.

Феродинамічні прилади мають, частіше усього, такі класи точності: 1,5 і 2,5, рідше – 1,0. Існують також окремі феродинамічні прилади класу 0,5 і навіть 0,2.

Так само, як і електродинамічні, феродинамічні механізми використовуються в амперметрах, вольтметрах, ватметрах, частотомірах і фазометрах.

5.7. ВИМІРЮВАЛЬНИЙ МЕХАНІЗМ ЕЛЕКТРОСТАТИЧНОЇ СИСТЕМИ

Принцип дії електростатичних вимірювальних механізмів заснований на взаємодії електрично заряджених пластин. На рис. 5.14 схематично показаний пристрій одного з механізмів електростатичної системи. Між нерухомими пластинами 1 може переміститися рухлива пластина 2, яка закріплена на осі 3.

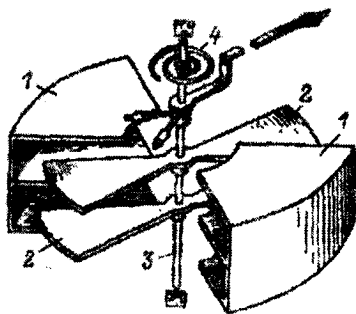


Рис. 5.14. Пристрій електростатичного вимірювального механізму

При підключенні до приладу напруги рухома і нерухомі пластини одержують протилежні заряди і між ними виникає електричне поле. В результаті чого рухлива пластина втягується в зазор між нерухомими, створюючи обертаючий момент, під дією якого переміщується закріплена на осі вказівна стрілка. Протидіючий момент створюється спіральною пружиною 4.

Для підвищення чутливості приладів збільшують кількість рухливих і нерухомих пластин. В електростатичних приладах застосовуються магнітоіндукційні або повітряні заспокоювачі. Якщо рухлива і нерухомі пластини одержали заряди q_1 і q_2 відповідно, то сила взаємодії між ними пропорційна добутку цих зарядів:

$$F = K_1 q_1 q_2 . \quad (5.18)$$

Вважаючи, що заряди q_1 і q_2 рівні за величиною, можемо записати:

$$q_1 = q_2 = CU ,$$

де C – ємність між пластинами механізму;

U – напруга, підведена до пластин.

Припускаючи, що ємність C постійна, перетворимо вираз (5.18) до вигляду:

$$F = K_1 (CU)^2 = K_2 U^2 .$$

Обертаючий момент, у свою чергу, пропорційний силі, що діє на рухому пластину, тобто:

$$M_{об} = K_3 F = K_2 K_3 U^2 = K_4 U^2 .$$

При рівновазі рухливої частини:

$$M_{об} = M_{пр} ;$$

$$K_4 U^2 = D\alpha ;$$

$$\alpha = \frac{K_4}{D} U^2 = KU^2 . \quad (5.19)$$

Із виразу (5.19) випливає, що шкала електростатичних приладів квадратична. Вони можуть бути використані в колах постійного та змінного струмів. Насправді ємність не постійна, а залежить від кута повороту рухомої частини. Вибором форми пластин та їхнього взаємного розташування домагаються такого закону зміни ємності (а отже, і коефіцієнта K) від кута повороту, щоб шкалу приладу зробити майже рівномірною (приблизно на 80 % її довжини).

Прилади електростатичної системи застосовуються для вимірювання постійних і змінних напруг. У колах змінного струму вони вимірюють діюче значення напруги.

Покази електростатичних вольтметрів не залежать від зовнішніх магнітних полів, частоти, форми кривої напруги та майже не залежать від температури. Вплив частоти починає істотно позначатися тільки на високих частотах, тому прилади електростатичної системи застосовуються для вимірювання з частотою приблизно до 30 МГц. Зовнішні електростатичні поля значно впливають на їхню точність. Для зменшення цієї додаткової похибки застосовують електростатичне екранування.

Електростатичні вольтметри звичайно мають такі класи точності: 0,5; 1,0; 1,5 і 2,5. Існують також прилади електростатичної системи і більш високих класів точності – до 0,05.

Достоїнством електростатичних вольтметрів є великий вхідний опір, що на постійному струмі нескінченно великий, а на змінному – визначається вхідною ємністю, що не перевищує звичайно 10 пФ, і частотою вимірювальної напруги. Активної потужності прилади електростатичної системи практично не споживають.

Основними недоліками електростатичних вольтметрів є низька чутливість та нерівномірність шкали, що стиснута спочатку. Через низьку чутливість вони не можуть бути використані для вимірювання малих напруг. Верхні межі вимірювань електростатичних кіловольметрів можуть досягати 300 кВ. Випускаються також вольтметри для вимірювання порівняно невисоких напруг із межами порядку 10...30 В.

5.8. ВИМІРЮВАЛЬНИЙ МЕХАНІЗМ ІНДУКЦІЙНОЇ СИСТЕМИ

Схематична будова індукційного механізму (ІМ) наведена на рис. 5.15. Електромагніти 1 та 2 з обмотками, що живляться змінними струмами I_1 та I_2 , створюють магнітні потоки Φ_1 та Φ_2 . Ці потоки пронизують алюмінієвий диск 4 рухомої частини, розташованої в зазорах магнітопроводів, та індукують в ньому струми $I_{1д}$ та $I_{2д}$. З усіх можливих взаємодій між струмами

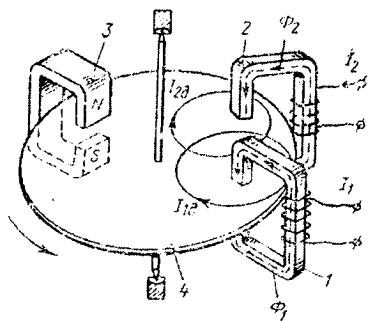


Рис. 5.15. Індукційний механізм

та потоками обертаючий момент виникає лише від взаємодії струму $I_{1д}$ з потоком Φ_2 та струму $I_{2д}$ з потоком Φ_1 .

Таким чином, принцип дії індукційного ІМ той самий, що і у електродинамічному ІМ, – момент виникає завдяки взаємодії рухомих та нерухомих контурів зі струмами, але вираз для обертаючого моменту індукційного ІМ інший:

$$M_{об} = Kf\Phi_1\Phi_2 \sin \psi \approx K_1 f I_1 I_2 \sin \psi, \quad (5.20)$$

де ψ – кут зсуву між Φ_1 та Φ_2 (друга частина залежності справедлива при малому куті зсуву між I_1 та Φ_1 та між I_2 та Φ_2).

Ця відмінність обумовлена тим, що величина індукованого струму пропорційна частоті f , і струм виявляється зсунутим відносно індукуючого потоку на 90° . Тому в залежність (5.20) ввійшла частота f і не $\cos \psi$, а $\sin \psi$.

Індукційні ІМ бувають однопоточними та багатопоточними. Практичне застосування знаходять головним чином багатопоточні механізми (на рис. 5.15 – двопоточний).

Прикріплюючи до осі рухомої частини спіральну пружину, отримуємо відхилення, рівняння перетворення якого наведено в табл. 5.1. Заспокоєння при цьому – магнітоіндукційне, що здійснюється постійним магнітом 3 та диском 4.

5.9. ВИМІРЮВАЛЬНИЙ МЕХАНІЗМ ВІБРАЦІЙНОЇ СИСТЕМИ

Вібраційні вимірювальні механізми (язычкові) є різновидом електромагнітної системи. Вони застосовуються в частотомірах, призначених для вимірювання низької частоти, головним чином промислової.

Схема пристрою вібраційного частотоміра показана на рис. 5.16, а.

Обмотка електромагніту 1 живиться змінним струмом, частоту котрого потрібно виміряти. Тонкі сталеві пластини 2, які називаються язичками (на рис. 5.16, *a* визначений тільки один язичок), укріплені на загальній планці 4. Ця планка жорстко скріплена з якорем 3, розташованим поблизу осердя електромагніту. Язички мають різні частоти власних коливань. Для зручності спостереження їхні загнуті наконечники пофарбовані світлою фарбою.

Під дією змінного магнітного поля якір двічі за період притягається до осердя і відходить від нього. Разом із якорем вібрують язички. Найбільшою буде амплітуда коливань того язичка, в якого частота власних коливань збігається з частотою вимушених.

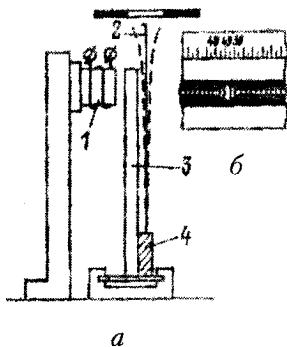


Рис. 5.16. Пристрій вібраційного частотоміра

На шкалі приладу поруч із кожним язичком зазначена частота, з якою він резонує. Для спостерігача коливальний язичок має вид білої смужки, за якою і відраховуються покази. На рис. 5.16, *б* показана шкала, коли вимірювана частота дорівнює 49 Гц. Вібраційні частотоміри, як правило, мають невеликі межі вимірювання, наприклад, від 45 до 55 Гц. Точність їх визначається в основному точністю настроювання язичків.

Вібраційні частотоміри мають похибку порядку $\pm 1\%$. Ці прилади можуть використовуватися тільки в стаціонарних умовах, тому що частота зовнішніх вібрацій може збігатися з власною частотою окремих язичків, що викликає резонанс і, отже, помилкові покази.

5.10. ЗВОРОТНИЙ ЕЛЕКТРОМЕХАНІЧНИЙ ПЕРЕТВОРЮВАЧ

У приладах врівноважуючого перетворення, призначених для вимірювання механічних величин електричними методами, також застосовуються електромеханічні перетворювачі, що перетворюють електричну величину в механічну (момент, силу) з метою врівноваження однорідної, механічної вимірюваної величини. Ці перетворювачі за принципом дії аналогічні ІМ, але на відміну від них, називаються зворотними електромеханічними перетворювачами (рис. 5.17). Зворотні перетворювачі, що перетворюють струм або напругу в момент, в конструктивному відношенні аналогічні розглянутим вище ІМ. Перетворювачі, вихідною величиною яких є сила, мають свої конструктивні особливості.

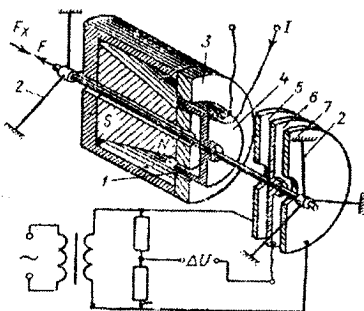


Рис. 5.17. Магнітоелектричний зворотний перетворювач

На рис. 5.17 схематично зображений магнітоелектричний зворотний перетворювач електричного струму в силу. В робочому зазорі кільцевого магнітопроводу 3 розміщена обмотка котушки 1 рухомої частини, витки якої вкладені на алюмінієвий циліндричний каркас 4. Рухома частина закріплена на розтяжках 2, створюючих при її переміщенні дуже малу силу, в порівнянні з той, що отримується в перетворювачі.

Підвід струму до котушки здійснюється через “безмоментні” струмопроводи.

При протіканні по котушці струму I виникає сила:

$$F = dW_M / dI = Bl_{cp} w I ,$$

де dI – переміщення катушки з w витками; B – індукція у зазорі магнітопроводу; l_{cp} – середня довжина витка котушки.

Сила F врівноважує вимірювальну силу F_x і рівняння перетворювання набуває вигляду:

$$I = F_x / Bl_{cp} w = K F_x .$$

Таким чином, за величиною I можна визначити F_x , якщо попередньо за допомогою відомої сили F_0 , прикладеної до перетворювача, визначений коефіцієнт K .

Як чутливий елемент перетворювача порівняння, виявляючого стан нерівності сил F та F_x , частіше всього використовують електростатичні або електродинамічні (феродинамічні) пристрої.

На рис. 5.17 наведено також електростатичний чутливий елемент у вигляді диференційного конденсатора, що складається з двох нерухомих електродів 5 і 7 та електроду 6, закріпленого на рухомій частині. Диференційний конденсатор вмикають у міст, що живиться змінним струмом. За відсутності рівноваги між F та F_x рухома частина зміщується. Це веде до зміни ємностей плеч мосту та викликає на його виході напругу U , що є ознакою відсутності рівності між F та F_x .

В узагальненій табл. 5.1 наведені основні параметри та галузі застосування розглянутих електромеханічних вимірювальних приладів, а в табл. 5.2 – умовні позначення на шкалах приладів.

Таблиця 5.2

Основні умовні позначення на приладах

Сенс	Умовні позначення	Сенс	Умовні позначення
1	2	1	2
Прилад магніто-Електричний з рухомою рамкою		Екран електростатичний	
Логометр магнітоелектричний		Екран магнітний	
Прилад магнітоелектричний з рухомим магнітом		Магнітна індукція в мілітеслах, викликаюча зміну показів, що відповідають зазначеному класу точності	
Логометр магнітоелектричний з рухомими магнітами			
Прилад електромагнітний		Поле електричне, викликаюче зміну показів, що відповідають зазначеному класу точності	
Логометр електромагнітний			
Прилад електродинамічний		Напруга випробувальна	

Закінчення табл. 5.2

1	2	1	2
Прилад електростатичний		Прилад використовувати при горизонтальному положенні шкали	
Прилад індукційний		Струм постійний	
Логометр індукційний		Струм змінний	
Термоперетворювач неізований		Напрямок орієнтації в магнітному полі Землі	
Термоперетворювач ізольований		Клас якості при нормуванні в % від діапазона вимірювань	1,5
Перетворювач з детектором		Клас якості при нормуванні, % від довжини шкали приладу	1,5
		Увага! Дивись додаткові вказівки в паспорті та інструкції по експлуатації	
Електронний перетворювач		Затискувач, що з'єднаний з корпусом	
		Затискувач для заземлення	

Принцип дії приладу, можливість його роботи в тих чи інших умовах, можливі граничні похибки приладу можуть бути визначені за умовними позначками, нанесеними на шкалу приладу. Так електровимірному приладу, шкала якого зображена на рис. 5.18, можна дати таку технічну характеристику: вольтметр для вимірювання змінної напруги в межах від 0 до 150 В, електромагнітної системи, вертикального положення, класу точності 1,0. Ізоляція приладу випробувана на напругу 2 кВ.

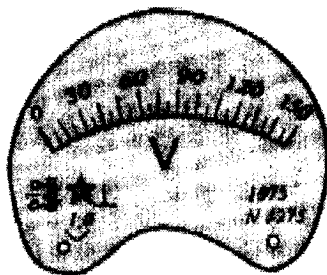


Рис. 5.18. Шкала електровимірального приладу

Приклад. Межа вимірювання амперметра дорівнює 0,6 А. Положення стрілки приладу включеного в коло для вимірювання струму, відповідає 25 под. при $\alpha_{\max} = 30$ под. (клас точності $K = 1,0$). Визначити значення вимірюваного струму I_B , відносну похибку вимірювання δ_1 . Записати результат вимірювання невідомого струму I_X з урахуванням відносної похибки вимірювання.

Розв'язок.

Ціна поділки шкали:

$$C_1 = I_{\text{ком}} / \alpha_{\max} = 0,6 / 30 = 0,02 \text{ А/под.}$$

Виміряне значення струму

$$I_B = C_1 \alpha = 25 \cdot 0,02 = 0,5 \text{ А,}$$

де α – число поділок, на яке відхилилася стрілка.

Відносна похибка вимірювання:

$$\delta_1 = KI_{\text{ном}} / I_B = 1 \cdot 0,6 / 0,5 = 1,2 \, \%$$

Відповідь: Результат вимірювання

$$\begin{aligned} I_q &= I_B (I \pm \delta I / 100) = 0,5 \cdot (1 \pm 1,2 / 100) = \\ &= 0,500 \pm 0,006 \text{ A} = 0,50 \pm 0,01 \text{ A}. \end{aligned}$$

КОНТРОЛЬНІ ЗАПИТАННЯ ТА ЗАДАЧІ

1. Записати загальну умову рівноваги рухомої частини вимірювального механізму.
2. Що розуміють під чутливістю приладу?
3. Якими способами може створюватися у вимірювальних механізмах протидіючий момент?
4. Який прилад називається логометричним?
5. Перелічити типи вимірювальних механізмів та дати їм порівняльну характеристику.

Задача 1. Електродинамічний ватметр Д5016/2 має дві межі вимірювання струму ($I_{\text{ном}} = 2,5; 5 \text{ A}$) і шість – за напругою ($U = 30; 75; 150; 300; 450; 600 \text{ В}$). Шкала ватметра однобічна з кількістю поділок $\alpha_{\text{макс}} = 150$. Визначити ціну поділки ватметра C_w .

Відповідь наведена в табл. 5.3.

Таблиця 5.3

$C_w = (U_{\text{ном}} \times I_{\text{ном}}) / \alpha_{\text{макс}}$	$I_{\text{ном}}, \text{ A}$	2,5						5					
	$U_{\text{ном}}, \text{ В}$	30	75	150	300	450	600	30	75	150	300	450	600
	$C_w, \text{ Вт/под}$	0,5	1,25	2,5	5	7,5	10	1,0	2,5	5	10	15	20

Задача 2. Визначте вхідний опір електростатичного вольтметра при частотах 50, 1000, 5000, 10000, 50000 та 100000 Гц, якщо вхідна ємність його дорівнює $C = 30$ пФ.

Відповідь наведена в табл. 5.4.

Таблиця 5.4

f , Гц	50	1000	5000	10000	50000	100000
x_{ex} , М Ом	106	5,3	1,06	0,53	0,106	0,053

ГЛАВА 6. ВИМІРЮВАННЯ ЕЛЕКТРИЧНИХ ВЕЛИЧИН ЕЛЕКТРОМЕХАНІЧНИМИ ПРИЛАДАМИ

6.1. ВИМІРЮВАННЯ СТРУМІВ ТА НАПРУГ В ЕЛЕКТРИЧНИХ КОЛАХ

Вимірювання постійного та змінного струмів. Для вимірювання струму в якому-небудь елементі електричного кола послідовно з ним включають вимірювач струму – амперметр (рис. 6.1, а, б).

При вимірюванні постійних струмів (менше 10^{-3} А) використовуються прямі та непрямі методи вимірювання. В першому випадку струм вимірюють приладами безпосередньої оцінки, наприклад, магнітоелектричними мікроамперметрами. Для збільшення чутливості застосовують підсилювачі постійного струму.

Більш точним, але й більш складним є непряме вимірювання струму, при якому у вимірювальне коло включають резистор з відомим опором R_0 і на ньому вимірюють спад напруги U_0 компенсаційним методом. Вимірюваний струм знаходять за формулі

$$I = U_0 / R_0.$$

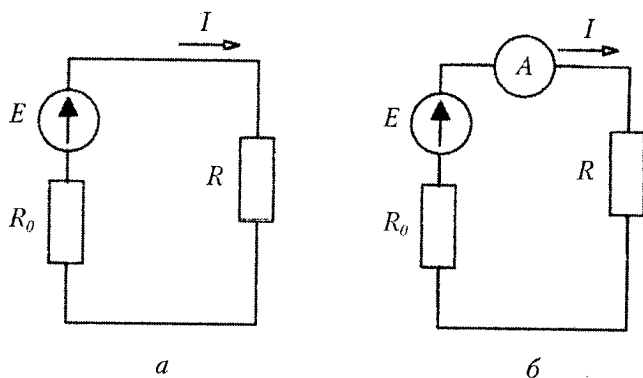


Рис. 6.1. Вимірювання струму амперметром

На рис. 6.2 показана принципова схема вимірювання напруги U компенсаційним методом. У верхньому контурі під дією ЕРС допоміжного джерела живлення E створюється робочий струм I_p . Його значення регулюється резистором $R_{рег}$ і встановлюється з використанням нормального елемента $E_{н.е}$, ЕРС якого відома з високою точністю. Регулюванням опору резистора $R_{рег}$ домагаються відсутності струму в нуль-індикаторі HI (перемикач Π у положенні 1).

В цьому випадку справедлива така рівність:

$$I_p R_N = E_{н.е},$$

де R_N — опір зразкового резистора.

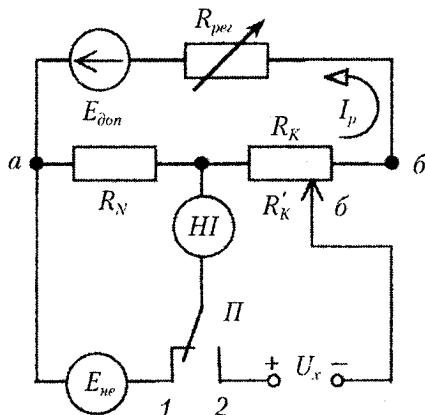


Рис. 6.2. Вимірювання напруги компенсаційним методом

Оскільки ЕРС нормального елемента і значення опору R_N відомі з високою точністю, то значення $I = E_{н.е} / R_N$ одержують також з високою точністю. У положенні 2 перемикача Π вимірювана напруга U порівнюється з компенсаційною напругою

U'_κ , струмом I , створеним на компенсаційному опорі R_κ . При відсутності струму в нуль-індикаторі (HI) напруга U урівноважена напругою U'_κ , тобто:

$$U_x = U'_\kappa = I_p R'_\kappa = E_{н.е.} \cdot \frac{R'_\kappa}{R_N}$$

З цього виразу видно, що точність вимірювання U визначається точністю порівняння його з U_κ , тобто чутливістю HI і незмінністю робочого струму I_p , тобто стабільністю $E_{доп.}$. В свою чергу, точність U_κ залежить від точності виготовлення резистора R'_κ .

Компенсатори, що випускаються промисловістю, мають такі класи точності: 0,0005; 0,001; 0,002; 0,005; 0,01; 0,02; 0,05; 0,1; 0,2; 0,5.

Постійні струми порядку $10^{-3} \dots 10^2$ А вимірюють, як правило, приладами безпосередньої оцінки – міліамперметрами і амперметрами магнітоелектричної, електромагнітної та електродинамічної систем, а також електронними аналоговими і цифровими приладами (вони будуть розглянуті далі).

Для вимірювання великих постійних струмів (понад 100 А) звичайно застосовують амперметри магнітоелектричної системи з використанням шунтів, що підключаються паралельно вимірювальному механізму (BM) (рис. 6.3, а). Опір шунта визначається з виразу $R_{ш} = R_A / n - 1$ (R_A – опір амперметра; $n = I / I_A$; I – вимірюваний струм; I_A – струм у BM).

При вимірюванні змінних струмів важливо, яке значення струму вимірюється: діюче, амплітудне чи середнє. Це викликано тим, що всі прилади градууються в діючих значеннях синусоїдного струму, а реагують рухливі частини деяких вимірювальних механізмів на середнє значення вимірюваної величини [39].

Змінні струми до 100 мкА вимірюють звичайно цифровими мікроамперметрами. Струми понад 100 мкА вимірюють, випрям-

ляючими мікроамперметрами. Для вимірювання змінних струмів у діапазоні 10 мА...100 А використовують електромагнітні, електродинамічні та випрямляючі прилади, що працюють у частотному діапазоні до десятків кілогерц, і термоелектричні прилади в діапазоні частот до сотні мегагерц. Великі змінні струми вимірюють тими ж приладами, але з використанням вимірювальних трансформаторів струму (рис. 6.4, а). У цьому випадку для визначення значення вимірюваного струму I необхідне показання приладу I_A помножити на коефіцієнт трансформації $k = I_x / I_a$ (k – вказується в паспорті трансформатора). Затискачі L_1, L_2 та Π_1, Π_2 називаються, відповідно, входними і вихідними затискачами трансформатора струму.

Вимірюють змінні струми і непрямим способом. В цьому випадку послідовно у вимірюване коло включають зразковий резистор і вимірюють спад напруги на ньому.

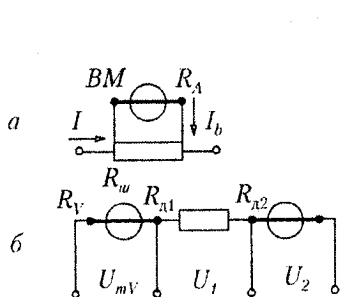


Рис. 6.3. Вимірювання струму і напруги з використанням шунта (а) і додаткових резисторів (б)

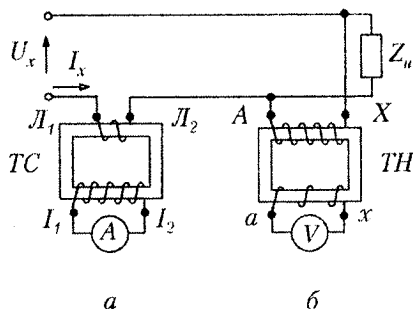


Рис. 6.4. Вимірювання струму і напруги з використанням вимірювальних трансформаторів (а, б)

При вимірюванні струму включення у вимірюване коло амперметра з внутрішнім опором R_A чи зразкового резистора змінює режим роботи кола. Внаслідок цього з'являється методична похибка вимірювання струму [15]:

$$\delta_1 = -\frac{1}{1 + R_{\text{ex.A}} / R_A} \cdot 100 \%,$$

де $R_{\text{ex.A}}$ – вхідний щодо затискачів амперметра опір кола. Чим менший опір обмотки амперметра, тим менша методична похибка вимірювання.

Похибкою методу δ_1 можна знехтувати тільки тоді, коли вона принаймні у 5 разів менша похибки вимірювання приладу. Це правило використовується і при вимірюванні напруги, потужності та інших ФВ.

Вимірювання постійної та змінної напруг. При вимірюванні ЕРС і напруги на якій-небудь ділянці електричного кола вимірювач включають паралельно цій ділянці (рис. 6.5, а, б). При вимірюваннях постійних напруг у діапазоні 1...1000 мкВ використовують цифрові мікрровольтметри та компенсатори постійного струму. Значення напруг від десятків мілівольтів до сотень вольтів вимірюють приладами магнітоелектричної, електромагнітної, електродинамічної систем, електронними аналоговими і цифровими вольтметрами з використанням дільників напруги і додаткових резисторів.

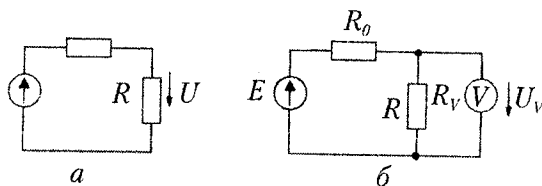


Рис. 6.5. Вимірювання напруги вольтметром

Схема включення вольтметра з додатковими резисторами R наведена на рис. 6.5, б. Їх опір визначається за умови $R_{1,2} = R_V(m_{1,2} - 1)$, де R_V – внутрішній опір вольтметра; $m_{1,2} = U_{1,2} / U_{mV}$ – масштабний коефіцієнт.

При включенні вольтметра з внутрішнім опором R_V до ділянки електричного кола змінюється режим її роботи. В цьому випадку виникає методична похибка вимірювання напруги (рис. 6.5, а, б):

$$\delta_U = -\frac{1}{(1 + R_V / R_{\text{ex.V}})},$$

де $R_{\text{ex.V}}$ – опір кола вхідний щодо затисків вольтметра;

R_V – внутрішній опір вольтметра.

Чим більший внутрішній опір вольтметра, тим менша методична похибка вимірювання напруги.

Для вимірювання постійних напруг до декількох кіловольтів застосовують в основному електростатичні вольтметри, рідше прилади інших систем з дільниками напруги.

Малі змінні напруги (до одиниць вольтів) вимірюють аналоговими і цифровими електронними вольтметрами за допомогою приладів випрямляючої системи. Для вимірювання змінних напруг від одиниць до сотень вольтів у діапазоні частот до десятків кілогерців використовують прилади електромагнітної, електродинамічної та випрямляючої систем. У діапазоні частот до десятків мегагерц напругу вимірюють приладами електростатичної та термоелектричної систем, цифровими вольтметрами. Випрямні та термоелектричні прилади представлені на рис. 6.6.

Випрямляючі прилади утворені сполученням магнітоелектричного вимірювального механізму та випрямляючого пристрою (рис. 6.6, а, б). Вони перетворюють змінний струм у пульсуючий. Рухома частина вимірювального механізму володіє, як відзначалося, інерцією і тому реагує на середнє значення пульсуючого струму.

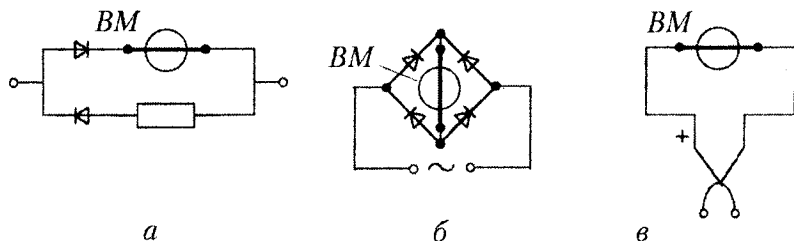


Рис. 6.6. Електричні схеми випрямляючих та термоелектричних приладів

У випадку вимірювання синусоїдного струму при використанні двопівперіодного випрямляча (рис. 6.6, б) на рухому частину вимірювального механізму діє обертаючий момент:

$$M_{вр.сп} = \Psi I_{сп} = \frac{2}{\pi} \Psi I_m = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \Psi I ,$$

де I – діюче значення синусоїдного струму.

Шкалу випрямляючого приладу градуюють у діючих значеннях синусоїдного струму I (чи синусоїдальної напруги U) і рівняння шкали має такий вигляд:

$$\alpha = S_1 \frac{1}{K_\phi} I ,$$

де K_ϕ – коефіцієнт форми синусоїди.

Напруга є процесом, що проходить у часі, і в часі може залишатися незмінною чи змінюватися.

Вольметри вимірюють певні інтегральні параметри поточного значення гармонійної напруги. Найрозповсюдженішими у вимірювальній практиці є чотири параметри напруги: пікове, середнє, середньовипрямлене, середньоквадратичне.

Пікове значення – найбільше чи найменше значення сигналу за час вимірювання:

$$U = \max(U(t)).$$

Середнє значення за час вимірювання T визначається виразом

$$U_{сп} = \frac{1}{T} \int_0^T U(t) dt .$$

За змістом **середнє значення** – це постійна складова сигналу $U(t)$ за час вимірювання T .

Середньовипрямлене значення (за модулем)

$$U_{ср\phi} = \frac{1}{T} \int_0^T |U(t)| dt .$$

Середньоквадратичне значення:

$$U = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T U^2(t) dt},$$

де $U(t) = U_m \sin(\omega t)$ для синусоїдного сигналу;

$U(t) = U_m(t/T)$ $0 \leq t \leq T$ – для пилковидного сигналу;

$U(t) = \begin{cases} U_m, & 0 < t \leq T_n \\ 0, & T_n < t \leq T \end{cases}$ – для прямокутного сигналу;

$U(t) = \begin{cases} U_m, & 0 < t \leq \frac{T}{2}; \\ -U_m, & \frac{T}{2} < t \leq T \end{cases}$ – для сигналу типу меандр.

Різновиди форм сигналів показані на рис. 6.7.

Квадрат значення напруги чисельно дорівнює середній потужності, що розсіюється на опорі 1 Ом.

Ці параметри пов'язані з трьома коефіцієнтами амплітуди:

- а) **пик-фактор:** $K_A = U_m / U$;
- б) **форм-фактор:** $K_\Phi = U / U_{срв}$;
- в) **усереднення:** $K_y = U_m / U_{срв}$.

З викладеного випливає рівність $K_y = K_A \cdot K_\Phi$.

Для кожної форми фізично реалізованого сигналу всі три коефіцієнти визначені, їх значення не залежить від параметрів сигналу.

Покази будь-якого вольтметра пропорційні величині одного з параметрів. Вид параметра, на який реагує вольтметр, визначає його назву: піковий вольтметр, вольтметр середньовипрямлених значень, вольтметр середньоквадратичних значень.

Якщо прилад проградуйований у значеннях параметра, на який реагує його перетворювач, то показ приладу при будь-якій формі вимірюваного сигналу дорівнює величині параметра вимі-

рюваного сигналу. У цьому випадку кажуть, що показ приладу не залежить від форми сигналу.

Значення коефіцієнтів амплітуди та середньоквадратичної напруги для різних форм сигналів наведені в табл. 6.1, в якій $Q = T/T_n$ – шпарування, K_{np} – коефіцієнт пропорційності, що показує, у скільки разів середньоквадратичне значення синусоїдної напруги більше за середньоквадратичне значення напруги, що змінюється за іншим періодичним законом за умови однакової амплітуди напруг.

Якщо ж прилад проградуйовано у значеннях параметра, що не співпадає з параметром, на який реагує його перетворювач, то покази будуть залежати від форми сигналу.

Розглянемо випадок, коли перетворювач змінює вхідний сигнал у середньовипрямлене значення, а шкала проградуйована в середньоквадратичному значенні. Прилад призначений для вимірювання напруги синусоїдного сигналу.

Необхідним є перехід від середньоквадратичного значення до середньовипрямленого:

$$U_{cp} = A_n / K_\phi,$$

де A_n – показ вольтметра.

Оскільки на виході перетворювача утворюється відгук, що пропорційний середньовипрямленому значенню на вході, то $U_{cp} = U_{срв}$, де $U_{срв}$ – середньовипрямлене значення напруги вхідного сигналу будь-якої форми, який вимірюється. По визначеному U_{cp} вимірюваного сигналу можна знайти інші значення: $U_m = U_{срв} \cdot K_y$; $U = U_{срв} \cdot K_\phi$, де K_y і K_ϕ – коефіцієнти для форми сигналу, що вимірюється. Виходячи з цього, маємо:

$$U_{срв} = A_n / K_\phi, \quad U_m = (K_y / K_\phi) A_n,$$

$$U = K_A \cdot U_m = K_y \cdot K_A \cdot A_n / K_\phi$$

Основні переваги випрямляючих пристроїв – висока чутливість, мале споживання потужності з вимірювального кола, здат-

ність працювати на підвищених частотах. Точність випрямляючих пристроїв відносно невисока. Наприклад, пристрій Ц-4311 має на постійному струмі клас точності 0,5, на змінному – 1,0. Верхня межа вимірювань напруги постійного струму 0,075...750 В, а напруги змінного струму – 0,75...750 В.

Таблиця 6.1

№ з/п	Параметри Види сигналу	K_A	K_Φ	K_y	$U_{\text{сер. кв.}}$	$K_{\text{нд}} = U_{\text{сер. кв. si.n}} / U_{\text{сер. кв. i}}$
1	Синусоїдний	1,41	1,11	1,57	$U_m / \sqrt{2}$	1
2	Пилковидний	1,73	1,16	2	$U_m / \sqrt{3}$	1,225
3	Прямокутний	$\sqrt{Q}$	$\sqrt{Q}$	Q	$U_m / \sqrt{Q}$	$\sqrt{Q} / 1,414$
4	Меандр	1	1	1	U_m	0,707

Випрямляючі прилади часто виконують у вигляді комбінованих багатоміжних приладів: в одному приладі сполучаються амперметр і вольтметр, кожний на кілька меж вимірювання.

Перевагами комбінованих приладів є висока чутливість (найменші межі вимірювань 0,25 – 0,3 мА і 0,3 В), мале власне споживання енергії, широкий частотний діапазон (10...20 кГц). До недоліків варто віднести нерівномірність шкали на початку (до 15 % межі вимірювання), невисоку точність.

Термоелектричні прилади являють собою сполучення магнітоелектричного механізму та одного чи декількох термоперетворювачів. На рис. 6.6, а показана схема приладу з одним термоперетворювачем: у ньому вимірювальний механізм підключений до холодних кінців термопари, робочі кінці якої (гарячий спай) приєднані до нагрівача, що включається в коло вимірювального струму.

Термо-ЕРС, що утворюється на холодних кінцях термопари, пропорційна квадрату діючого значення струму нагрівача, що нагріває дріт. Шкала термоелектричного приладу проградуйована безпосередньо в діючих значеннях струму чи напруги:

$$I_d = \sqrt{I_0^2 + I_1^2 + \dots + I_n^2} ;$$

$$U_d = \sqrt{U_0^2 + U_1^2 + \dots + U_n^2} ,$$

де I_0 , U_0 – постійні складова струму чи напруги, відповідно;

I_1 , U_1 , I_2 , U_2 тощо – діючі значення першої, другої та ін. гармонік струму чи напруги, відповідно.

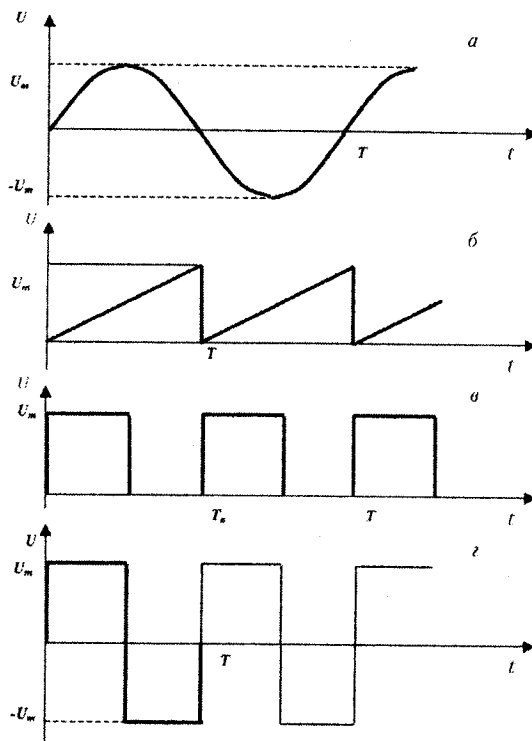


Рис. 6.7. Різновиди форм сигналів:
а – синусоїдний; б – пилковидний; в – прямокутний;
г – меандр

Термоелектричні прилади використовують як амперметри і вольтметри у широкому діапазоні від 45 Гц до 300 МГц. Номінальні струми – від 1 мА до 50 А. Класи точності – від 1,0 до 2,5. На частотах 300 МГц (Т22М) основна похибка досягає $\pm 5\%$.

Перевагами термоелектричних приладів є незалежність показань від форми кривої для вимірювання постійних та змінних струмів. До основних недоліків відносяться: невеликий термін служби, велике споживання енергії та мала перевантажувальна здатність.

Великі значення змінних напруг (понад кіловольт) вимірюють тими ж приладами, але із застосуванням вимірювальних трансформаторів напруги (рис. 6.4, б). Останні, крім перетворення змінної напруги, забезпечують ізоляцію вторинного кола від первинного, що знаходиться під високою напругою.

6.2. ВИМІРЮВАННЯ ПОТУЖНОСТІ ТА ЕНЕРГІЇ В ЕЛЕКТРИЧНИХ КОЛАХ

У практиці експлуатації та дослідження електричних кіл досить часто доводиться мати справу з задачею вимірювання потужності у всьому діапазоні частот – від постійного та змінного струму низької частоти до оптичного діапазону. В колах постійного та змінного струмів низької частоти потужність вимірюють прямим та непрямим методом за допомогою електромеханічних приладів. У діапазоні високих частот (ВЧ) перевагу надають прямим методам, як найбільш точним, а на надвисоких частотах (НВЧ) використовують тільки прямі методи, як єдино можливі.

6.2.1. Загальні відомості. Класифікація методів і приладів для вимірювання потужності

Методи вимірювання потужності залежать від її кількісного значення та частотного діапазону [15].

На постійному струмі при прямих вимірюваннях використовують ватметри електродинамічної системи, а при непрямих – амперметри і вольтметри магнітоелектричної, електромагнітної та електродинамічної систем. На змінному струмі використовують ватметри електродинамічної системи.

В залежності від способу вмикання в тракт проходження сигналу в діапазоні ВЧ та НВЧ ватметри поділяються на два типи: ватметри поглинальної потужності (рис. 6.8, а); ватметри прохідної потужності (рис. 6.8, б).

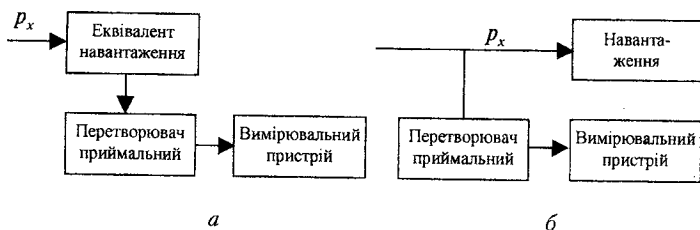


Рис. 6.8. Ватметри поглинальної та прохідної потужностей

За допомогою приймального перетворювача здійснюється перетворення електромагнітної енергії в інший вид енергії, яка легко вимірюється. При цьому в ватметрах першої групи (рис. 6.8, а) вся потужність поглинається еквівалентом навантаження. У приладах другої групи (рис. 6.8, б) на перетворювач подається тільки частина потужності, яка проходить на реальне навантаження.

За способом перетворювання електромагнітної енергії методи вимірювання потужності поділяються на теплові, електронні, пондеромоторні, фотометричні.

Теплові методи можуть бути:

а) термометричними; б) терморезисторними; в) калориметричними.

Електронні методи поділяються на: а) метод вольтметра; б) метод, заснований на використанні ефекту Холла; в) метод, заснований на використанні ефекту "гарячих" носіїв струму.

В залежності від значення, яке вимірюється, ватметри поділяються на:

- а) ватметри середнього значення потужності;
- б) ватметри імпульсної потужності.

Ватметри першої групи вимірюють потужність, яка усереднюється за період прямивання T імпульсів тривалістю t :

$$P_{cp} = \frac{1}{T} \int_0^T P(t) dt.$$

Ватметри другої групи вимірюють потужність, яка усереднюється за тривалість імпульсу:

$$P_i = \frac{1}{t} \int_0^t P(t) dt .$$

За рівнем середньої потужності, яка вимірюється, ватметри поділяються на:

- а) ватметри малої потужності (до 10 мВт);
- б) ватметри середньої потужності (від 10 мВт до 10 Вт);
- в) ватметри великої потужності (від 10 Вт до 10 кВт).

За точністю ватметри поділяються на вісім класів: 1; 1,5; 2,5; 4; 6; 10; 15; 25.

Ватметри діапазону ВЧ та НВЧ відносяться до підгрупи *М* і поділяються на такі види:

- М2* – ватметри прохідної потужності;
- М3* – ватметри поглинальної потужності;
- М5* – перетворювачі приймальні.

6.2.2. Вимірювання потужності на постійному струмі та низькій частоті

В колах постійного струму потужність *P*, яка споживається опором навантаження *R_н*, залежить від струму *I* в навантаженні та спаду напруги *U* на ньому:

$$P = U \cdot I = I^2 \cdot R = \frac{U^2}{R} .$$

При вимірюванні потужності непрямим методом можливі дві схеми вмикання вимірювальних приладів:

- з амперметром на вході (рис. 6.9, а);
- з вольтметром на вході (рис. 6.9, б).

У колах однофазного синусоїдного струму вимірюється активна потужність *P*, реактивна *Q* і повна *S*, які визначаються за формулами:

$$P = U \cdot I \cdot \cos \varphi = I^2 \cdot R ;$$

$$Q = U \cdot I \cdot \sin \varphi = I^2 \cdot x ;$$

$$S = U \cdot I = I^2 \cdot z ,$$

де U, I – середньоквадратичне значення напруги та струму в колі;

φ – зсув фази між напругою та струмом у навантаженні;

R, x, z – активний, реактивний та повний опори навантаження.

Повна потужність вимірюється в вольт-амперах (В*А), а реактивна в варах (вар). Прилади, що вимірюють реактивну потужність, називаються варметрами.

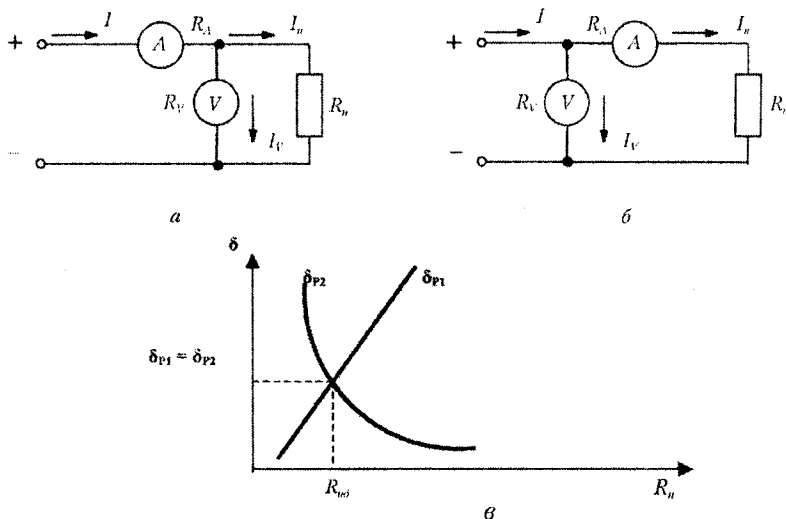


Рис.6.9. Вимірювання потужності методом амперметра-вольтметра

На практиці звичайно вимірюють активну потужність P , тому ватметрам та методам вимірювання активної потужності приділяють найбільшу увагу. Активну потужність вимірюють в ватах (Вт).

При непрямому методі вимірювання потужності має місце похибка методу вимірювання. Наприклад, в схемі, зображеній на рис. 6.9, *а* амперметр вимірює загальний струм I , тобто:

$$I = I_V + I_H.$$

Якщо P_1 – вимірювана потужність, а P_H – дійсна потужність, яка споживається навантаженням, то похибка визначається за виразом:

$$\delta_{P1} = \frac{P_1 - P_H}{P_H} = \frac{U_H \cdot I - U_H I_H}{U_H I_H} = \frac{I_V}{I_H} = \frac{R_H}{R_V}. \quad (6.1)$$

Аналогічно можна отримати вираз для обчислення похибки вимірювання за схемою, яка зображена на рис. 6.9, *б*:

$$\delta_{P2} = \frac{R_a}{R_H}. \quad (6.2)$$

При деякому значенні опору навантаження R_{H0} похибки схем однакові. Значення цього опору можна знайти, порівнявши вирази (6.1) та (6.2):

$$R_{H0} = \sqrt{R_a \cdot R_V}. \quad (6.3)$$

На рис. 6.9, *в* зображений графік залежності похибок методів вимірювання від опору навантаження для обох схем.

З аналізу цього графіка випливає практичний висновок: якщо $R_H = R_{H0}$, то для зменшення похибки методу слід використовувати схему, зображену на рис. 6.9, *а*, а якщо $R_H > R_{H0}$ – схему, зображену на рис. 6.9, *б*, тобто першу використовують при малих R_H , а другу – при великих.

При прямих вимірюваннях за допомогою ватметрів електродинамічної системи нерухома котушка, з опором R_o , вмикається послідовно з навантаженням R_n , а рухома, з опором R_v , паралельно джерелу або навантаженню. Таким чином, можуть бути дві схеми вмикання ватметра, які відмічені на рис. 6.10 літерами *A* та *B*.

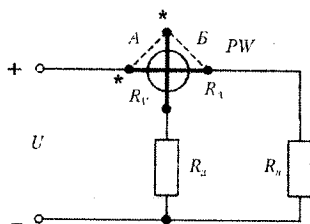


Рис. 6.10. Визначення потужності ватметром

Для поширення границі вимірювання послідовно з рухомою котушкою вмикається додатковий резистор R_d . В обох схемах опір R_d вибирається таким, щоб виконати умову:

$$R_v + R_d = R_{v0} \gg R_n. \quad (6.4)$$

В обох схемах вмикання ватметра присутня методична похибка за рахунок вживання ватметром деякої потужності. За аналогією з висновку формули (6.1), для схеми *A* (рис. 6.10) маємо:

$$\delta_{PA} = \frac{R_a}{R_n}, \quad (6.5)$$

а для схеми *B* (рис. 6.10) –

$$\delta_{PB} = \frac{R_n}{R_{v0}}. \quad (6.6)$$

З формул (6.5) та (6.6) видно, що значення похибки методу залежить від опору навантаження R_n , причому існує певне значення

$$R_{no} = \sqrt{R_a \cdot R_{V\partial}} ,$$

при якому $\delta_{PA} = \delta_{PB}$.

Таким чином, при $R_n < R_{no}$ слід користуватися схемою Б, а при $R_n > R_{no}$ – схемою А.

6.2.3. Методи вимірювання потужності в діапазоні ВЧ та НВЧ

Досить поверхнево розглянемо методи вимірювання потужності в діапазоні ВЧ та НВЧ.

Термоелектричний метод. Термоелектричний метод базується на перетворенні енергії НВЧ в теплову за допомогою терморпар з послідовним вимірюванням термо-ЕРС (ТЕРС).

Таким чином, терморпари одночасно виконують функцію узгодженого навантаження та термометра.

Для підвищення чутливості терморпари виготовляють диференціальними, як це зображено на рис. 6.11.

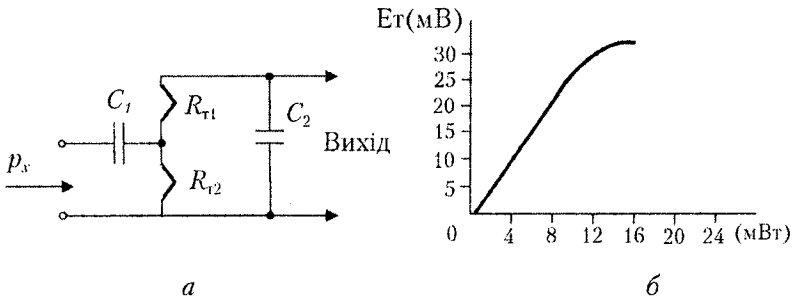


Рис. 6.11. Вимірювання потужності термоелектричним методом

Як видно з схеми, з наведеної на рис. 6.11, а, термопари з'єднані послідовно за постійним струмом і паралельно за високою частотою. Конденсатор C_1 використовується для розділення за постійним струмом. Значення R_{m1} та R_{m2} вибирати за умов узгодження з навантаженням.

Основною характеристикою термоелектричного перетворювача є амплітудна характеристика, типовий вигляд якої представлений на рис. 6.11, б.

Лінійна ділянка характеристики визначає границю вимірювання потужності P_x .

Основні переваги методу: а) широкий частотний діапазон; б) висока чутливість; в) малий час встановлення показань; г) висока точність; ж) низька залежність від температури навколишнього середовища.

Недоліки: а) малі границі вимірювання; б) чутливість до перервантів.

Терморезисторний метод. Принцип роботи полягає у використанні властивості терморезисторів змінювати опір при нагріванні, зокрема, при поглинанні терморезистором потужності НВЧ.

В залежності від виду терморезистора розрізняють болометричні та термісторні ватметри. Взагалі, ватметр складається з перетворювача потужності (терморезистора), вимірювальних мостів та схем термостабілізації.

Болометр являє собою платинову чи вольфрамову нитку малих розмірів ($l = \lambda / 8$; $d = 0,01 \dots 0,001$ мм), яка запаяна в скляний балон з вакуумом.

Термістори виготовляють з напівпровідникових елементів у вигляді бусинок розміром $d = 0,2 \dots 0,5$ мм, розташованих у скляному балоні. Речовина для виготовлення термісторів являє собою суміш окису марганцю та нікелю або окису марганцю, нікелю та кобальту.

На рис. 6.12, а зображена залежність опору болометра від потужності, яка на ньому розсіюється, а на рис. 6.12, б – аналогічна залежність для термістора.

Терморезисторні ватметри використовуються для вимірювання малих рівнів потужності та мають такі переваги:

а) широкий частотний діапазон; б) висока чутливість; в) малий час встановлення показчику; г) низький відсоток похибок (4...15 %).

Недоліки методу: а) мала границя вимірювання; б) великий температурний дрейф, який вимагає використання схем термокомпенсації.

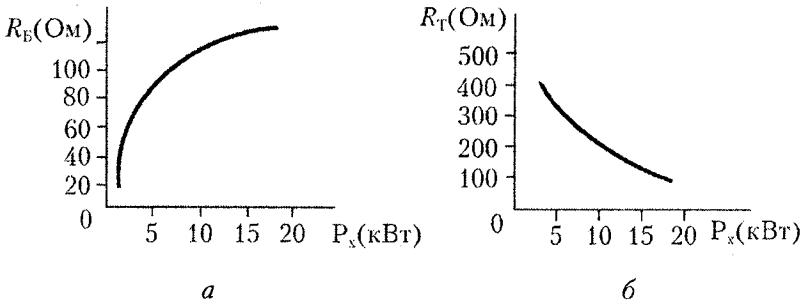


Рис. 6.12. Вимірювання потужності терморезисторним методом

Колориметричний метод. Принцип вимірювання потужності колориметричним методом полягає в перетворюванні електромагнітної енергії в теплову з подальшим вимірюванням кількості тепла.

До складу колориметричних ватметрів входять: а) колориметр, який виконує роль навантаження; б) пристрій для визначення кількості тепла – вимірювальний пристрій.

Головними перевагами колориметричних ватметрів є: а) широкий частотний діапазон, включаючи оптичний; б) великі границі вимірювання потужності; в) високі метрологічні характеристики.

До недоліків відносять: а) порівняно велика інерційність; б) великі габарити.

Метод вольтметра. Метод вольтметра, який інколи називають методом вимірювання потужності за спадом напруги на відомому опорі, полягає в вимірюванні напруги на резисторі з відомим опором за допомогою електронного вольтметра.

Потужність визначається з співвідношення:

$$P = \frac{U^2}{R_n} = \frac{U_m^2}{2R_n}, \quad (6.7)$$

де U – діюче значення напруги;

U_m – максимальне значення напруги.

З аналізу виразу (6.7) видно, що шкала такого ватметра квадратична. Ватметри, в яких реалізований цей метод, можуть бути використані для вимірювання сигналів безперервної генерації або імпульсних коливань.

Похибка вимірювання потужності визначається головним чином похибкою вимірювання напруги на навантаженні та має досить велике значення – 10...25 %.

До переваг методу слід віднести: а) простоту і високу надійність; б) можливість вимірювання сигналів великої потужності.

До недоліків методу відносять: а) низька точність; б) обмежений частотний діапазон.

Метод, заснований на ефекті Холла. Ефект Холла полягає у виникненні поперечної різниці потенціалів $E(x)$ ЕРС Холла в напівпровідниковій пластині, по якій в позовдовжньому напрямку тече електричний струм, що виникає під дією електромагнітної хвилі.

Середнє значення ЕРС Холла пропорційно розміру пластинки і визначається за формулою [31]:

$$E(x)_{cp} = \mu \cdot v \cdot l \cdot Pz_{cp},$$

де μ – магнітна проникність середовища;

v – рухливість носіїв струму;

l – подовжній розмір пластини;

Pz_{cp} – густина потоку потужності.

Перевагами такого методу є: а) лінійність шкали ватметра; б) простота та висока надійність приладу; в) мала інерційність, що дозволяє використовувати такі ватметри для вимірювання імпульсної потужності.

Недоліки методу: а) низька чутливість і точність вимірювання; б) залежність від температури навколишнього середовища; в) малий динамічний діапазон.

Пондеромоторний метод. Пондеромоторний метод вимірювання потужності полягає у використанні механічної дії електромагнітної хвилі на перешкоду.

Пондеромоторний ватметр являє собою відрізок хвилеводу, в якому підвищується на кварцовій нитці пластинка. З іншого кінця до пластини кріплять стержень, на якому знаходиться дзеркало. На це дзеркало падає промінь, який відбивається на шкалу приладу. Під дією електромагнітної хвилі пластинка відхиляється, що фіксується променем на шкалі.

Переваги методу: а) незалежність від перевантажень; б) висока точність (1,5 %).

Недоліки методу: а) вузькосмуговість, необхідність чіткої узгодженості з навантаженням; б) чутливість до вібрації.

Вимірювання реактивної потужності в однофазних колах. Ці вимірювання проводять за допомогою реактивних ватметрів, які називають варметрами. В цих приладах схемним шляхом створюється штучне зрушення фаз на 90° між напругою U на приймачі та струмом в обмотці напруги приладу I . На рис. 6.13 показані електрична схема і векторна діаграма струмів і напруг варметра. З схеми на рис. 6.13, а видно, що послідовно з рівнобіжною обмоткою R_w приладу і додатковим резистором R включена індуктивна котушка з опором X_L , а паралельно до цієї обмотки (затискачі а і б) підключений резистор опором R_1 . Тоді струм $I_V = I_2 - I_1$ при відповідному підборі параметрів $X_L \ll (R_w + R) = R_V$ виявляється зміщеним по фазі щодо напруги U рівно на 90° (рис. 6.13, б).

У результаті цього обертаючий момент виходить пропорційним $\sin \varphi$, де φ – кут зрушення фаз між напругою й струмом приймача:

$$CI \frac{U}{R_V} \cos(90^\circ - \varphi) = C_1 UI \sin \varphi ,$$

тобто обертаючий момент пропорційний реактивній потужності
 $Q = UI \sin \varphi$:

$$M_{об} = C_1 \cdot Q.$$

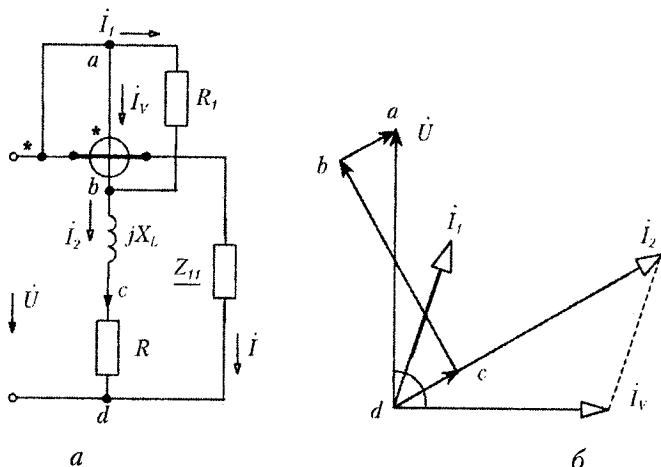


Рис. 6.13. Вимірювання потужності в однофазних колах

Кут відхилення стрілки варметра (на підставі рівності $M_{об} = M_{np}$):

$$\alpha = C_2 \cdot Q$$

та пропорційний реактивній потужності.

6.2.4. Вимірювання потужності в трифазних колах синусоїдного струму

Повна потужність при симетричному приймачі може бути виміряна методом амперметра-вольтметра та обчислена за формулою

$$S = \sqrt{3}UI,$$

де U та I – діючі лінійні напруга та струм.

При несиметричному приймачі повна потужність має вигляд:

$$S = |\underline{S}_1| + |\underline{S}_2| + |\underline{S}_3|,$$

де $\underline{S}_1, \underline{S}_2, \underline{S}_3$ – комплексні потужності фаз приймача.

Вимірювання активної та реактивної потужностей у трифазних колах проводять за допомогою трьох, двох чи одного ватметра, використовуючи різні схеми їхнього включення.

При вимірюванні активної потужності в чотиривпровідному колі включають три ватметри (рис. 6.14). Активну потужність приймача визначають за сумою показань трьох ватметрів:

$$P = P_1 + P_2 + P_3.$$

При симетричному приймачі активну потужність приймача визначають за допомогою одного ватметра, вимірюючи активну потужність однієї фази P_ϕ за схемою, що наведена на рис. 6.15. Активна потужність усього трифазного приймача дорівнює при цьому потроєному показанню ватметра: $P = 3P_\phi$. На рис. 6.15, а, б показане включення приладу безпосередньо в одну із фаз приймача. У випадку, коли нейтральна точка приймача недоступна чи затискачі фаз приймача, включеного трикутником, не виведені, застосовують схему рис. 6.15, в, яку називають схемою з штучною нейтральною точкою. У цьому випадку додатково у дві фази включають резистори з опором $R = R_\phi$.

Вимірювання активної потужності симетричного приймача у трифазному колі одним ватметром застосовують тільки при повній гарантії симетричності трифазної системи.

Схему двох ватметрів широко застосовують для вимірювання активної потужності симетричного чи несиметричного приймача. Цей метод придатний тільки для трипровідних трифазних кіл. Показання двох ватметрів при визначеній схемі їхнього включення дозволяють визначити активну потужність трифазного приймача, включеного в коло з симетричним джерелом напруги живлення. На рис. 6.16 показана одна з можливих схем включення ватметрів: котушки струму включені в лінійні проводи зі

струмами I_A та I_C , а котушки напруги – відповідно на лінійні напруги U_{AB} та U_{CB} .

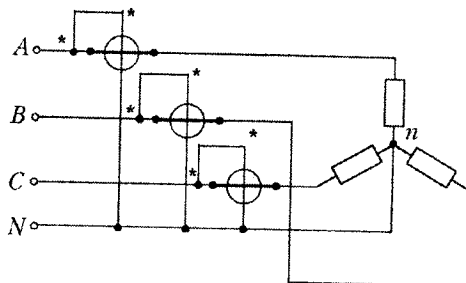
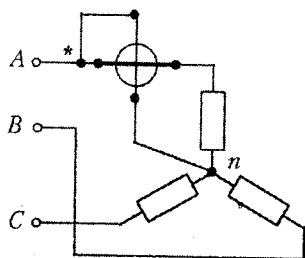
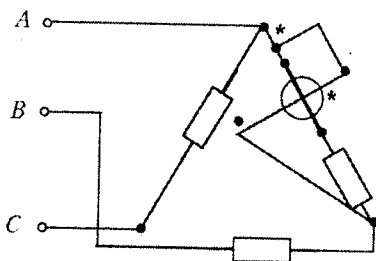


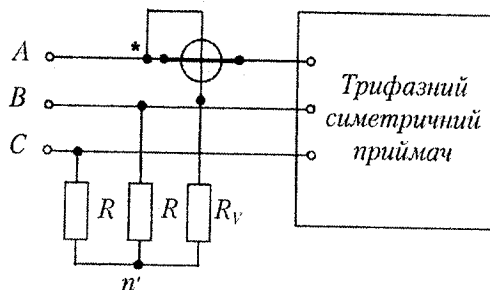
Рис. 6.14. Вимірювання потужності у чотирипровідному трифазному колі



а

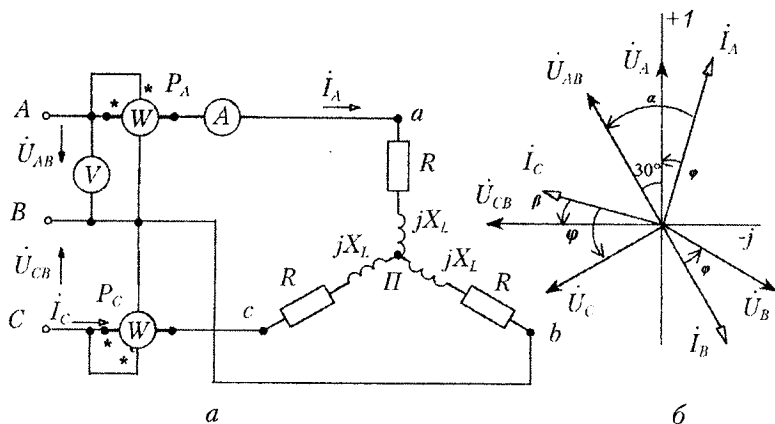


б



в

Рис. 6.15. Вимірювання активної потужності при симетричному приймачі у трифазному колі



6.16. Вимірювання активної потужності трифазного кола за допомогою двох ватметрів

Доведемо, що ватметри у схемі, яка наведена на рис. 6.16, а, вимірюють активну потужність трифазного приймача. Миттєва потужність трьох фаз приймача відповідає виразу $p = u_a i_a + u_b i_b + u_c i_c$. Замінюючи значення струму i_b через два інші струми $i_b = -i_a - i_c$ одержуємо:

$$p = u_a i_a + u_b (-i_a - i_c) + u_c i_c = (u_a - u_b) i_a + (u_c - u_b) i_c$$

або для лінійних струмів і напруг джерела

$$(u_{ab} = u_{AB}, u_{cb} = u_{CB}, i_a = i_A, i_c = i_C)$$

$$p = u_{AB} \cdot i_a + u_{CB} \cdot i_c.$$

Середню, тобто активну, потужність, виражену через діючі напруги та струми, визначають з виразу:

$$p = U_{AB} \cdot I_A \cos(\widehat{U_{AB} I_A}) + U_{CB} I_C \cos(\widehat{U_{CB} I_C}).$$

Через те, що косинуси кутів в отриманій формулі можуть бути як позитивними, так і негативними, в загальному випадку

активна потужність приймача, вимірювана за методом двох ватметрів, дорівнює алгебраїчній сумі показань.

На рис. 6.16, б наведена векторна діаграма струмів і напруг для рис. 6.16, а при симетричному активно-індуктивному приймачеві, включеному зіркою. Тут α – кут між векторами $\dot{U}_{AB}$ та $\dot{I}_A$, а β – кут між векторами $\dot{U}_{CB}$ та $\dot{I}_C$.

При симетричному приймачеві, як видно із векторної діаграми, сума показань ватметрів дорівнює

$$\begin{aligned} P &= UI \cos \alpha + UI \cos \beta = \\ &= UI \cos(\varphi + 30^\circ) + UI \cos(\varphi - 30^\circ) = \sqrt{3}UI \cos \varphi, \end{aligned}$$

де φ – кут зсуву фаз між напругою U_ϕ і струмом I_ϕ .

Можливі й інші схеми включення приладів для вимірювання потужності трифазного кола за допомогою двох ватметрів (рис. 6.17, а, б).

Для вимірювання активної потужності в трифазних трипровідних колах промислових установок і на електростанціях широке застосування знаходять двоелементні трифазні електродинамічні та феродинамічні ватметри, що містять в одному корпусі два вимірювальних механізми і загальну рухливу частину. Котушки обох механізмів з'єднані між собою за схемами, що відповідає методу двох ватметрів, який ми розглядаємо. Покази двоелементного ватметра дорівнюють активній потужності трифазного приймача.

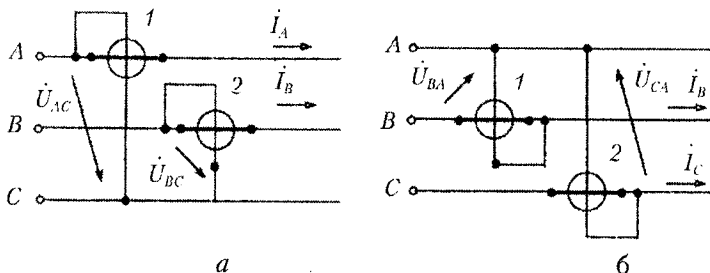


Рис. 6.17. Електричні схеми включення ватметрів для вимірювання активної потужності трифазного кола

Вимірювання реактивної потужності симетричного приймача, включеного в трипровідне трифазне коло, можна здійснити одним ватметром, включивши його за схемою, наведеною на рис. 6.18, *а*. Ця схема відрізняється від наведеної на рис. 6.15, що застосовується для вимірювання активної потужності. Так, якщо струмова обмотка ватметра включена в лінійний провід зі струмом I_A , то обмотка напруги підключається до двох інших проводів, тобто на напругу U_{BC} (на “чужу” напругу).

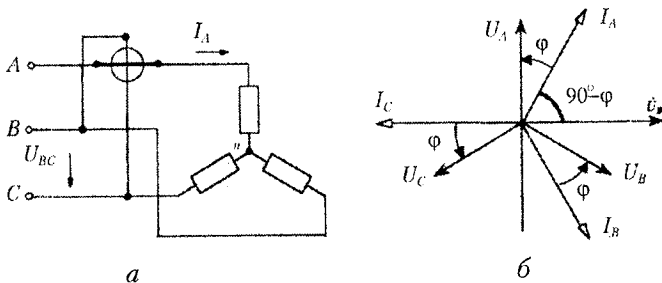


Рис. 6.18. Схема включення ватметра для вимірювання потужності трифазного кола (*а*) і векторна діаграма (*б*) для цієї схеми

Як видно із векторної діаграми (рис. 6.18, *б*), покази ватметра при такій схемі включення будуть відповідати виразу:

$$X_W = U_{BC} I_A \cos(\widehat{U_{BC} I_A}) = UI \cos(90^\circ - \varphi) = UI \sin \varphi.$$

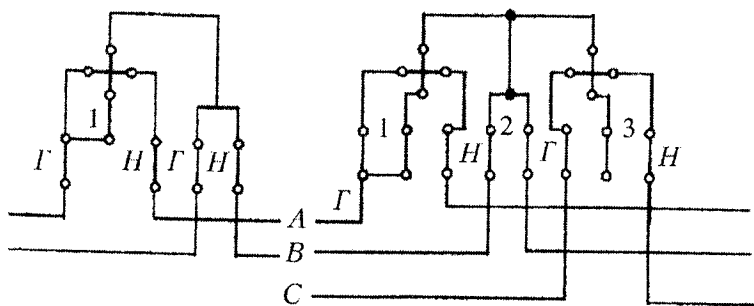
Для визначення реактивної потужності трифазного приймача необхідно показання ватметра помножити на $\sqrt{3}$, тобто $Q = \sqrt{3} X_W$, де X_W – показ ватметра.

6.2.5. Облік виробництва та споживання електричної енергії

Вимірювання енергії в одно- та трифазних колах змінного струму проводиться за допомогою електричних лічильників – приладів індукційної системи. Обертаючі елементи лічильників

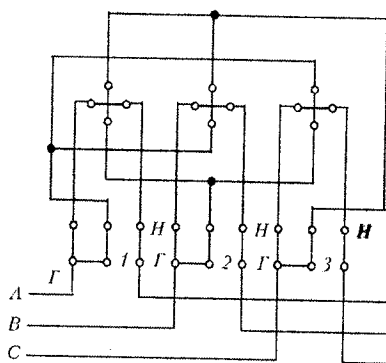
для обліку активної та реактивної енергії включаються за схемами включення ватметрів для вимірювання активної та реактивної потужностей. Генераторні затискачі токових обмоток позначають літерою Γ , а затискачі, до яких підключається навантажувальний пристрій (споживач) – літерою H .

Розглянемо найбільш розповсюджені схеми включення лічильників. На рис. 6.19, *а* зображена схема приєднання обмоток однофазного лічильника безпосереднього включення для обліку активної енергії. З рисунка видно, що дана схема аналогічна підключенню ватметра для вимірювання активної потужності в однофазних колах (рис. 6.10).



а

б



в

Рис. 6.19. Схема включення однофазного лічильника енергії

Включення обертаючих елементів двоелементних лічильників для обліку активної енергії в трифазних трипроводних колах (рис. 6.19, б, в) включаються аналогічно схемам включення двох ватметрів для вимірювання потужності (рис. 6.16).

Для обліку реактивної енергії в трифазних колах використовують лічильники реактивної енергії типу **РС4**. Обертаючі елементи таких лічильників включаються за правилами включення ватметрів на “чужу” напругу для вимірювання реактивної потужності (рис. 6.18).

Для розширення меж вимірювання лічильники реактивної енергії також можуть включатися через трансформатори струму і напруги.

Приклад. У схемі кола (рис. 6.16) при симетричному приймачі (електричний двигун) прилади показали:

$I_A = 4,4 \text{ A}$; $U_{AB} = 380 \text{ В}$; $P_A = 707 \text{ Вт}$; $P_C = 1665 \text{ Вт}$. Визначити активну потужність приймача, параметри схеми заміщення фази приймача.

Розв’язок. Активна потужність приймача, обмірювана ватметрами, дорівнює сумі їхніх показань:

$$P_w = P_A + P_C = 2372 \text{ Вт.}$$

Визначення параметрів проводимо таким чином. Коефіцієнт потужності приймача $\cos \varphi = P_w / \sqrt{3}UI = 0,82$ ($\varphi = 35^\circ$). Повний опір:

$$Z = \frac{U_\varphi}{I} = \frac{380}{\sqrt{3} \cdot 4,4} = 50 \text{ Ом};$$

$$R = Z \cos \varphi = 41 \text{ Ом};$$

$$X_L = Z \sin \varphi = 28,7 \text{ Ом}.$$

Таким чином, комплексний опір фази приймача

$$Z = R + jX_L = 41 + j28,7 = 50 \angle 35^\circ \text{ Ом}.$$

Відповідь: $R = 41 \text{ Ом}$; $X_L = 28,7 \text{ Ом}$.

6.3. ВИМІРЮВАННЯ ПАРАМЕТРІВ ЕЛЕМЕНТІВ ЕЛЕКТРИЧНИХ КІЛ

Як відомо, до параметрів електричних кіл відносяться опір R , ємність C , індуктивність L , взаємна індуктивність M . Для вимірювання значень цих величин використовують різноманітні методи прямого та непрямого вимірювання.

Вимірювання електричного опору постійного струму. Електричні опори котушок, резисторів та інших елементів постійного струму можна умовно поділити на малі (до 1 Ом), середні (1...10⁷ Ом) і великі (понад 10 МОм). Для вимірювання опорів застосовують метод амперметра-вольтметра і подвійні мости постійного струму. Найчастіше у практиці зустрічаються пристрої, що володіють середніми опорами, для вимірювання яких застосовують метод амперметра-вольтметра, омметри, одинарні мости (неавтоматичні з ручним зрівноважуванням і автоматичні) та різноманітні компенсаційні методи. Для вимірювання великих опорів використовують мегаомметри і тераомметри.

Метод амперметра-вольтметра (рис. 6.9, *а*, *б*) є найпростішим непрямым методом вимірювання малих і середніх опорів R . Схему рис. 6.9, *а* рекомендується застосовувати при вимірюванні малих опорів, тому що в цьому випадку струм $I_A \cong I_H$ через те, що вольтметр, як правило, має великий опір і струм $I_V \ll I_H$. Схему рис. 6.9, *б* краще застосовувати при вимірюванні середніх опорів, тому що в цьому випадку напруга $U_V \cong U_H$ через те, що амперметр має малий опір і напругу $U_A \ll U_H$. Обмірюваний опір R_H визначають за показниками вольтметра U_V і амперметра I_A для обох схем з співвідношення:

$$R_{\text{вим}} = R_H = \frac{U_V}{I_A}. \quad (6.8)$$

Однак внаслідок впливу внутрішніх опорів приладів вимірювання методом амперметра-вольтметра спільно з методичною похибкою: опір R , обчислений за формулою (6.8), буде відмінним від його фактичного значення R .

Відносна методична похибка вимірювання малих опорів визначається формулою [14]

$$\gamma_{мет} = \frac{R_A}{R_X} \cdot 100 \% ,$$

а великих

$$\gamma_{мет} = -\frac{R'_X}{R_V} \cdot 100 \% ,$$

де $R'_X = \frac{U_V}{I_A}$.

Знак “мінус” свідчить про те, що похибка вимірювання від’ємна, тобто отримане в результаті вимірювання значення R'_X буде менше істотного R_X .

Загальна відносна похибка:

$$\gamma_{\Sigma} \% = \pm (\gamma_{мет} \% + \gamma_A \% + \gamma_B \%) ,$$

де $\gamma_A \% = \gamma_{ка.то н.} \cdot \frac{I_N}{I}$; $\gamma_B \% = \gamma_{ка.то н.} / \frac{U_N}{U}$.

При точних вимірюваннях необхідно знати внутрішні опори приладів і вносити відповідні виправлення в результаті вимірювання. Похибка не перевищить 1 %, якщо для рис. 6.9, а вибрати вольтметр з опором $R_V > 0,01 \cdot R_X$, а для рис. 6.9, б – з опором $R_A > 0,01 \cdot R_X$.

Прямий метод (метод безпосередньої оцінки) використовується у вимірювачах з безпосереднім відліком вимірюваної величини за шкалою приладу, і такі прилади називаються омметрами (рис. 6.20).

В омметрах як джерела живлення постійного струму E найчастіше використовують сухий елемент, а індикаторним прила-

дом є магнітоелектричний мікроамперметр. Послідовно з мікроамперметром Ω і вимірюваним резистором R_x вмикається внутрішній калібрований резистор R_0 і додатковий резистор R_∂ (рис. 6.21, *а* – одноможний омметр).

На практиці найчастіше застосування омметри, що виконуються за схемою з декадно-кратними межами вимірювань (рис. 6.21, *б* – багатомежний омметр).

Перед вимірюванням опору омметри калібруються, для чого закорочуються вхідні клема R_x ($R_x = 0$) і потенціометром R_∂ (Уст. "0") встановлюють стрілку приладу на нульову позначку шкали, тобто максимальний струм протікає через індикаторний прилад, що відповідає відхиленню стрілки на повну шкалу (нульова позначка справа на шкалі):

$$I = \frac{E}{R_x + R_0}.$$

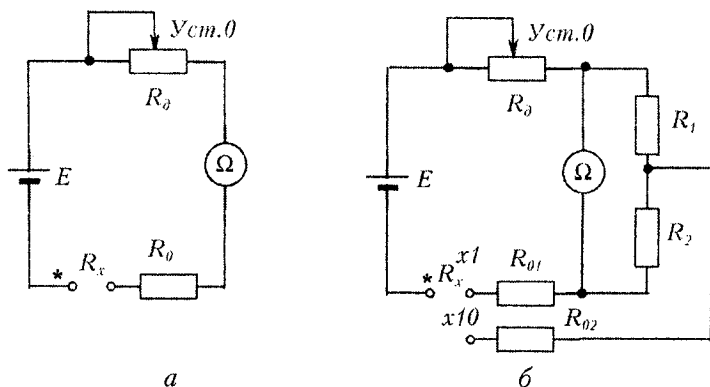


Рис. 6.20. Схеми омметрів: *а* – одноможний; *б* – двомежний

Після підключення до вхідних клем R_x струм через індикаторний прилад зменшується і стрілка відхиляється на менший кут:

$$I = \frac{E}{R_\partial + R_0 + R_x}.$$

Якщо вимірюваний опір дорівнює нескінченності ($R_x \Rightarrow \infty$), то відмітка “ ∞ ” – зліва на шкалі.

Комбіновані прилади прямої дії. Комбіновані прилади призначені для вимірювання струмів, напруг і опорів.

Відлік всіх вимірюваних величин здійснюється безпосередньо за шкалами загального стрілочного приладу магнітоелектричної системи. Застосування комбінованого приладу дозволяє зменшити кількість приладів, необхідних при виготовленні та експлуатації електронної апаратури (рис. 6.21).

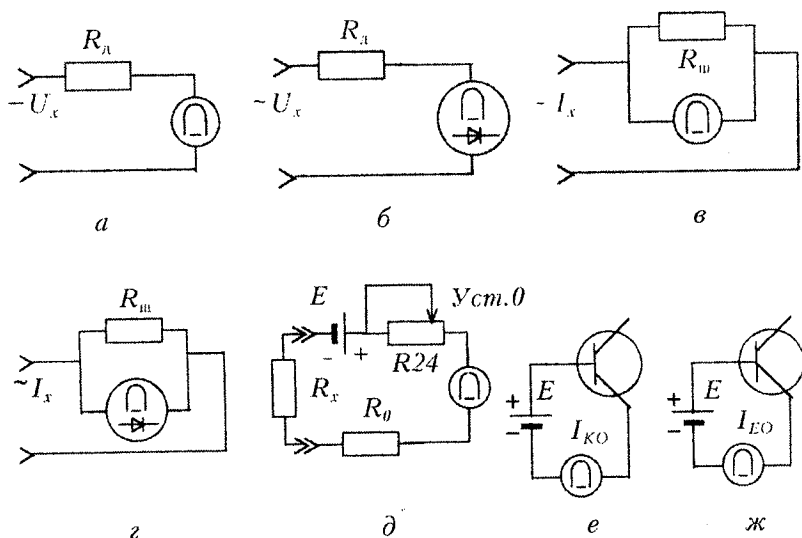


Рис. 6.21. Структурні схеми Ц4341 (тестера) для різних режимів роботи:

- а – вимірювання напруги постійного струму;
- б – вимірювання напруги змінного струму;
- в – вимірювання сили постійного струму;
- г – вимірювання сили змінного струму;
- д – вимірювання опорів;
- е – вимірювання оберненого струму I_{KO} ;
- ж – вимірювання оберненого струму I_{EO}

Такими приладами є **ампервольтметр-випробувач транзисторів Ц4341** та інші, що призначені для вимірювань:

- а) напруг постійного струму в межах від 0,3 до 900 В з $\gamma_n = \pm 2,5\%$ ($R_{ax} = 16,7 \text{ кОм/В}$);
- б) напруг змінного струму в межах від 1,5 до 750 В у діапазоні частот від 45 Гц до 15 кГц з $\gamma_n = \pm 2,5\%$ ($R_{ax} = 16,7 \text{ кОм/В}$);
- в) сили постійного струму в межах від 60 мкА до 600 мА з $\gamma_n = \pm 2,5\%$;
- г) сили змінного струму в межах від 300 мкА до 300 мА з $\gamma_n = \pm 4\%$;
- д) опору постійному струму до 5 мОм з $\gamma_n = \pm 2,5\%$ від довжини робочої частини шкали (64 мм);
- е) зворотніх струмів колекторного $I_{кзв}$ та емітерного $I_{ев}$ переходів транзисторів до 60 мкА;
- ж) статичного коефіцієнта підсилення транзистора по струму від 70 до 350.

За допомогою перемикачів роду роботи і меж вимірювань набирають потрібні схеми, що приймають участь у даному режимі роботи. Структурні схеми, що відповідають різним режимам роботи, зображені на рис. 6.21.

Розширення меж вимірювань струмів виконується за допомогою шунтів (рис. 6.21, б, г).

При вимірюванні обернених струмів, послідовно з джерелом E і перехідним транзистором вмикається мікроамперметр з мінімальною межею на 60 мкА.

Відомо, що кут повороту рухливої частини логометра пропорційний відношенню струмів у рамках. Як приклад нижче розглянутий такий омметр, який використовується для вимірювання великих опорів.

Мегомметр (рис. 6.22) являє собою омметр, призначений для вимірювання великих опорів (до 10^9 Ом). Він складається з логометричного вимірювального механізму і малопотужного генератора постійної напруги 500 і 1000 В, що приводиться в дію рукою. Для усунення витоків струму окремі елементи приладу екрановані, екрани приєднані до спеціального затиску E (екран). Для вимірювання опорів, що перевищують 10^9 Ом , вико-

ристовують електронні прилади, які називаються тераомметрами.

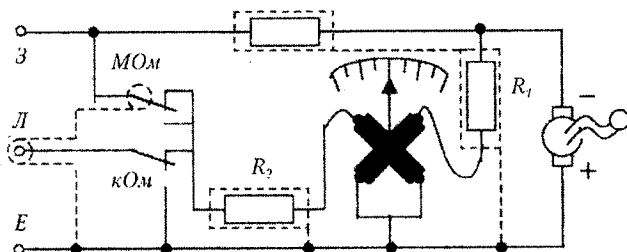


Рис. 6.22. Електрична схема мегаомметра

Розглянемо **мостовий метод вимірювання**. Вимірювальний пристрій, який виконаний за мостовою схемою (рис. 6.23) і дозволяє вимірювати електричний опір методом порівняння, називають вимірювальним мостом. Різновидами мостів постійного струму є як урівноважені, так і неурівноважені одинарні (чотиріпліччя) та подвійні (шестипліччя) мости. Мости виконуються з ручним та автоматичним зрівноважуванням. Найширше застосування мають одинарні урівноважені мости.

На рис. 6.23 представлена електрична схема одинарного моста постійного струму, що містить чотири плеча та дві діагоналі.

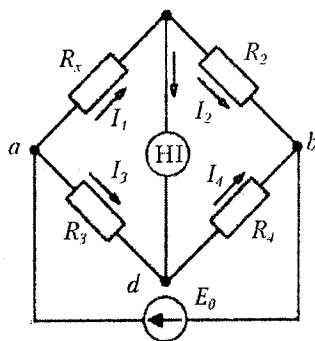


Рис. 6.23. Електрична схема вимірювального моста

В одне плече моста включається об'єкт з вимірюваним опором R_x , а три інших плеча утворені резисторами з опорами R_2, R_3 та R_4 . В одну діагональ моста (між вузлами a і b) включається джерело живлення з ЕРС, а в іншу (вузли c і d) – нульовий індикатор HI , що відіграє в колі моста роль покажчика його рівноваги. Коли потенціал точок c і d моста рівні між собою, струм у нульовому індикаторі $I = 0$. Міст у цьому режимі знаходиться у стані рівноваги, тобто його ознакою є нульове відхилення покажчика HI . При цьому справедливі співвідношення $I_1 = I_2; I_3 = I_4; R_x I_1 = R_3 I_3; R_2 I_2 = R_4 I_4$. Поділивши почленно два останніх рівняння одне на одне і врахувавши рівності струмів, одержимо $\frac{R_x}{R_2} = \frac{R_3}{R_4}$, звідки визначається рівняння рівноваги моста:

$$R_x R_4 = R_2 R_3.$$

Добутки опорів елементів, включених у протилежні плечі рівноваженого моста, дорівнюють один одному. Отримавши рівновагу моста шляхом регулювання опорів резисторів у плечах, обчислюють шукане значення опору R :

$$R_x = \frac{R_2 R_3}{R_4}.$$

Плече R_2 називають плечем порівняння, а плечі R_3 та R_4 – відносними плечами.

Одинарний міст служить для вимірювання тільки середніх опорів, малі та великі опори вимірювати ним не рекомендується. Нижня межа (одиниці Ом) вимірювання моста обмежена впливом опорів сполучених проводів і перехідних контактів, що неминуче включаються в плече ac послідовно з вимірюваним об'єктом R . Верхня межа (10 МОм) вимірювання моста обмежена шунтуючою дією струмів витоку.

Для вимірювання малих опорів служать подвійні мости, для вимірювання опорів у діапазоні $10^9 \dots 10^{16}$ Ом – спеціальні мости.

Крім мостів з ручним зрівноваженням, у вимірюваннях застосовують засновані на тому самому принципі автоматичні аналогові або цифрові мости. Вони дозволяють безперервно стежити за змінами вимірюваного параметра і навіть здійснювати його регулювання (будуть розглянуті далі).

Компенсаційний метод вимірювання дозволяє вимірювати малі та середні опори з найвищою точністю. На рис. 6.24 наведена схема вимірювального кола, що включає потенціометр постійного струму, перемикач на дві позиції, зразковий резистор R_0 , джерело живлення E та об'єкт з вимірюваним опором R_x . Здійснюючи вимірювання при двох положеннях перемикача, при одному і тому самому значенні струму в елементах R_0 та R_x ($I = \text{const}$), визначають $U_{\Pi 1} = R_x I$; $U_{\Pi 2} = R_0 I$. Шукане значення опору обчислюється із виразу $R_x = R_0 \cdot \frac{U_{\Pi 1}}{U_{\Pi 2}}$.

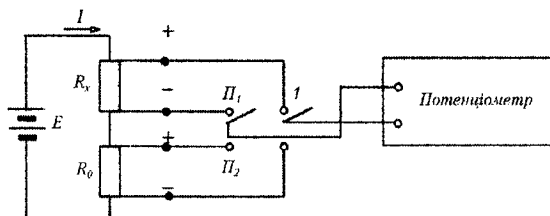


Рис. 6.24. Електрична схема вимірювання опорів компенсаційним методом

Вимір індуктивності, взаємної індуктивності та ємності. Для вимірювання індуктивності L , взаємної індуктивності M і ємності C застосовують прилади безпосередньої оцінки та прилади порівняння. Індуктивність L котушки як пасивного двополюсника визначають непрямим методом за допомогою амперметра, вольтметра і ватметра або резонансним методом. При

більш точному вимірюванні користуються мостовим методом. Взаємну індуктивність M найпростіше визначити індукційним методом, її можна виміряти і за допомогою моста. Ємність C вимірюють методами безпосередньої оцінки або методами порівняння.

Розглянемо деякі з цих методів (найбільш розповсюджені на практиці): спочатку методи безпосередньої оцінки, а потім – методи порівняння.

Метод амперметра-вольтметра – ватметра – (рис. 6.25) зручний і доступний для практичного визначення параметрів пасивних двополюсників змінного струму промислової частоти.

Результати вимірювання діючих значень струму I , напруги U і активної потужності P дозволяють обчислити повний опір двополюсника $Z = \frac{U}{I}$, активний опір $R = \frac{P}{I^2}$, реактивний опір

$X_L = \sqrt{Z^2 - R^2}$. Якщо вимірюваним об'єктом є індуктивна котушка, то шукана індуктивність має вигляд:

$$L = \frac{X_L}{\omega}.$$

Резонансний метод (рис. 6.26) дозволяє виміряти індуктивність котушки L більш точно, в порівнянні з методом амперметра-вольтметра-ватметра. Змінюючи ємність конденсатора C , домагаються максимального значення струму в колі, що відповідає режиму резонансу напруг. Тоді шукана індуктивність

$$L = \frac{1}{\omega_p C}.$$

Частота напруги джерела живлення E повинна бути відомою.

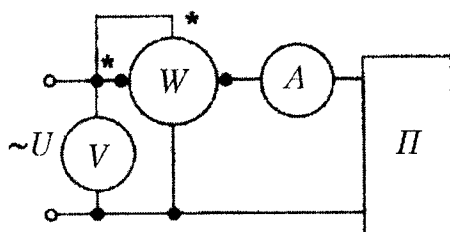


Рис. 6.25. Схема вимірювання параметрів пасивного двополюсника методом амперметра-вольтметра-ватметра

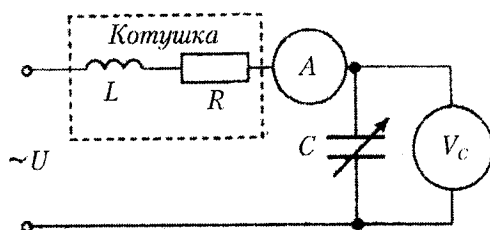


Рис. 6.26. Схема вимірювання індуктивності котушки резонансним методом

За схемою, аналогічно наведеній на рис. 6.26, побудований прилад, який називається куметром і призначений для визначення добротності котушки:

$$Q = \frac{X_L}{R} = \frac{U_C}{U},$$

де U_C – напруга на конденсаторі у резонансному режимі;

U – напруга на вході приладу.

Індукційний метод служить для непрямого вимірювання взаємної індуктивності M двох обмоток. Для цього в схемі (рис. 6.27) вимірюють струм I у колі первинної обмотки w_1 , підключеної до джерела живлення, і напругу U – на затисках розімкнутої вторинної обмотки w_2 . Опір вольтметра повинен бути обраний досить великим, щоб забезпечити режим, близький до розімкнутого для вторинної обмотки, при якому напруга U ,

вимірювана вольтметром, близька до значення ЕРС взаємної індукції $E_{\text{в}}$, наведеної на кінцях обмотки w_2 магнітним потоком, створеним струмом I_1 . Взаємна індуктивність визначається таким виразом:

$$M = \frac{U_{2x}}{\omega I_1},$$

де ω — частота напруги джерела живлення.

Фарадметр є приладом прямої дії, що дозволяє безпосередньо за шкалою визначити шукане значення ємності C_x . У цьому приладі використовується електродинамічний логометр.

Вимірювальний механізм фарадметра (рис. 6.28) містить нерухому котушку і дві рухомі, жорстко скріплені котушки 2 і 3.

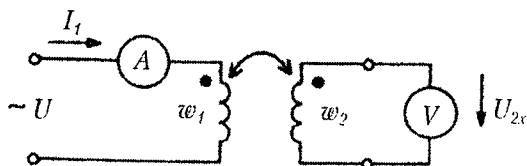


Рис. 6.27. Схема вимірювання взаємної індуктивності індукційним методом

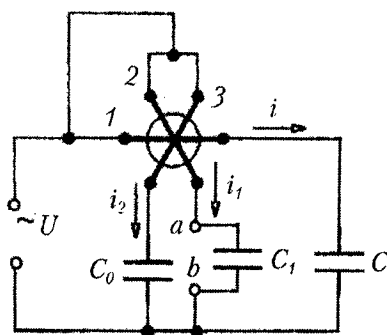


Рис. 6.28. Електрична схема фарадметра

В коло нерухокої котушки включений конденсатор з відомою ємністю C , а у коло рухокої котушки 3 – зразковий конденсатор ємністю C_0 . До вихідних затискачів приладу a і b , тобто в коло рухокої котушки 2 підключається вимірюваний об'єкт з ємністю C_x . При підключенні приладу до джерела живлення U в паралельних витках з'являються струми i_1 та i_2 . Зневажаючи опорами рухомих котушок, встановимо, що діючі струми i , відповідно, відхилення рухокої частини логометра рівні: $I_1 = U\omega C_x$; $I_2 = U\omega C_0$, а так як $\alpha = f\left(\frac{I_1}{I_2}\right)$, то

$$\alpha = f\left(\frac{C_x}{C_0}\right).$$

Шкалу фарадметра градують безпосередньо в одиницях ємності і при $C_0 = \text{const}$ прилад показує значення C_x .

Мостовий метод вимірювання як метод порівняння широко застосовують у колах змінного струму для точних вимірювань ємності C , індуктивності L та взаємної індуктивності M .

На рис. 6.29 наведена схема мостового кола, яке застосовується для визначення параметрів індуктивної котушки (R_1 і L_1). Тут комплексні опори плечей моста дорівнюють

$$\underline{Z}\underline{Z}_1 = R_1 + j\omega L_1; \quad \underline{Z}_2 = R; \quad \underline{Z}_3 = R_3; \quad \underline{Z}_4 = \frac{1}{\left(\frac{1}{R_4} + j\omega C_0\right)}.$$

Підставляючи ці значення в загальну умову рівноваги моста $\underline{Z}_1 \underline{Z}_4 = \underline{Z}_2 \underline{Z}_3$, та зіставляючи уявні та дійсні складові, одержимо

$$R_1 = \frac{R_2 R_3}{R_4}; \quad L_1 = C_0 \cdot R_2 R_3.$$

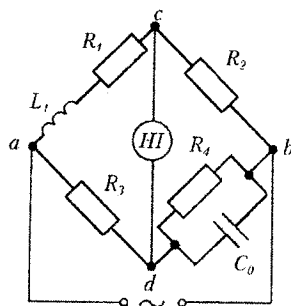


Рис. 6.29. Електрична схема мостового методу вимірювання параметрів котушки індуктивності

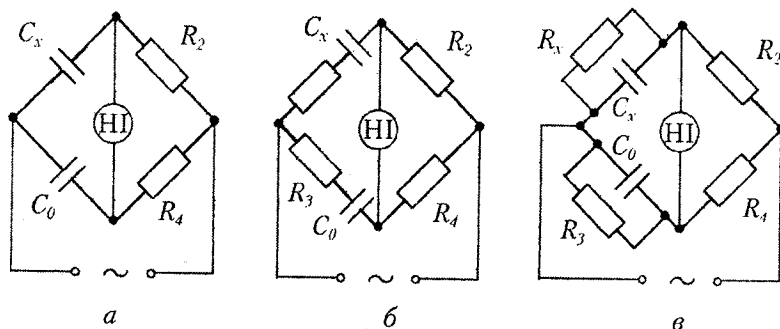


Рис. 6.30. Електричні схеми мостового методу вимірювання ємності конденсатора: *а* – без втрат; *б* – з малими втратами; *в* – з великими втратами

На рис. 6.30 наведені схеми електричних кіл мостів, які застосовуються для вимірювання ємності C_x конденсатора без втрат (рис. 6.30, *а*), з малими (рис. 6.30, *б*) і з великими втратами (рис. 6.30, *в*). Підставляючи в загальну умову рівноваги моста конкретні значення зазначених на схемах параметрів елементів плечей, одержимо розрахунковий вираз для C_x , однаковий для всіх трьох схем:

$$C_x = C_o \cdot \frac{R_4}{R_2}.$$

Крім значення ємності C_x конденсатора, мости змінного струму дозволяють визначити опір R_x еквівалентної схеми заміщення. Наприклад, для моста на рис. 6.30, б — $R_x = \frac{R_2 R_3}{R_4}$.

Як показує теорія мостів змінного струму, не кожне сполучення елементів у плечах моста призводить до його зрівноваження.

За умови рівноваги $Z_1 Z_4 = Z_2 Z_3$ можна одержати два рівня, що полегшують вибір включення елементів у плечі моста. Виразимо комплексний опір першого плеча в показовій формі: $Z_1 = Ze^{j\varphi_1}$. Аналогічно виражаємо опір інших плечей, підставляємо ці значення до умов рівноваги та одержуємо два рівняння:

$$Z_1 Z_4 = Z_2 Z_3;$$

$$\varphi_1 + \varphi_4 = \varphi_2 + \varphi_3.$$

Друге з цих рівнянь дозволяє правильно вибрати схему кола моста. Так для моста на рис. 6.30, а можна записати, що $\varphi_1 = -\frac{\pi}{2}$; $\varphi_4 = 0$; $\varphi_3 = -\frac{\pi}{2}$; $\varphi_2 = 0$. Підставляючи ці значення в друге рівняння, бачимо, що $-\frac{\pi}{2} + 0 = -\frac{\pi}{2} + 0$, тобто умова рівноваги виконується.

А чи можна зрівноважити міст, якщо в схемі, наведений на рис. 6.30, а конденсатор C_o перенести в плече з резистором R_4 ? У цьому випадку $\varphi_1 < 0$; $\varphi_2 = 0$; $\varphi_3 = 0$; $\varphi_4 < 0$, тобто $\varphi_1 + \varphi_4 < 0 = \varphi_2 + \varphi_3$. Ясно, що такий міст не може бути врівноваженим.

У таблиці 6.2 наведені основні характеристики RLC -метрів, що випускаються вітчизняною промисловістю.

Таблиця 6.2

Тип	Діапазон вимірювання частоти, Гц	C	L	R	G	Похибка, %
E7-9	$1,1 \cdot 10^4 \dots 1,1 \cdot 10^6$	$1 \dots 5000$ пФ	$0,1 \dots 10$ мкГн	—	—	0,4
E7-10	1000	$0,01$ пФ... 100 мкФ	$0,1$ мкГн ... 1000 Гн	$0,001$ Ом ... 10 Мом	$0,1 \dots 1$ См	0,1
E7-11	1000; 100	$0,1$ пФ... 1000 мкФ	$0,3$ мкГн... 1000 Гн	$0,1 \dots 10$ Мом	—	10

6.4. ВИМІРЮВАННЯ ЧАСТОТИ ТА КУТА ЗСУВУ ФАЗ В ЕЛЕКТРИЧНИХ КОЛАХ ЗМІННОГО СТРУМУ

Вимірювання частоти. В сучасних системах автоматичного контролю та керування, в обчислювальних пристроях, у багатьох галузях науки і техніки використовують сигнали широкого спектру частот – від інфранизьких до надвисоких. Тому вимірювання частоти є однією з найважливіших задач вимірювальної техніки. Вимірюють частоту електричних сигналів методами безпосередньої оцінки та порівняння.

В галузі низьких частот (до 2 кГц) для вимірювання використовуються **електромеханічні частотоміри**. Вище були розглянуті вібраційні частотоміри. На рис. 6.31, *а* показана електрична схема електромагнітного частотоміра. Струми I_1 та I_2 в обмотках логометра (рис. 6.31, *б*) розподіляються обернено пропорційно повним опорам витків. Параметри елементів R , L , C підібрані таким чином, щоб при середній вимірюваній частоті f_{cp} показчик приладу займав відповідне положення. При зміні частоти (відхилення від середньої) змінюються відповідно струми I_1 та I_2 (рис. 7.24, *в*), що призводить до зміни загального обертаючого моменту рухомої частини електромагнітного механізму. В результаті відбувається відхилення показчика на

визначений кут. Ці прилади мають нелінійну шкалу, невелику межу вимірювання, похибку на рівні 3 %, велику споживчу енергію. Промисловість випускає електромагнітні частотоміри типу Е 393 та електродинамічні частотоміри типу Д 506.

Вимірювання кута зсуву фаз. Вимірювання кута зсуву фаз між двома напругами проводиться при дослідженні різного роду чотириполюсників (трансформаторів, фільтрів, підсилювачів тощо) у заданому діапазоні частот, а також при визначенні залежності кута зсуву фаз від частоти. Кут зсуву фаз виражається в радіанах або в градусах і визначається методами безпосередньої оцінки та порівняння.

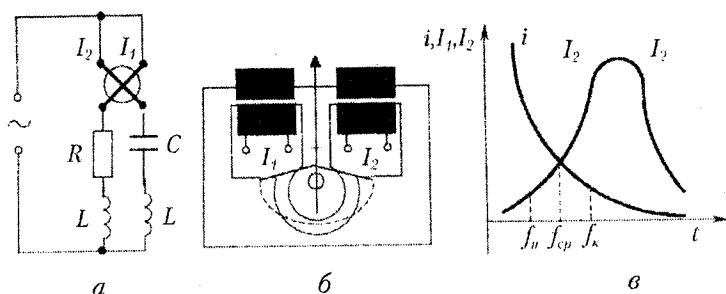


Рис. 6.31. Електрична схема (а), конструкція (б) і частотна характеристика (в) електромагнітного частотоміра

Електрична схема електродинамічного фазометра наведена на рис. 6.32. Прилад містить нерухому котушку 1 зі струмом навантаження I_H і дві жорстко скріплені під кутом 60° рухомі котушки 2 та 3 зі струмами I_1 та I_2 . Кут між площинами котушок 1 і 2 при нульовому положенні показчика ($\alpha = 0$) складає 150° . Взаємодія струмів I_H та I_2 і I_H і I_3 створює відповідно протилежно спрямовані обертаючі моменти M_1 і M_2 . Протидіючий механічний момент у приладі відсутній. Оскільки I_2 збігається за фазою з напругою U_H , то кут зсуву фаз між U та I_H дорівнює куту зсуву фаз між I_2 та I_H . Зсув фаз між $U_H(I_2)$ і I_3 стає рівним 60° шляхом включення в коло котушки

З індуктивного елементу L і резистора R . У цьому випадку можна показати, що в сталому рівноважному режимі, коли $M_1 = M_2$, кут повороту рухомої частини приладу дорівнює зсуву фаз між U_H та I_H .

Прилад має лінійну шкалу, він нечутливий до нестабільності напруги на навантаженні (Z_H). Недоліками такого типу приладів є велике споживання енергії та залежність показань від частоти.

Вітчизняна промисловість випускає електричні фазометри типу Д 578, наведена похибка яких знаходиться на рівні $\pm 0,5\%$.

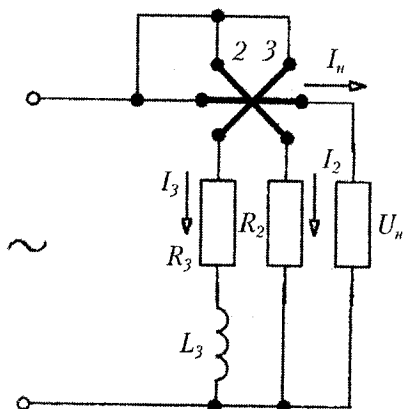


Рис. 6.32. Електрична схема електродинамічного фазометра

Метод перезаряджання конденсатора. Метод перезаряджання конденсатора реалізується в конденсаторному частотомірі, функціональна схема якого зображена на рис. 6.33.

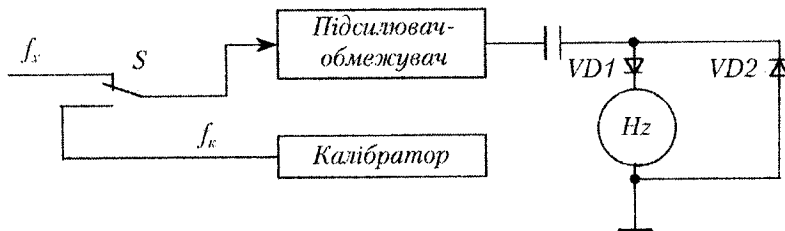


Рис. 6.33. Метод перезаряджання конденсатора

Сигнал з частотою f_x потрапляє на підсилювач-обмежувач, де він перетворюється у прямокутні імпульси, які діють на коло з конденсатором C та діодами $VD1$ і $VD2$. Під час дії додатного імпульсу конденсатор заряджається імпульсом струму, а після його закінчення розряджається до деякого значення. Стала часу заряду конденсатора обирається значно меншою, ніж тривалість додатного імпульсу. Середнє значення струму заряду $I_{ср}$, який проходить через діод $VD1$ та індикатор, залежить від кількості електрики q , накопиченої в конденсаторі, частоти f_x і визначається за формулою:

$$I_{ср} = f_x \cdot q = f_x \cdot C \cdot U_c, \quad (6.9)$$

де U_c – напруга на конденсаторі у встановленому режимі;

C – ємність конденсатора.

З формули (6.9) випливає, що шкала індикатора може бути проградуйована в значеннях вимірюваної частоти. Частотний діапазон може змінюватися завдяки зміні ємності конденсатора. Для цього вживається набір конденсаторів необхідної ємності з перемикачем.

Сумарна похибка методу складає 1...2 %, а діапазон частот, що вимірюється, знаходиться в межах 10 Гц...1 МГц.

Резонансний метод вимірювання частоти. Резонансний метод базується на використанні явища електричного резонансу в коливальних системах. За своєю суттю метод полягає в порів-

нянні вимірюваної частоти з резонансною частотою калібровано-го коливального контуру.

Типова структурна схема резонансного частотоміра зображена на рис. 6.34.

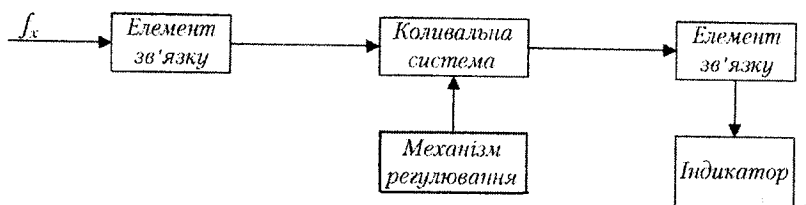


Рис. 6.34. Вимірювання частоти резонансним методом

Сигнал з частотою f_x через елемент зв'язку поступає в коливальну систему. Налаштування в резонанс фіксується за допомогою індикатора, а значення вимірюваної частоти знімають за шкалою механізму регулювання.

Такі частотоміри використовуються на частотах вище 1000 МГц.

Похибка такого методу складає 0,01...0,1 %.

Недоліком резонансного частотоміра є малий коефіцієнт перекриття частотного діапазону.

КОНТРОЛЬНІ ЗАПИТАННЯ ТА ЗАДАЧІ

1. Прилади яких систем використовуються для вимірювання напруги промислової частоти?
2. **Задача 1.** Розрахувати додатковий опір для вольтметра з номінальною напругою 50 В та опором 500 Ом, якщо вимірювальна напруга дорівнює 200 В.

Відповідь: 1500 Ом.

3. **Задача 2.** Для розширення верхньої межі вимірювання електростатичного вольтметра, до 2 кВ, що має номінальну напругу 300 В та $C_B = 30$ пФ, використовується ємнісний дільник напруги. Визначити ємність C_1 , якщо $C_2 = 500$ пФ

Вказівка: $m = \frac{C_1}{C_1 + C_2 + C_B}$ – масштабний коефіцієнт.

Відповідь: 4470 пФ.

4. **Задача 3.** Визначити опір шунта $R_{ш}$ і струм шунта $I_{ш}$ для міліамперметра, струм повного відхилення якого $I_{ном} = 50$ мА і внутрішній опір $R_H = 1,5$ Ом, якщо потрібно використовувати прилад для вимірювання струму до $I = 10$ А.

Відповідь: $R_{ш} = 0,00754$ Ом; $I_{ш} = 9,95$ А.

5. **Задача 4.** До вольтметра, опір якого $R_V = 30$ кОм, підключений резистор з опором $R_D = 90$ кОм. При цьому верхня межа вимірювання приладу складає 600 В. Визначити, яку напругу можна вимірювати приладом без додаткового резистора R_D ?

Відповідь: 150 В.

6. Навести основні схеми для вимірювання потужності у колі постійного струму.
7. Як вимірюється потужність у колах однофазного та трифазного струмів?
8. Якими приладами вимірюються параметри елементів електричних кіл R , L , C ? Які електромеханічні прилади використовуються для вимірювання частоти?
9. Які прилади використовуються для вимірювання зсуву фаз електричних сигналів?
10. **Задача 5.** Для визначення потужності ділянки кола з активним опором вимірювалися: напруга 125 В – вимірювальним приладом класу 1,5 з межею вимірювання 150 В, а також опір 20 Ом – вимірювальним мостом, похибка вимірювання

яким складає $\pm 0,2 \%$. Визначити потужність, абсолютну та відносну похибки.

Відповідь: $P = 781 \text{ Вт}$; $\Delta = \pm 29,7 \text{ Вт}$; $\delta = \pm 3,8 \%$.

12. **Задача 6.** Визначити найбільшу можливу відносну похибку при вимірюванні електричної енергії ватметром $P = 750 \text{ Вт}$, клас точності $K = 0,5$, якщо час 2 хв було виміряно з максимальною похибкою $\Delta t = \pm 2 \text{ с}$, а показання ватметра протягом зазначеного проміжку часу було 200 Вт .

Відповідь: $\delta = 3,6 \%$.

ГЛАВА 7. ЕЛЕКТРОННІ ВИМІРЮВАЛЬНІ ПРИБАДИ

7.1. ЗАГАЛЬНІ ВІДОМОСТІ

Для вимірювання електричних і неелектричних величин широко застосовуються електронні вимірювальні прилади.

Для електронних вимірювальних приладів характерні такі переваги – висока чутливість, мале власне споживання енергії з вимірювального кола, широкий частотний діапазон. Крім того, електронні вимірювальні прилади характеризуються рядом особливостей – швидкодією, простотою й зручністю реєстрації результатів вимірювання.

Застосування електронних вимірювальних приладів різноманітне. Найрозповсюдженіші – електронні вольтметри. Крім того, електронні прилади використовуються для вимірювання інтервалів часу, частоти та кутів зсуву фаз, для вимірювання спектральних характеристик сигналу тощо.

До недоліків електронних вимірювальних приладів можна віднести складність, обумовлену великою кількістю елементів, необхідністю джерел живлення.

7.2. ЕЛЕКТРОННІ АНАЛОГОВІ ВОЛЬТМЕТРИ

В цих приладах вимірювана напруга перетворюється за допомогою електронних пристроїв на постійний струм, який впливає на магнітоелектричний вимірювальний механізм з шкалою, градуйованою в одиницях напруги. Електронні вольтметри (ЕВ) володіють широким діапазоном вимірювання (від десятків нановольт до десятків кіловольт), великим входним опором (одиниці мегаом), широким частотним діапазоном (від нуля до сотень мегагерц).

Розрізняють вольтметри постійної та змінної напруги, універсальні, імпульсні й селективні.

Електронні вольтметри постійної напруги (ЕВПН). Спрощена структурна схема ЕВПН показана на рис. 7.1, де ПВ – вхідний підсилювач; ППС – підсилювач постійного струму; ВМ – магнітоелектричний вимірювальний механізм. Можна показати, що кут відхилення ВМ

$$\alpha = K_{ys} K_y S_U U_x = K_U U_x,$$

де K_{ys} і K_y – коефіцієнти перетворення ПВ та ППС; S_U – чутливість ВМ з напруги; K_U – коефіцієнт перетворення ЕВ.

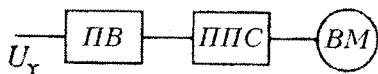


Рис. 7.1. Структурна схема електронного вольтметра постійної напруги

Підвищення чутливості ЕВ шляхом підвищення K_y нашоувхується на технічні труднощі через нестабільність роботи ППС, що характеризується зміною K_y і дрейфом нуля. Тому в таких вольтметрах

$K_y \approx 1$, а основне призначення ППС – забезпечити великий вхідний опір $R_{вх}$. В зв'язку з цим межа вимірювання цих приладів не буває нижче десятків мілівольт.

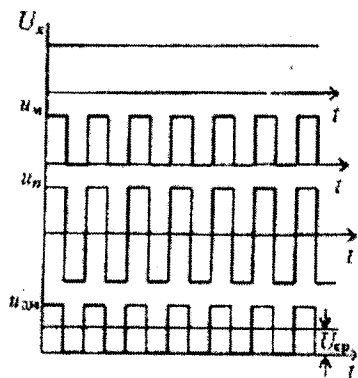


Рис. 7.2. Діаграми роботи ППС типу МДМ для ЕВПН:
 u_m – вихідний сигнал модулятора;
 u_n – вихідний сигнал підсилювача змінної напруги;
 u_{dm} – вихідний сигнал демодулятора

Для побудови високочутливих вольтметрів постійної напруги застосовують ППС типу МДМ (модуляція сигналу – підсилення – демодуляція). Середнє значення вихідної напруги при цьому $U_{cp} = K_y U_x$ (рис. 7.2).

У даному випадку можна отримати великий K_y , так як дрейф нуля підсилювачів постійного струму типу МДМ дуже малий. Така структура ЕВПН дозволяє забезпечити вимірювання напруг порядку 10 (десяти) мікрівольт. Наприклад, вольтметр типу В2-25 має діапазон вимірювання від 3 до 1000 мкВ (у цього вольтметра $K_y = 3,33 \cdot 10^5$).

Електронні вольметри змінної напруги. Структурна схема такого вольметра (рис. 7.3) включає в себе перетворювач змінної напруги Π_r , підсилювач постійного ППС (рис. 7.3, а) або змінного $\Pi_{\sim}$ (рис. 7.3, б) струму і магнітоелектричний вимірвальний механізм ВМ.

Електронний вольметр, побудований за схемою рис. 7.3, б, має широкий частотний діапазон (до 10^3 МГц), але невисоку чутливість (з тих же причин, що і у вольметрів постійної напруги). Межа вимірювання таких вольметрів — десятки мілівольт.

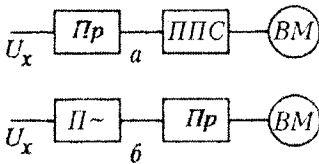


Рис. 7.3. Структурні схеми електронних вольметрів змінної напруги

до десятка мікрівольт, а частотний діапазон до — 10 МГц.

Залежно від того, які значення напруг необхідно вимірювати, розрізняють вольметри амплітудного, середньовипрямленого та діючого значень напруг.

Амплітудні вольметри мають амплітудні (пікові) детектори з відкритим (рис. 7.4, а) або закритим (рис. 7.4, б) входами. Для зменшення пульсації в першій схемі необхідно забезпечити співвідношення $\tau_{роз} \gg \tau_{зар}$, де $\tau_{роз}$ та $\tau_{зар}$ — постійні часу розрядки і зарядки конденсатора C , або $\tau_{зар} < 1/f_v$ і $\tau_{роз} < 1/f_n$, де f_v і f_n — верхня та нижня границі частотного діапазону. Особливістю цих перетворень є те, що вони пропускають постійну складову вхідного сигналу U_0 (якщо вона є) і тоді $U_{вих} = U_0 + U_m$, а рівняння шкали приладу —

$$\alpha = K_y(U_0 + U_m) \quad (7.1)$$

де U_m – амплітудне значення напруги.

Для другої схеми характерні пульсації, рівні U_m . Для їх зменшення використовується фільтр $R_\Phi C_\Phi$.

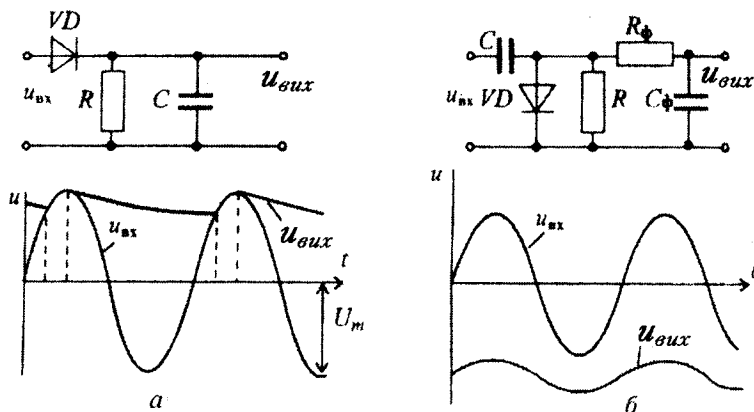


Рис. 7.4. Схеми і часові діаграми амплітудних детекторів з відкритим (а) і закритим (б) входами

Необхідно враховувати, що шкала електронного вольтметра градується в діючих значеннях синусоїдальної напруги, тому при вимірюванні напруги іншої форми необхідно робити перерахунок, використовуючи коефіцієнт амплітуди несинусоїдної напруги.

Вольтметри середнього значення напруги використовують перетворювачі змінної напруги в постійну (рис. 7.5).

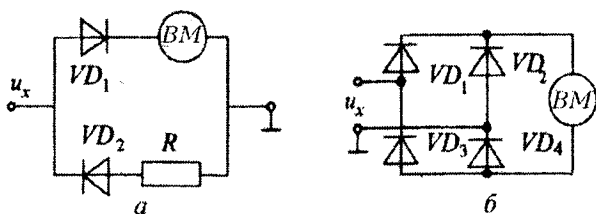


Рис. 7.5. Схеми однонапівперіодного (а) і двонапівперіодного (б) перетворювача напруги

При використанні схеми (рис. 7.5, *a* – однонапівперіодне випрямлення) струм в ВМ існує протягом напівперіоду. Діод VD_2 і резистор R використовують для вирівнювання обох напівхвиль струму в загальному колі, а також для захисту від пробою діода VD_1 в закритому стані.

При використанні схеми, що наведена на рис. 7.5, *б*, випрямлений струм через ВМ існує в обидва напівперіода і, отже, чутливість цієї схеми вища, ніж попередньої.

На ці перетворювачі звичайно подається підсилена напруга u_x . Це підвищує чутливість вольметрів і знижує вплив нелінійності діодів. Рівняння шкали у вольметрів середнього значення напруги мають вигляд:

$$\alpha = K_U \cdot 1 / T_0 \int_0^T u_x(t) dt = K_U U_{cp}. \quad (7.2)$$

Вольметри діючого значення напруги мають перетворювач змінної напруги з квадратичною характеристикою $U_{вих} = K_U U_{вх}^2$.

Як такі перетворювачі можуть бути використані термоперетворювачі. У вольметрів з такими перетворювачами показники незалежно від форми кривої вимірюваної напруги, пропорційні квадрату діючого значення:

$$\alpha = K_U \cdot 1 / T_0 \int_0^T u_x^2 dt = K_U U_x^2, \quad (7.3)$$

тобто вольметри мають квадратичну шкалу, що не завжди зручно. Тому існують розробки вольметрів діючого значення з рівномірною шкалою. Принцип побудови такого вольметра представлений на рис. 7.6.

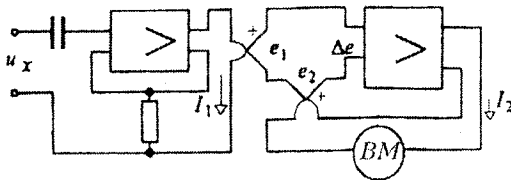


Рис. 7.6. Схема вольметра діючого значення з рівномірною шкалою

Тут використані два квадратичні елементи, один із яких знаходиться в колі від'ємного зворотного зв'язку (ВЗЗ):

$$e_1 = k_1 I_1^2; e_2 = k_2 I_2^2, \quad (7.4)$$

де I_1 та I_2 — струми нагрівачів, k_1 та k_2 — коефіцієнти, залежні від властивостей термопар.

Так як $I_1 = K_{y1} U_x$ (рис. 7.1), то $e_1 = k_1 K_{y1}^2 U_x^2 = k_2 I_2^2$. При великому коефіцієнті підсилення K_{y2} отримаємо $\Delta e = e_1 - e_2 \approx 0$. Це означає, що $e_1 \approx e_2$ та $k_1 K_{y1}^2 U_x^2 = k_2 I_2^2$, а відхилення покажчика вимірювального механізму ВМ складе

$$\alpha = S_1 I_2 = S_1 K_{y1} \sqrt{\frac{k_1}{k_2}} U_x = K_U U_x. \quad (7.5)$$

Таким чином, маємо рівномірну шкалу вольтметра.

Універсальні вольтметри. Ці вольтметри призначені для вимірювання постійної та змінної напруг, а також для вимірювання опору R_x (рис. 7.7).

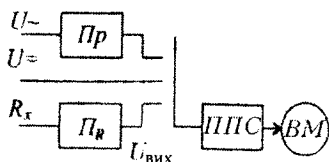


Рис. 7.7. Структурна схема універсального вольтметра

Перетворювач Π_R забезпечує функцію перетворення $U_{\text{вих}} = f(R_x)$, перетворювач Π_r — це перетворювач амплітудного значення із закритим входом, що пояснюється незалежністю напруги на виході від постійної складової напруги на

вході. Поява високостабільних операційних підсилювачів з малим дрейфом дозволяє суттєво знизити поріг чутливості в режимі вимірювання змінної напруги при збереженні достатньо широкого частотного діапазону.

Імпульсні вольтметри. Ці вольтметри використовуються для вимірювання амплітуди імпульсних сигналів різної форми. Особливістю їх роботи є мала тривалість вимірюваних імпульсів (10...100 нс), велика шпаруватість (до 10^9). Імпульсні вольтметри

грабуються в амплітудних значеннях напруги. В сучасних приладах використовуються компенсаційні схеми амплітудних перетворювачів (рис. 7.8). Напруга $u_{вх}$ заряджає конденсатор C_1 .

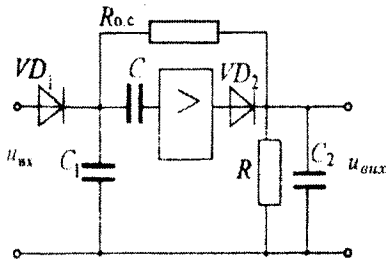


Рис.7.6. Схема амплітудного перетворювача

Змінна складова напруги на конденсаторі C_1 , яка викликана підзарядкою конденсатора вимірюваним імпульсом та його розрядкою в проміжки часу між імпульсами, підсилюється операційним підсилювачем і випрямляється за допомогою діода VD_2 . Постійна часу вихідного кола обирається

великою, тому напруга $u_{вих}$ майже не змінюється в проміжках між імпульсами. З виходу підсилювача через резистор зворотного зв'язку $R_{зз}$ компенсуючу напругу подається на конденсатор C_1 і тому напруга на ньому в сталому режимі практично дорівнює амплітуді вимірюваних імпульсів, а вихідна напруга:

$$U_{вих} = U_m R / (R + R_{зз}). \quad (7.6)$$

Селективні вольтметри. Ці вольтметри призначені для вимірювання діючого значення напруги в якій-небудь смузі частот або окремих гармонійних складових несинусоїдної напруги.

Спрощена схема (вольтметра) наведена на рис. 7.9.

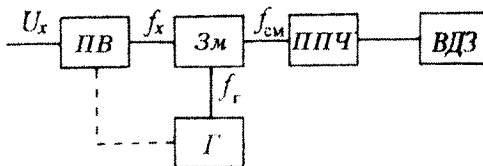


Рис. 7.9. Спрощена структурна схема селективного вольтметра

Вимірювана напруга U_x , через вимірювальний підсилювач ПВ подається на змішувач Зм. Останній перетворює частотний

спектр вимірюваної напруги так, що на виході з'являється напруга з різницевою частотою генератора $f - f_r$ та вимірюваної напруги f_x , тобто:

$$f_{zm} = f_x - f_{xi},$$

де f_{xi} — гармонічна складова вхідної напруги. Підсилювач проміжної частоти ППЧ настроєний на фіксовану середню частоту f_ϕ . Це означає, що на виході підсилювача $f_{zm} = f_\phi$ або $f_x = f_r + f_\phi$. Діюче значення цієї гармоніки вимірюється вольтметром діючого значення ВДЗ. Змінюючи частоту генератора, можна вимірити діюче значення різних гармонічних складових вхідної напруги.

7.3. ЕЛЕКТРОННІ ПРИЛАДИ ДЛЯ ВИМІРЮВАННЯ ПАРАМЕТРІВ ЕЛЕКТРИЧНИХ КІЛ

Електронні омметри мають широкий діапазон вимірювання ($10^{-4} - 10^{12}$ Ом) і служать для вимірювання опорів, резисторів ізоляції, контактів тощо. Похибка цих приладів складає від одиниць процентів до 10 % (при вимірюванні великих опорів).

В основу побудови омметрів покладено перетворення вимірюваного опору в постійну напругу від джерела стабілізованої напруги (ДСН), яке подається на магнітоелектричний вимірювальний механізм (ВМ). Найбільш розповсюдженими є схеми, наведені на рис. 7.10, де показані два варіанти включення резисторів R_j і R_x .

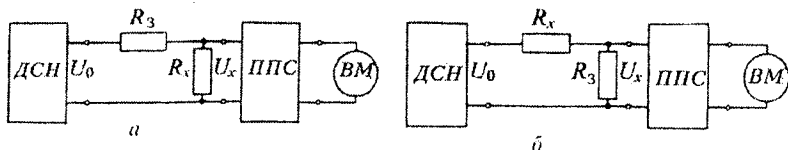


Рис. 7.10. Схеми електронних омметрів

Використовуваний підсилювач постійного струму (ППС) має великий вхідний опір $R_{вх}$, тому шунтуючою його дією нехтуємо.

Тоді:

1-й варіант (рис. 7.10, а) –

$$\alpha = kU_x = kU_0 \frac{R_x}{R_x + R_3}, \quad (7.7)$$

2-й варіант (рис. 7.10, б) –

$$U_x = kU_0 \frac{R_3}{R_0 + R_3}. \quad (7.8)$$

Очевидно, що шкала омметрів нерівномірна. Для зменшення похибки в омметрах передбачені регулювання «Встановлення нуля» при $R_x = 0$ та «Встановлення ∞ » при $R_x = \infty$. Також застосовуються схеми для побудови омметрів, які представлені на рис. 7.11.

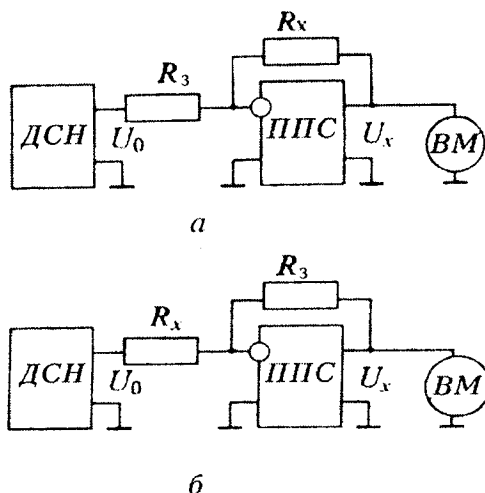


Рис. 7.11. Схеми електронних омметрів з колами зворотного зв'язку

В коло зворотного зв'язку ППС включається резистор з вимірюваним опором R_x або зразковий резистор R_3 . Вхідний

струм підсилювача практично дорівнює нулю, тому будуть справедливі співвідношення:

$$U_0 / R_3 = U_x / R_x \quad (\text{рис. 7.11, а}) \quad (7.9)$$

або

$$U_0 / R_x = U_x / R_3 \quad (\text{рис. 7.11, б}). \quad (7.10)$$

Для першого варіанту $U_x = U_0 R_x / R_3$ та $\alpha = SU$, де S — чутливість ВМ.

При вимірюванні великих опорів ($R_x = 10^6 \dots 10^{12}$ Ом) використання цієї схеми (рис. 7.11, а) призводить до більших значень похибки через те, що струми через резистори R_3 і R_x порівнюються з вхідним струмом ППС і струмами витоку. В цьому випадку необхідно використовувати схему другого варіанту приладу (рис. 7.11, б), в якому гіперболічна шкала дорівнює:

$$\alpha = SU_0 R_3 / R_x. \quad (7.11)$$

Струм через резистор R_x можна збільшити шляхом підвищення U_0 (до сотень вольт) і використання резистора R_3 з меншим опором.

Вимірювання малих опорів (до 10^{-4} Ом) здійснюється міліомметрами. Їх особливостями є живлення змінною напругою від генератора Γ (рис. 7.12) для виключення впливу термо-ЕДС і забезпечення високої чутливості (більшого коефіцієнта підсилення підсилювача) при вимірюванні малих опорів. Для зменшення впливу опору з'єднувальних проводів вимірюваний резистор вмикають за чотирипровідною схемою.

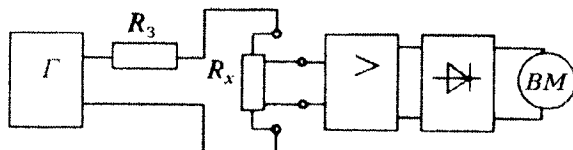


Рис. 7.12. Схема електронного омметра для вимірювання малих опорів

Електронні прилади для вимірювання індуктивності котушки L , ємності конденсатора C і добротності контура Q . У цих приладів найчастіше використовують принцип, заснований на явищі резонансу в LC -контурі. На рис. 7.13 наведена схема куметра (Q -метра), призначеного для вимірювання L , C , Q .

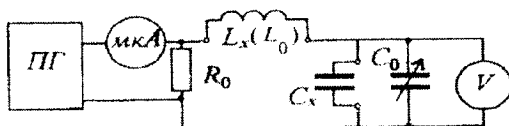


Рис. 7.13. Схема куметра

На схемі ПГ — переналагоджуваний генератор (генератор напруг змінної частоти); R_0 — резистор з малим опором (0,05 Ом), V — електронний вольтметр. Котушку L_x або конденсатор C_x під'єднують до відповідних затисків. Зміненням ємності конденсатора C_0 добиваються резонансу, що фіксується за максимальним показником вольтметра. Визначення добротності засноване на властивості послідовного коливального контуру при резонансі мати на реактивному елементі напруги в Q разів більшу за напругу на вході, тобто $U_{C_0} = QR_0 I$. Шкалу вольтметра градуують в одиницях добротності для певного робочого струму.

Визначення L_x і C_x засноване на такому співвідношенні:

$$f_0 = 1 / 2\pi\sqrt{LC} ,$$

де f_0 — резонансна частота.

При вимірюванні індуктивності

$$L_x = 1 / [(2\pi f_0)^2 C_0] ,$$

при вимірюванні ємності

$$L_x = 1 / [(2\pi f_0)^2 L_0] .$$

7.4. ЕЛЕКТРОННІ ЧАСТОТОМІРИ ТА ФАЗОМЕТРИ

Електронний частотомір. На рис. 7.14, *а* показана його схема, а на рис. 7.9, *б* – часові діаграми. Принцип дії електронного частотоміра полягає в наступному. Формувач імпульсів ФІ формує імпульси тривалості Δt з частотою f_x вхідного сигналу ($u_\phi(t)$ на рис. 7.14, *б*). Ними управляється електронний ключ ЕК.

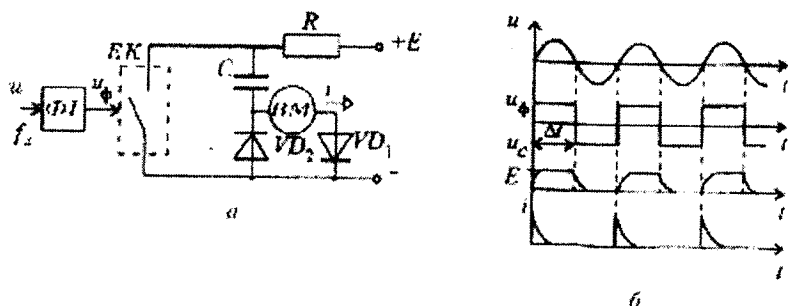


Рис. 7.14. Схема (*а*) і часові діаграми (*б*) електронного частотоміра

При розімкненому ключі конденсатор C заряджається по колу $R - C - IM - VD_1$. При замкнутому ключі — розряджається по колу $C - VD_2$. Якщо постійні часу зарядки і розрядки конденсатора C підбрані так, що він за час Δt встигає повністю зарядитися до напруги $U_c = E$ і розрядитися до нуля (графік $u_c(t)$ на рис. 7.14, *б*), то середнє значення зарядного струму $i(t)$ (рис. 7.14, *б*) через магнітоелектричний вимірювальний механізм IM буде дорівнювати:

$$I_{\text{ср}} = q / T_x = CEf_x, \quad (7.12)$$

тобто пропорційно частоті досліджуваного сигналу. Цей принцип роботи закладений в частотомірі Ф5043, що має верхню межу вимірювань 20 кГц і клас точності 0,5.

Електронний фазометр. Структурна схема і часові діаграми електронного фазометра показані на рис. 7.15. Напруги u_1 та u_2 зсунуті за фазою й в обох каналах за допомогою формувачів імпульсів (ФІ), диференційованих кіл (ДК) і діодів VD_1 і VD_2 перетворюються в короткі імпульси (u_{VD_1} і u_{VD_2} на рис. 7.15, б), які надходять на входи R і S тригера. Імпульси останнього подаються на магнітоелектричний вимірювальний механізм ВМ ($i(t)$ на рис. 7.15, б).

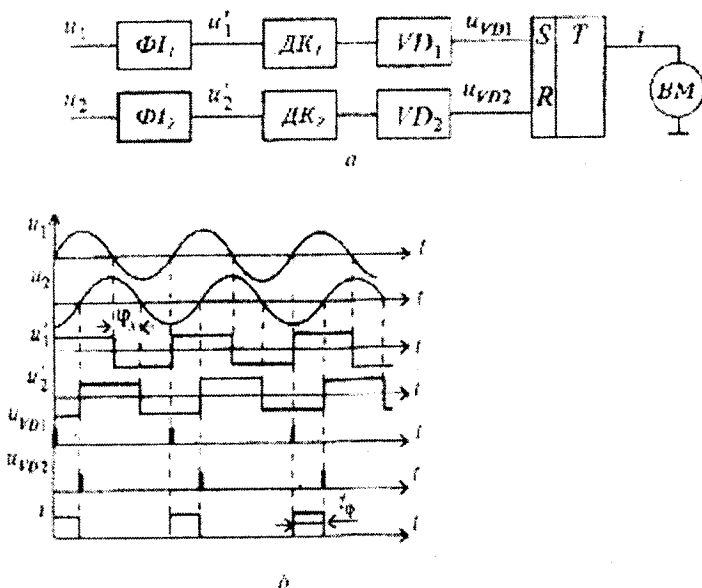


Рис. 7.15. Схема (а) і часові діаграми (б) електронного фазометра

Тривалість імпульсу t_ϕ на виході тригера пов'язана з фазовим зсувом:

$$t_\phi = \phi_x / 2\pi f, \quad (7.13)$$

де f — частота вхідних напруг.

Середнє значення струму через ВМ

$$I_{\text{ср}} = I_m t_{\varphi} / T = I_m \varphi_x / 2\pi ,$$

тобто шкала приладу лінійна і не залежить від частоти вхідних сигналів f .

7.5. ЕЛЕКТРОННІ ВАТМЕТРИ ТА ЛІЧИЛЬНИКИ

Електронні ватметри будуються на основі вимірювального перетворювача потужності в напругу, на виході якого встановлюється магнітоелектричний механізм.

Принцип роботи перетворювачів полягає в реалізації залежності $P = 1/T \int_0^T u i dt$. Звідси виходить, що необхідним елементом є пристрій для перемноження u та i — множний пристрій (МП).

Розрізняють параметричні і модуляційні МП.

Параметричні МП можуть бути з прямим і непрямим перемноженням. При прямому перемноженні використовується чотириполосник, на вхід якого подається одна величина (наприклад, u), а інша величина (i) управляє коефіцієнтом передачі (рис. 7.16, а). В цьому випадку вихідний сигнал $u_{\text{вих}} = k u i$. Для вказаної схеми маємо:

$$u_{\text{вих}} = R_y / R ; R_y = K_y i .$$

Тоді вихідний сигнал:

$$u_{\text{вих}} = K_y u i / R . \quad (7.14)$$

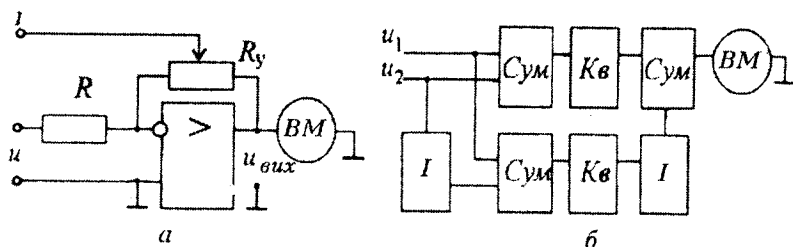


Рис. 7.16. Структурні схеми електронних ватметрів

Як пристрої усереднення тут використовуються вимірювальний механізм ВМ. Тому

$$U_{\text{вих}} = 1/T \int_0^T u_{\text{вих}} dt = (K_y / R) \int_0^T u i dt = K_y P / R. \quad (7.15)$$

Кут відхилення магнітоелектричного ВМ

$$\alpha = S U_{\text{вих}} = S K_y P / R. \quad (7.16)$$

Параметричні МП можуть бути побудовані з використанням непрямих способів множення. Наприклад, розглянемо таку рівність:

$$4u_1 u_2 = (u_1 + u_2)^2 - (u_1 - u_2)^2.$$

Якщо

$$u_1 = U_m \sin \omega t, \text{ а } u_2 = Ri = RI_m \sin(\omega t - \varphi),$$

то

$$4u_1 u_2 = 4u_1 R, \text{ і } = 4RUI \cos \varphi - 4RUI \cos(2\omega t - \varphi).$$

Постійну складову $4RUI \cos \varphi$ можна виміряти магнітоелектричним МП, а змінна складова відфільтровується ним. Структурна схема ватметра з таким параметричним МП показана на рис. 7.16, б, де I — інвертори; Σ — суматори; $K\varphi$ — квадратичні пристрої. Ця схема має невисоку точність вимірювання потужності через труднощі підбору елементів з квадратичною характеристикою. Інвертори (рис. 7.17, а) і суматори (рис. 7.17, б) досить просто реалізуються на операційних підсилювачах. Приклад схемної реалізації квадратичного пристрою, зробленого на діодно-резистивних комірках, наведений на рис. 7.17, в.

Найточнішими є модуляційні МП, засновані на подвійній модуляції імпульсних сигналів — широтно-імпульсній і амплітудно-імпульсній. Структурна схема та часові діаграми такого перетворювача потужності в напругу показані на рис. 7.18.

Генератор Г виробляє прямокутні імпульси з постійною амплітудою U_a періодом T_0 і тривалостями позитивної t_1 і від'ємної t_2 напівхвиль. При $t_1 = t_2$ середнє значення напруги $U_r = 0$.

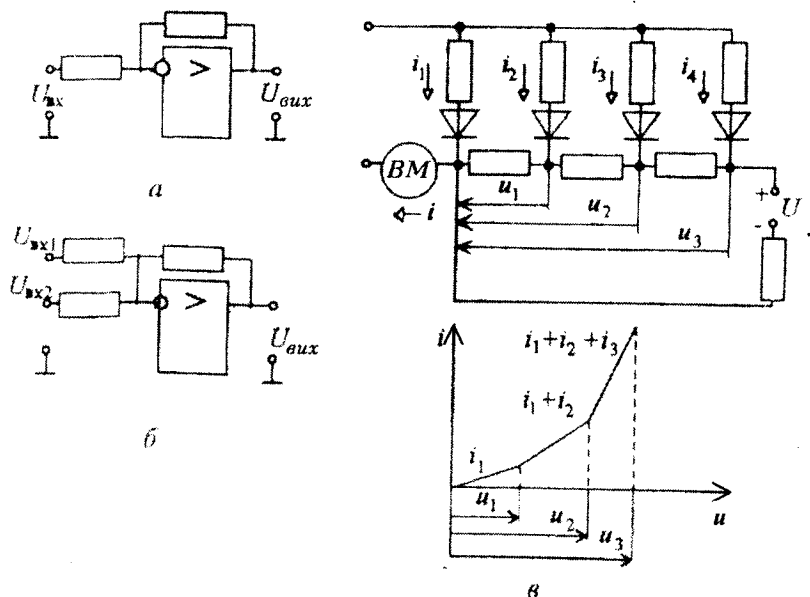


Рис. 7.17. Схеми операційних пристроїв

Під впливом струму i в широтно-імпульсному модуляторі (ШІМ) тривалості t_1 та t_2 змінюються за таким законом:

$$(t_1 - t_2) / T_0 = \Delta t / T_0 = K_{ш} i ,$$

де $K_{ш}$ — коефіцієнт перетворення ШІМ.

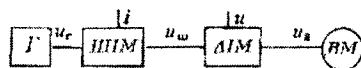
Середнє значення напруги на виході ШІМ за період:

$$U_{ш} = \Delta t / T_0 U_a = K_{ш} i U_a .$$

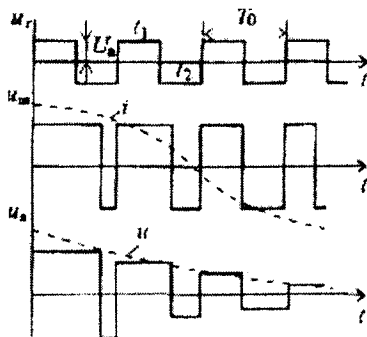
В амплітудно-імпульсному модуляторі (АІМ) амплітуда цих імпульсів модулюється пропорційно напрузі u , тобто:

$$U_a = K_a u ,$$

де K_a — коефіцієнт перетворення АІМ.



a



б

Рис. 7.18. Схема перетворювача потужності в напругу (*a*) і його часові діаграми (*б*)

Тоді середнє значення напруги на виході АІМ буде дорівнювати:

$$U_{\text{сер}} = K_a K_{\text{ш}} u i ,$$

тобто пропорційно миттєвому значенню потужності.

Вимірювальний механізм ВМ усереднює цю напругу:

$$U = 1/T \int_0^T K_a K_{\text{ш}} u i dt = K_a K_{\text{ш}} P , \quad (7.17)$$

де T — період зміни струму i та напруги u .

Електронні лічильники активної енергії будуються на основі розглянутих перетворювачів з наступним інтегруванням вихідної величини у відповідності до залежності $W = \int_{t_1}^{t_2} P dt$. Одна із мо-

жливих реалізацій цієї залежності має структурну схему, яка показана на рис. 7.19.

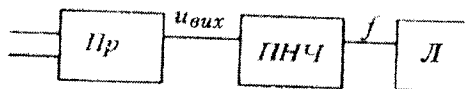


Рис. 7.19. Структурна схема електронного лічильника активної енергії

Тут Пр — перетворювач потужності в напругу (один із розглянутих вище); ПНЧ — перетворювач напруги в частоту; Сч — лічильник імпульсів. Напруга $u_{вих}$ перетворювача пропорційна активній потужності, як показано вище. Ця напруга перетворюється ПНЧ в частоту f , котра також є пропорційною потужністю P . Вихідні імпульси з отриманою частотою перераховуються лічильником Сч і, отже, його показники пропорційні енергії W .

7.6. ЕЛЕКТРОННО-ПРОМЕНЕВІ ОСЦИЛОГРАФИ

7.6.1. Загальні відомості. Класифікація електронних осцилографів

Осцилографом називається пристрій, призначений для спостереження, вимірювання параметрів, запису чи фотографування електричних процесів, що змінюються з часом.

Сучасні осцилографи отримали широке розповсюдження в промисловій та науково-дослідній практиці, біології, медицині тощо.

За принципом дії осцилографи поділяються на: магнітоелектричні (світлові); електронні.

Принцип дії магнітоелектричних осцилографів базується на взаємодії провідника, по якому протікає досліджуваний струм, з магнітним полем постійного магніту. Тут чутливим елементом є шлейф (магнітоелектричний гальванометр). Такі осцилографи застосовуються при дослідженнях повільно мінливих неперіодичних процесів.

Найбільш широке розповсюдження в практиці отримали електронно-променеві осцилографи (ЕПО), в яких як індикатори застосовуються електронно-променеві трубки (ЕПТ) з малою інерційністю сфокусованого електронного променя (40 % від усіх приладів складають осцилографи, якими проводиться до 90 % всіх вимірювань).

В залежності від призначення та електричних характеристик електронні осцилографи (ЕО) поділяються на групи:

- а) за кількістю одночасно досліджуваних сигналів (однопроменеві, двопроменеві, багатопроменеві);
- б) за шириною смуги пропускання (широкосмугові, вузькосмугові та універсальні);
- в) за характером досліджуваного сигналу (гармонічного, імпульсного, стробоскопічного, універсального);
- г) за точністю (I, II, III та IV класи точності).

7.6.2. Електромеханічний осцилограф

Принцип роботи електромеханічного (світлопроменевого, шлейфового) осцилографа аналогічний принципу дії приладу магнітоелектричної системи, тобто заснований на взаємодії магнітного поля досліджуваного струму провідника з магнітним полем постійних магнітів. Електромеханічний осцилограф складається з вимірювального механізму (вібратора), оптичної системи, пристрою для візуального спостереження й фотографування та електричної схеми (рис. 7.20).

Магнітоелектричним вібратором (рис. 7.20, б) є пристрій, що складається з постійного магніту 1, в магнітному полі якого розташовується виток проводу 4 у вигляді петлі (шлейфа), виготовленої з тонкої та легкої металевої стрічки з прикріпленим до неї дзеркальцем 2. Петля натягається пружиною 5 і спирається на дві ізолюючі призми 3. Вібратор поміщується у пластмасовий корпус із вікном для променів світла (джерело розташоване навпроти дзеркала). Для заспокоєння петлі і зменшення частоти її власних коливань корпус заповнюється кремнієорганічною рідиною.

При проходженні через петлю досліджуваного струму його магнітне поле (рис. 7.20, в) та взаємодія з магнітним полем постійного магніту 5, створюють пари сил F , а відповідно і

обертальний момент M , що повертає петлю з дзеркальцем на деякий кут α .

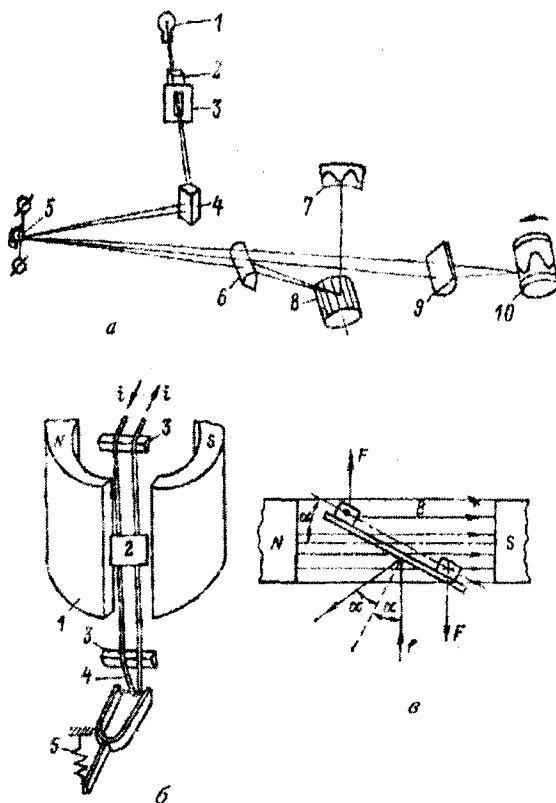


Рис. 7.20. Структурна схема електромеханічного осцилографа

При малих значеннях кута α обертальний момент M пропорційний величині струму, тобто

$$M = iBS\alpha,$$

де i – миттєве значення струму;

B – магнітна індукція;

S – активна площа шлейфа, що залежить від діючої довжини однієї сторони шлейфа та його ширини;

α – кут повороту.

Куту повороту дзеркальця відповідає такий самий за величиною кут відображення променя світла f , який падає на дзеркальце. Це буде справедливо лише при малій інерції шлейфа та великій частоті його власних коливань.

На рис. 7.20, *a* зображена загальна схема пристрою електромеханічного осцилографа.

Оптична система складається із джерела світла 1, конденсаторної лінзи 2 з діаграмою 3, що дозволяє поділяти пучок світла на декілька частин в залежності від кількості вібраторів осцилографа, системи призми 4...9. Призми (або інші оптичні пристрої) забезпечують одержання відбитого від дзеркальця 5 променя, що падає на фотоплівку обертового з постійною швидкістю барабана 10. Частина пучка світла лінзою 6 направляється на обертову дзеркальну призму 8 для візуального спостереження досліджуваного струму на екрані 7.

При проходженні досліджуваного змінного струму через шлейф із дзеркальцем останнє набуває коливального руху. В результаті промінь світла накреслить на нерухомій фотоплівці горизонтальну пряму, довжина якої буде відповідати подвійній амплітуді струму. Якщо ж барабан із плівкою буде обертатися з постійною швидкістю, то на фотоплівці після її прояви утвориться осцилограма досліджуваного струму, тобто крива залежності $i = f(t)$. В даному випадку розгортка осцилограми забезпечується рухом з постійною швидкістю плівки в напрямку, перпендикулярному руху променя, що прийшов із дзеркальця. Для дослідження процесів різної тривалості електромеханічні осцилографи мають регулювання швидкості руху плівки барабана, тобто його обертання.

У зв'язку з одержанням дуже малих струмів за допомогою датчиків при дослідженні різних процесів доводиться застосовувати рамкові вібратори (гальванометри) на розтяжках, що мають декілька десятків витків і магнітне заспокоєння. Така конструкція не тільки підвищує чутливість, але і зменшує габаритні розміри приладу.

Для розширення меж вимірювання напруги та струму в електромеханічних осцилографах застосовують магазини шунтів і додаткових опорів.

Основними технічними характеристиками електромеханічних осцилографів є: кількість каналів, діапазон частот, що реєстру-

ються приладом, межі вимірювання за струмом і напругою, швидкість руху фотоплівки та її матеріал (фотоплівка, осцилографічний папір), запас фотоплівки, джерело світла, позначка часу (інтервалів).

Прикладом електромеханічного осцилографа промислового типу є прилад К109, що має 20 каналів. Він складається з переносного осцилографа Н109 із блоком живлення П133, магазинів шунтів і додаткових опорів. Межі реєстрації амплітуди струму до 0,5 А, а напруги до 40 В. Обладнаний установкою інтервалів між оцінками часу 1; 0,1; 0,01 с і екраном візуального контролю. Швидкість руху фотоплівки: 12-20-35-60-100-180-300-500-900-1500-2500 мм/с. Живлення 220 В, 50 Гц. Джерело світла – ртутна лампа і лампа накаливання.

Перші з них мають значну інерцію і тому використовуються для дослідження (запису) повільно мінливих неперіодичних процесів тривалістю до 1 мс, а також для запису або візуального спостереження періодичних коливань із частотою до десятка тисяч герц.

7.6.3. Основні характеристики та параметри електронних осцилографів

В загальному випадку електронний осцилограф має такі метрологічні характеристики та параметри.

1. **Смугу пропускання або параметри перехідної характеристики (ПХ).** Смуга пропускання — це діапазон частот, в якому амплітудно-частотна характеристика (АЧХ) має спад не більше 3 дБ відносно значення на опорній частоті. Опорна частота — частота, на якій спад АЧХ відсутній. Значення спаду АЧХ у децибелах знаходять з співвідношення

$$N = 20 \lg(l_{f_{\text{оп}}} / l_{f_{\text{вим}}}),$$

де $l_{f_{\text{оп}}}$ — розмір зображення на опорній частоті; $l_{f_{\text{вим}}}$ — розмір зображення на частоті, для якої вимірюється спад АЧХ.

2. **Нелінійність амплітудної характеристики підсилювачів осцилографа β_a .** Її вимірюють, подаючи на вхід осцилографа сигнал імпульсної або синусоїдної форми, з амплітудою, що за-

безпечує отримання в центрі екрану електронно-променевої трубки зображення сигналу розміром в одну поділку шкали. Потім вимірюють розмір зображення сигналу в різних місцях робочої частини екрану, переміщуючи його по вертикальній осі за допомогою зовнішнього джерела напруги. Значення β_a визначають за формулою

$$\beta_a = (l - 1) \cdot 100 \%,$$

де l — найбільш відмінний від однієї поділки шкали екрану розмір зображення сигналу в будь-якому місці робочої частини екрану.

3. Якість відтворення сигналу в імпульсному осцилографі.

Цю якість зручніше характеризувати параметрами не АЧХ, а ПХ. Зазвичай нормують ті параметри ПХ, що отримують на екрані осцилографа (рис. 7.21) при подачі на його вхід досліджуваного імпульсу, що наближається за своїми параметрами до ідеального перепаду напруги.

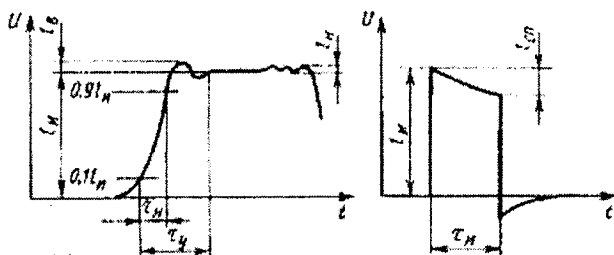


Рис. 7.21. Параметри ПХ та визначення спаду вершини

Час нарощення перехідної характеристики τ_n вимірюють за таких умов: на вхід осцилографа подають імпульси з часом наростання не більше 0,3 часу наростання ПХ, вказаного у стандартах або технічній документації на осцилографи конкретного типу. Тривалість імпульсу повинна бути не менше ніж у 10 разів більше часу наростання ПХ. Викид на імпульсі не повинен перевищувати 10 %. При зміні τ_n амплітуду зображення

імпульсу встановлюють максимальною, змінюючи амплітуду вхідного сигналу. При положенні вхідного дільника, відповідного ряду мінімальних чутливостей, допускається вимірювання часу нарощення при менших амплітудах зображення, але не менше 40 % максимальної амплітуди.

Час нарощення *ПХ* визначають як час нарощення зображення імпульсу, протягом якого відбувається відхилення променя від рівня 0,1 до рівня 0,9 амплітуди імпульсу (викид не враховується). Ця операція здійснюється на імпульсах позитивної та негативної полярностей.

Величину викиду на ПХ вимірюють на тому самому випробувальному сигналі, а амплітуду зображення імпульсу встановлюють рівною 70 % від максимальної, регулюючи амплітуду вхідного сигналу. При мінімальних чутливостях ця амплітуда може бути меншою, але не менше 40 % від максимальної амплітуди зображення.

Значення величини викиду

$$\delta_u = I_e / I_i \cdot 100 \%,$$

де I_e — амплітуда зображення викиду; I_i — амплітуда зображення імпульсу.

Визначення δ_u здійснюють на імпульсах позитивної та негативної полярностей.

4. Спад вершини зображення імпульсу вимірюють, подаючи на вхід каналу вертикального відхилення імпульс тривалістю більше $25\tau_i$ з амплітудою, що забезпечує максимальний розмір зображення імпульсу в робочій частині екрану *ЕПТ*.

Значення спаду вершини імпульсу вимірюють за його зображенням в точці, що відстоїть від початку імпульсу на час, що дорівнює його тривалості (рис. 7.17).

Нормують значення відносного спаду вершини імпульсу, який визначають за формулою:

$$Q = I_{\text{сп}} / I_i,$$

де $I_{\text{сп}}$ — значення величини зображення спаду імпульсу; I_i — значення амплітуди зображення імпульсу.

Нерівномірність вершини зображення імпульсу (відображення, синхронні наводки) здійснюють таким чином: відображення γ вимірюють як відхилення променя по вертикалі (викиди, западини), що викликані неповним узгодженням елементів схеми осцилографа (наприклад, лінії затримки в Y_{Δ} -каналі); вимірюють шляхом подачі на вхід осцилографа сигналу, при якому амплітуда зображення імпульсу максимальна та при максимальному підсиленні каналу. Час наростання випробувального імпульсу повинен бути не більше часу наростання PX , що вказаний у технічній документації на даний тип осцилографа.

Синхронні наводки ν визначають вимірюванням амплітуди коливань, що накладені на зображення, які викликані внутрішніми наводками, синхронними з запуском розгортки. Їх значення знаходять за формулою:

$$\nu = (\nu_1 - S) / S,$$

де ν — відхилення променя трубки через накладення на зображення коливань, що викликані внутрішньою наводкою. Вимірювання здійснюють у тих самих умовах, що й вимірювання відображень.

Знаючи параметри PX , можна визначити параметри $AЧХ$, і навпаки. Верхня гранична частота смуги пропускання така:

$$f_e \cong 350 / \tau_n,$$

де f_e — частота, в мегагерцах; τ_n — час наростання PX , в наносекундах.

Нижня гранична частота:

$$f_n \cong Q / 2\pi\tau_n,$$

де f_n — частота, виражена у герцах; τ_n — час наростання PX , в секундах.

5. Чутливість (нормальне значення каліброваного коефіцієнта відхилення). Чутливість ε визначають як відношення видимого відхилення променя в міліметрах до значення вхідного сигналу, що його викликав, у вольтах або мілівольтах. Коефіцієнт відхилення K_d — величина, зворотна чутливості. Чут-

лівість вимірюється шляхом подачі на вхід випробувального сигналу з плоскою вершиною, каліброваного за амплітудою та викликаючого появу зображення сигналу максимальної амплітуди. Частота сигналу повинна бути такою, щоб не відбивався вплив неідеальності частотної характеристики на визначення чутливості ЕПО. Значення чутливості ε та коефіцієнта відхилення K_d визначають з співвідношень:

$$\varepsilon = 1 / U_{\text{вх}} ;$$

$$Kd = 1 / \varepsilon = U_{\text{вх}} / l ,$$

де $U_{\text{вх}}$ — значення амплітуди вхідного сигналу; l — значення зображення амплітуди цього сигналу по осі Y.

Нормованими параметрами осцилографа є всі калібровані значення коефіцієнта відхилення та їх похибки. Похибку коефіцієнта відхилення визначають за формулою:

$$\delta_k = \left(\frac{K_d}{K_{d0}} - 1 \right) \cdot 100 \% ,$$

де K_{d0} — номінальне значення K_d , вказане у технічній документації на конкретний осцилограф.

6. Параметри входів. Наприклад: вхід відкритий (закритий), вхідний опір 1 МОм $\pm 3 \%$, вхідна ємність, що паралельна вхідному опору, не більше 35 пФ $\pm 10 \%$.

Параметри входу осцилографів із смугою пропускання до 30 МГц визначають безпосереднім вимірюванням опору та ємності входу відповідними приладами. Для більш широкосмугових осцилографів у технічному описі дається методика визначення цих параметрів входу.

7. Похибки калібраторів амплітуди та калібраторів інтервалів часу й їх вимірювання. Визначення похибки вимірювання інтервалів часу та амплітуд здійснюється шляхом порівняння показників випробуваного осцилографа й еталонного вимірювального пристрою з похибкою вимірювання відповідної величини у три рази меншою, ніж у випробуваного осцилографа. Параметри випробуваного сигналу вказуються у стандартах або технічній документації на осцилографи ГОСТ 8.311–78 [16].

8. Тривалість розгортки. Тривалість розгортки — це час прямого ходу розгортки, за який промінь перетинає всю робочу частину екрану в горизонтальному напрямі. В сучасних осцилографах тривалість прямого ходу розгортки T_H задається у вигляді коефіцієнтів розгортки

$$K_p = T_n / l_T,$$

де l_T — довжина відрізка горизонтальної вісі, яка відповідна до тривалості T_H . Коефіцієнт розгортки характеризується діапазоном змін, основною та додатковою похибками. Похибка коефіцієнта розгортки:

$$\delta_k = \left(\frac{K_p}{K_{\text{рном}}} - 1 \right) \cdot 100 \%,$$

де $K_{\text{рном}}$ — номінальне значення коефіцієнта розгортки.

Тривалість розгортки перевіряють за зображенням на екрані випробуваного сигналу синусоїдної форми та визначеної частоти. Для визначення тривалості розгортки підраховують кількість періодів синусоїди, що вкладається на робочій частині розгортки.

В залежності від точності параметрів ЕПО поділяються на чотири класи (табл. 7.1).

Таблиця 7.1

Найменування параметра	Норми для класів точності осцилографів			
	1	2	3	4
Основна похибка вимірювання напруги, %, не більше	3	5	10	12
Основні похибки коефіцієнтів відхилення, %, не більше	2,5	4	8	10
Основна похибка вимірювання інтервалів часу, %, не більше	3	5	10	12

Закінчення табл. 7.1

Найменування параметра	Норми для класів точності осцилографів			
	1	2	3	4
Основна похибка коефіцієнтів розгортки, %, не більше	2,5	4	8	10
Нерівномірність вершини ПХ, %, не більше	1,5	2	3	5

9. Нелінійність розгортки. Вимірюють нелінійність розгортки β_p шляхом дослідження робочої частини розгортки на всій робочій частині екрану. Визначають нелінійність розгортки за допомогою інтервалу часу, розмір зображення якого в середній частині екрану дорівнює 1 см або одній поділці шкали екрану, при такому положенні розгортки, коли початок робочої частини розгортки суміщено з початком робочої частини екрану. Значення нелінійності розгортки у процентах розраховують із співвідношення

$$\beta_p = (l - 1) \cdot 100 \%,$$

де l — тривалість найбільш відмінного від 1 см, або одної поділки шкали, інтервалу часу в будь-якому місці робочої частини розгортки у межах робочої частини екрану. При цьому випробуванні положення органів регулювання розгортки встановлюються стандартами або технічною документацією на осцилографи конкретного типу.

Крім вказаних характеристик у відповідності до стандартів осцилограф характеризується такими параметрами: робочою частиною екрану; мінімальною частотою прямування розгортки; товщиною ліній променю електронно-променевої трубки; припустимим сумарним значенням постійної та змінної напруги на входах; максимально припустимим значенням амплітуди випробуваного сигналу; мінімальним значенням і мінімальною тривалістю випробуваного сигналу, при якому забезпечується клас точності осцилографа; дрейфом нуля підсилювачів; запізненням початку розгортки відносно сигналу синхронізації (для осцилографів без лінії затримки); можливістю синхронізації (зовнішньої, внутрішньої); різницею фаз між каналами; наводками з

каналу на канал; конструктивними характеристиками (маса, габарити, живлення, кліматичні умови тощо).

7.6.4. Структурна схема типового електронного осцилографа

Принцип дії *ЕО* базується на взаємодії електронного променя з електричним полем сигналів, що діють на відхиляючих пластинах трубки.

Блок-схема типового осцилографа представлена на рис. 7.22, а структурна – на рис. 7.23. Розглянемо призначення і особливості його елементів за приведеними нижче схемами.

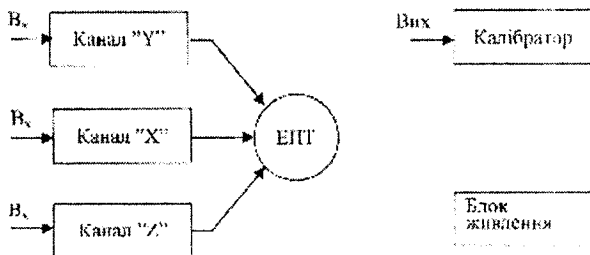


Рис. 7.22. Блок-схема електронного осцилографа

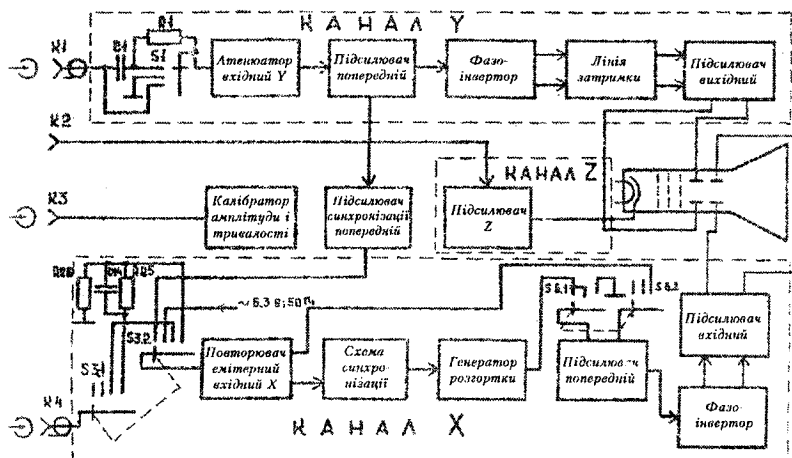


Рис. 7.23. Структурна схема типового осцилографа

Електронно-променева трубка. На екрані відтворюється зображення досліджуваного процесу. Для цього необхідно, щоб промінь відхилявся по горизонтальній вісі пропорційно часу, а по вертикальній – пропорційно величині досліджуваної напруги.

Переміщення променю по горизонтальній вісі відбувається під дією напруги розгортки, яка подається на горизонтально відхиляючі пластини (рис. 7.24).

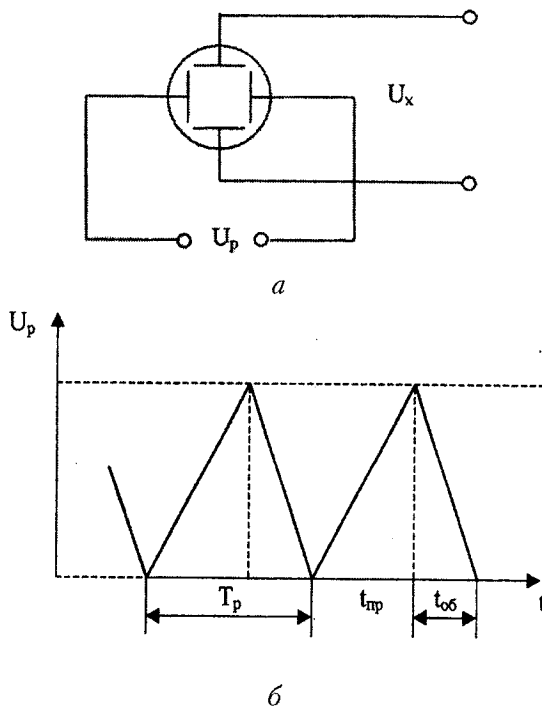


Рис. 7.24. Схема розміщення відхиляючих пластин та еюра розгортаючої напруги

Як розгортаюча напруга в ЕО, в основному, застосовується напруга пилоподібної форми, що дозволяє отримувати лінійну розгортку (рис. 7.24, б).

Основними параметрами розгортки є:

- а) період повторення T_p ;
- б) амплітуда напруги розгортки U_p ;
- в) відношення часу оберненого та прямого ходу променя:

$$K = \frac{t_{об}}{t_{пр}} = (0,05...0,1);$$

- г) коефіцієнт нелінійності (3...20) %.

Напруга досліджуваного сигналу подається на вертикально-відхиляючі пластини.

В ЕО використовують *ЕПТ* з електростатичним управлінням променя як найбільш широкосмугові.

При дослідженні швидко протікаючих процесів застосовуються ЕПТ з досить малим часом післясвічення, для повільно змінюваних – з тривалим післясвіченням.

Важливою характеристикою *ЕПТ* є її чутливість, що є невеликою і складає:

по вертикальним пластинам – $S_y = 0,25...1$ мм/В;

по горизонтальним пластинам – $S_x = 0,1$ мм/В.

Канал вертикального відхилення променя (канал “Y”). Розглянемо склад та призначення основних елементів і пристроїв (рис. 7.23).

Вхідний пристрій (елементи C_1 та R_1 , перемикач виду вхідного зв'язку $S1$, “1”). За допомогою даного перемикача можна зробити вхід каналу “Y” відкритим або закритим за постійною складовою сигналу, або вимкнути вихід досліджуваного пристрою та заземлити вхід каналу “Y”.

Вхідний атенюатор призначений для послаблення вхідного каналу та представляє собою частотно-компенсований дільник напруги.

Попередній підсилювач призначений для підвищення чутливості каналу “Y” та виводу сигналу синхронізації (при внутрішній синхронізації).

Фазоінвертор перетворює вхідний сигнал в двотактовий (для виключення явища астигматизму – розфокусування променя *ЕПТ* під впливом електричного поля, що створюється досліджуваним сигналом (рис. 7.25).

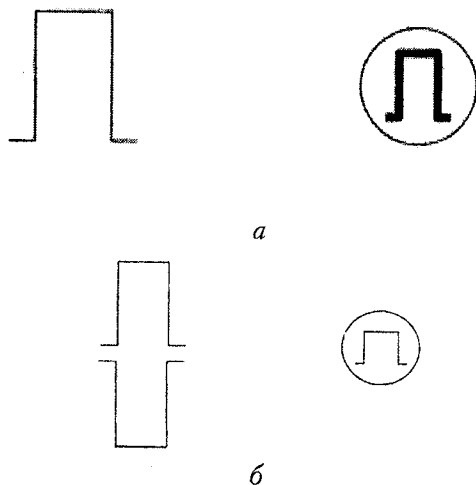


Рис. 7.25. Вид зображення досліджуваного сигналу на екрані ЕПТ: *а* – при подачі однополярного сигналу; *б* – при подачі двополярного сигналу

Якщо подати на вертикально відхиляючі пластини несиметричний сигнал, то на осовій лінії між пластинами потенціал поля буде залишатись постійним (за час дії сигналу) і електрони отримають додаткове прискорення. На екрані ЕПТ вершина сигналу буде розфокусована (рис. 7.26).

При симетричній подачі сигналу на осовій лінії між пластинами потенціал буде залишатись постійним (рис. 7.27).

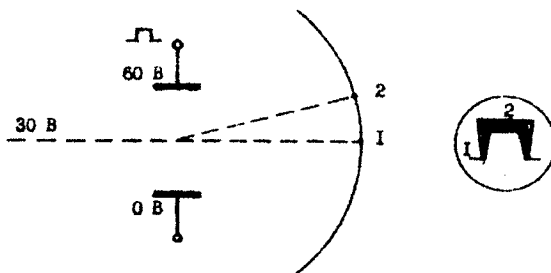


Рис. 7.26. Вид зображення розфокусованого сигналу

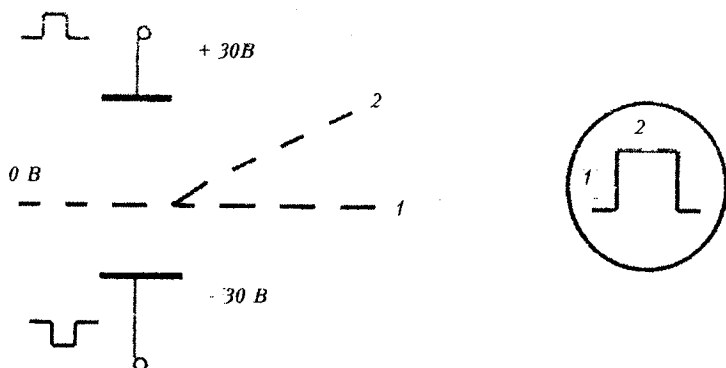
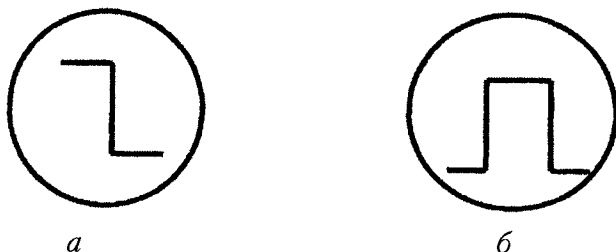


Рис. 7.27. Вид зображення сфокусованого сигналу

Лінії затримки забезпечують подачу досліджуваного сигналу на вертикально відхиляючі пластини з затримкою відносно початку розгортки, що дає можливість спостерігати фронт імпульсних сигналів та виключати вплив нелінійності початкової ділянки розгортки на форму спостережуваного сигналу (рис. 7.28).

Рис. 7.28. Форма зображення досліджуваного сигналу: *a* – при відсутності лінії затримки; *б* – при застосуванні лінії затримки

Канал розгортки та синхронізації (канал “X”). Розглянемо склад та призначення основних елементів і пристроїв.

Вхідний пристрій (елементи *C14*, *R25*, *R26* і перемикач виду синхронізації *S3*).

Перших два положення перемикача – внутрішня синхронізація (від мережі 50 Гц), два останніх положення – зовнішня синхронізація (1:1, 1:10). Вхід каналу “X” може бути відкритим або закритим.

Попередній підсилювач синхронізації призначений для підсилення та вироблення синхроімпульсу у режимі внутрішньої синхронізації.

Емітерний повторювач – узгоджувальний пристрій, що забезпечує великий вхідний опір каналу “Х”.

Схема синхронізації утворює імпульсний сигнал від’ємної полярності з крутим фронтом і стабільною амплітудою (для забезпечення стійкого запуску генератора розгортки).

Генератор розгортки потрібен для вироблення пилоподібної напруги певної амплітуди та тривалості, необхідної для утворення лінійної розгортки на екрані ЕПТ.

Генератор розгортки може працювати у трьох режимах: автоколебальному, очікувальному та однократному.

В очікувальному режимі розгортка виникає тільки тоді, коли поступає запусकाючий імпульс зі схеми синхронізації.

В однократному режимі розгортка утворюється одночасно з появою першого запусकाючого імпульсу.

Призначення інших пристроїв таке ж саме, як було розглянуто вище (фазоінвертор дозволяє усунути явище астигматизму, але вже по відношенню до лінії розгортки, рис. 7.29, а, б).

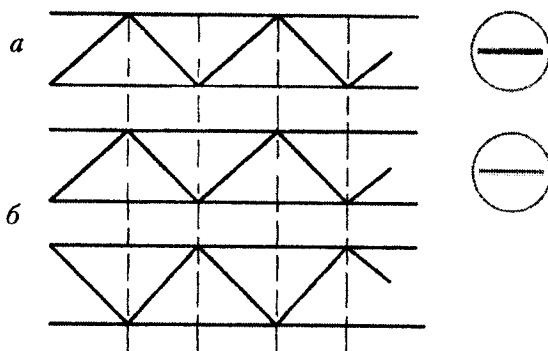


Рис. 7.29. Епюри розгортаючої напруги

Канал управління яскравістю та підсвічування променя ЕПТ (канал “Z”) призначений для отримання яскравих поміток часу на лінії розгортки при подачі на його вхід зовнішніх гар-

монійних сигналів. Знаючи їх період, можна визначити тривалість досліджуваного процесу (рис. 7.30, а, б, в).

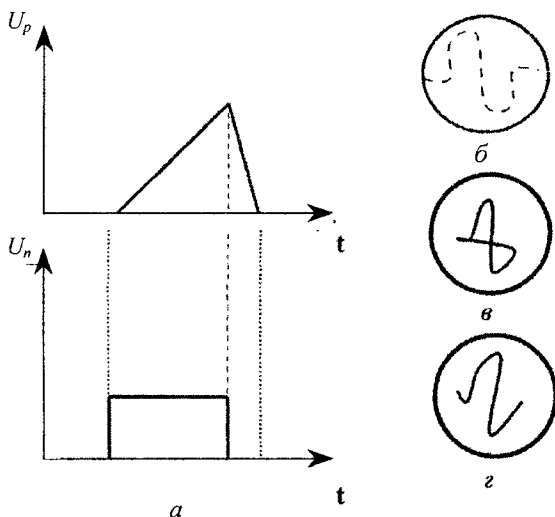


Рис. 7.30. Вид екрану осцилографа:
 а – розгортуюча напруга та імпульс підсвічування;
 б – з яскравими помітками часу;
 в – з підсвічуванням зворотного ходу променя;
 г – без підсвічування зворотного ходу променя.

В цьому каналі також передбачається можливість здійснити підсвічування прямого променя ЕПТ (рис. 7.30, а, в).

На рис. 7.30, а показана розгортуюча напруга та імпульс підсвічування, який запирає ЕПТ під час прямого ходу променя.

7.6.5. Осцилографічні розгортки

Неперервна лінійна розгортка використовується для одержання осцилограми періодично мінливих напруг. При цьому до вертикально відхиляючих пластин підводять досліджувану напругу, а до горизонтально відхиляючих пластин – напругу, що зростає або спадає лінійно, тобто змінюється прямо пропорційно часу.

На рис. 7.31, а показана ідеальна, а на рис. 7.31, б – реальна форми неперервної розгортки.

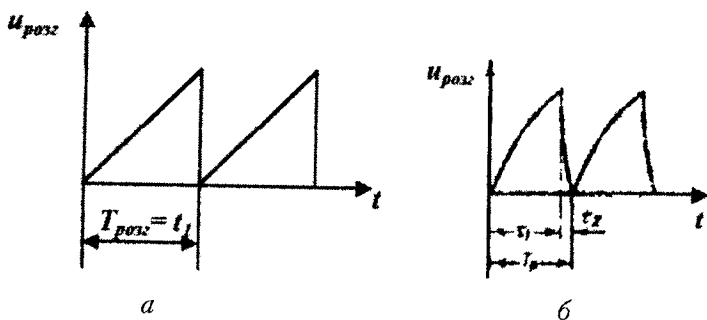


Рис. 7.31. Криві напруг неперервної розгортки

При підведенні пилкоподібної напруги відповідної полярності до пластин X трубки, світлова пляма з вихідного положення буде рівномірно зсуватися вправо протягом часу t_2 до якогось крайнього положення, а потім швидко повертатися у своє початкове положення за час t_2 , що в ідеальному випадку дорівнює нулю.

Якщо ж одночасно з цим до пластин Y підвести досліджувану синусоїдну напругу такої самої частоти, то на екрані осцилографа при ідеальній формі розгортки утвориться один період синусоїди (рис. 7.32).

Положення 0, 1, 2 – світлові плями на екрані осцилографа у відповідні моменти часу визначаються розмірами миттєвих значень досліджуваної та розгортаючої напруг.

Якщо при рівності частот $f_d = f_p$ використовувати пилкоподібну напругу реальної форми, в якій $t_2 \neq 0$, то на екрані осцилографа утворюється неповний період синусоїди, тому що за час t_2 відбувається зворотний рух світлової плями.

Час зворотного ходу t_2 звичайно значно менший за час прямого ходу t_1 променя і не перевищує 15 % періоду розгортки T_p .

Для одержання на екрані осцилограми в декількох періодах необхідно, щоб частота розгортки була в ціле число разів менша за частоту досліджуваної напруги, тобто період розгортки повинна бути в ціле число разів більшим за період досліджуваної напруги. В ідеальному випадку ділянка пилкоподібної напруги, що використовується для розгортки, повинна мати тільки лінійну залежність від часу, необхідну для одержання рівномірного

тимчасового масштабу за довжиною лінії розгортки на екрані осцилографа.

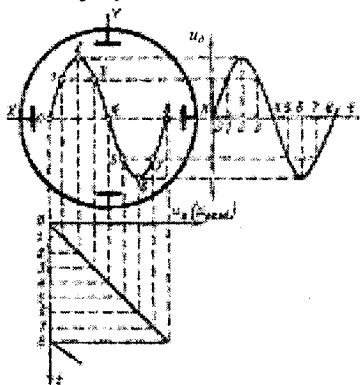


Рис. 7.32. Розгортання синусоїдальної напруги за допомогою ідеальної лінійної розгортки

При порушенні лінійності розгортки відбувається зміна масштабу часу осцилограми, тобто її спотворення.

Наприклад, осцилограми синусоїдальної напруги при $T_p = 4T_0$ (рис. 7.33) показують, що для випадку використання лінійної (рис. 7.33, а) та експоненціальної (рис. 7.34, б) розгортки на екрані утворюється менше чотирьох періодів досліджуваної напруги, тому що частина періоду T_0 витрачається на зворотній хід променя.

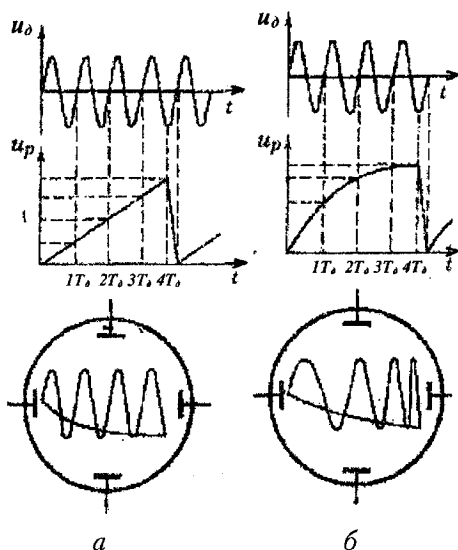


Рис. 7.33. Осцилограми при лінійній та експоненціальній розгортках

При експоненціальній розгортці масштаб часу непостійний, тому що швидкість зростання напруги розгортки, а відповідно і швидкість руху світлової плями по горизонталі, увесь час зменшується. В результаті осцилограма спотворюється, тому що її перший період буде розтягнутий, а наступні – стиснуті. Зображення досліджуваного процесу утворюється нерухомим, якщо частота досліджуваного процесу в ціле число разів більше частоти розгортки (рис. 7.34, *а*). У протилежному випадку початок прямого ходу наступного періоду не збігається з початком прямого ходу попереднього періоду і осцилограма рухається вліво (рис. 7.34, *б*) або вправо (рис. 7.34, *в*), в залежності від співвідношення частот розгортки і досліджуваної напруги. На рис. 7.34, *г* показаний рух осцилограми вправо для випадку, коли $T_p < T_d$.

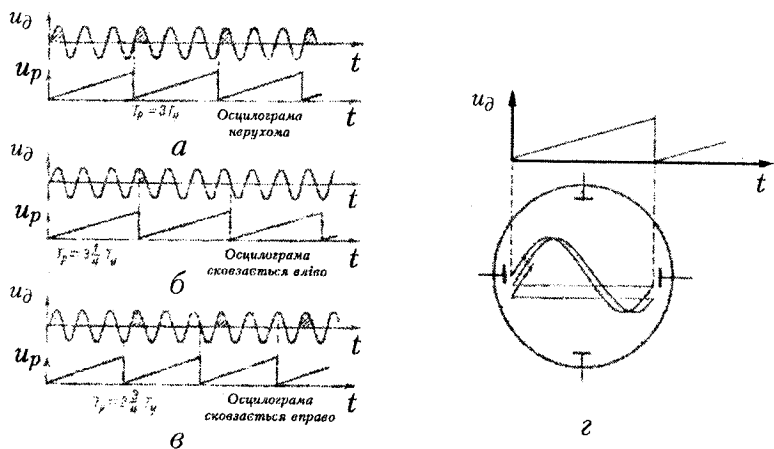


Рис. 7.34. Графіки, що пояснюють ковзання осцилограми та її рух на екрані

Отже, неперервна лінійна розгортка повинна задовольняти таким вимогам:

а) високій лінійності напруги розгортки для одержання потрібного масштабу часу осцилограми;

б) можливості зміни частоти розгортки для одержання потрібного масштабу часу, тобто визначеного співвідношення періодів, а відповідно і частот розгортаючої та досліджуваної напруг;

$$T_p = nT_\delta, \quad (7.18)$$

$$f_\delta = nf_p, \quad (7.19)$$

де n – ціле число; f_δ – частота досліджуваної напруги.

При зменшенні частоти розгортки пучок електронів переміщується в горизонтальному напрямку повільніше і на екрані видно більше періодів досліджуваної напруги.

Незважаючи на наявність в осцилографах регулювання частоти розгортки внаслідок недостатньої стабільності досліджуваного сигналу і напруги, частоти декілька змінюються, порушуються потрібне співвідношення n , що викликає ковзання осцилограм. Тому для забезпечення сталості потрібного розміру n застосовують синхронізацію частоти генератора розгортки частотою досліджуваної напруги або іншої стабільною частотою, яка кратна частоті досліджуваної напруги.

В результаті синхронізації автоматично підтримується потрібне співвідношення частот f_δ і f_p при їхніх невеликих змінах.

Синхронізація частоти розгортки в осцилографах промислового типу здійснюється в залежності від положення перемикача роду синхронізації частотою досліджуваного сигналу, частотою якогось зовнішнього джерела або мережі (синхронізація "Внутрішня", "Зовнішня", "Від мережі"). В усіх випадках напруга, що синхронізує, повинна мати частоту, кратну частоті досліджуваної напруги.

Пилкоподібна напруга знімається звичайно з елементів зарядно-розрядного ланцюга RC -генератора неперервної лінійної розгортки. Практично досить високу лінійність має ділянка експоненти напруги на конденсаторі при його зарядці, що не перевищує 15 % напруги джерела, підключеного до зарядного ланцюга RC . Іноді для розгортки використовується лінійна ділянка напруги розряду конденсатора. Для одержання високої лінійності розгортки в практичних схемах генераторів звичайно використовуються зарядні або розрядні напівпровідникові елементи, що підтримують сталість струму заряду або розряду конденсатора ланцюга RC .

Для усунення на екрані осцилографа зображення зворотного ходу променя трубка на цей відрізок часу запирається негатив-

ною напругою, що подається на її керуючий електрод.

Основними параметрами лінійної розгортки є: період T_p і амплітуда розгортки U_{pm} , тривалість прямого t_1 і зворотного ходу t_2 розгортки, коефіцієнт нелінійності K_n і коефіцієнт використання напруги джерела K_u (рис. 7.35).

Амплітуда розгортки визначає розмір осцилограми по горизонтальній осі.

Коефіцієнт нелінійності характеризує ступінь мінливості швидкості розгортки за час її прямого ходу і вимірюється у відсотках. Швидкість розгортки визначається кутом α нахилу дотичної в даній точці кривої напруги розгортки.

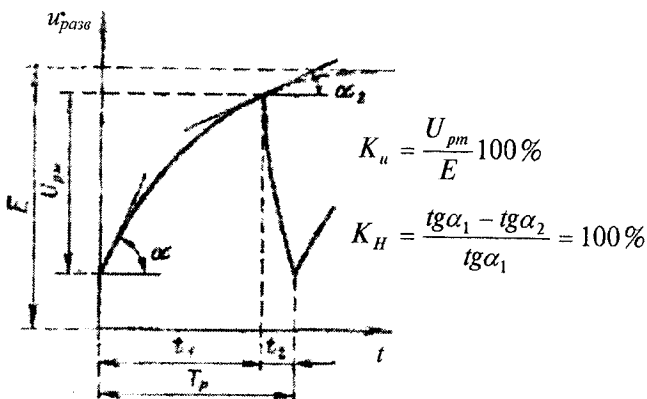


Рис. 7.35. Визначення параметрів лінійної розгортки

Кількісно коефіцієнт нелінійності являє собою відносну зміну швидкості розгортки на початку та кінці її прямого ходу і може бути визначений за формулою:

$$K_n = \frac{tg\alpha_1 - tg\alpha_2}{tg\alpha_1} 100\%.$$

Коефіцієнтом використання напруги джерела називається відношення амплітуди розгортки до напруги джерела, тобто:

$$K_u = \frac{U_{pm}}{E} 100\%.$$

Очікувальна розгортка. Очікувальна розгортка, як і неперервна лінійна, є також лінійною розгорткою, тобто служить для одержання осцилограм, і застосовується в основному при дослідженні різних імпульсних схем і генераторів, які широко використовуються в телебаченні, радіолокації, електронно-обчислювальних машинах, автоматичі та телемеханіці, а також в інших областях науки і техніки.

Очікувальна розгортка використовується для дослідження імпульсів малої тривалості, однократних імпульсів або ж неперіодичних коливань, що повторюються через неоднакові проміжки часу.

На рис. 7.36 зображена форма напруги очікувальної розгортки, названої так тому, що під впливом її напруги електронний пучок, зробивши за час t_1 один прямий хід з постійною швидкістю і за час t_2 , один зворотний хід, залишається деякий час t_3 у стані спокою.

Переваги очікувальної розгортки, у порівнянні з неперервною очевидні з кривих, наведених на рис. 7.36.

Криві (рис. 7.36, б) показують, що якщо, наприклад, період неперервної лінійної розгортки $T_p = 100$ мкс, тривалість досліджуваного імпульсу $\tau_i = 1$ мкс, а період проходження $T_d = T_p$, то зображення імпульсу буде займати $1/100$ частини лінії розгортки, тобто виглядати як вертикальний штрих. При очікувальній розгортці такого самого періоду проходження та амплітуди, як і неперервної, але з часом розгортки $t_{оч.р.} = 2$ мкс тривалість досліджуваного імпульсу буде порівняна з $t_{оч.р.}$, тобто масштаб його збільшиться приблизно в 50 разів, якщо не враховувати час зворотного ходу променя (рис. 7.36, в).

До очікувальної розгортки, яка використовується для дослідження імпульсів малої тривалості (у порівнянні з періодом його проходження), задаються такі вимоги.

Очікувальна розгортка, як і неперервна, повинна бути лінійною, тому що в протилежному випадку зображення імпульсу буде спотворено внаслідок неоднакового масштабу часу по довжині лінії розгортки, тобто неоднакової швидкості розгортки під час прямого ходу променя.

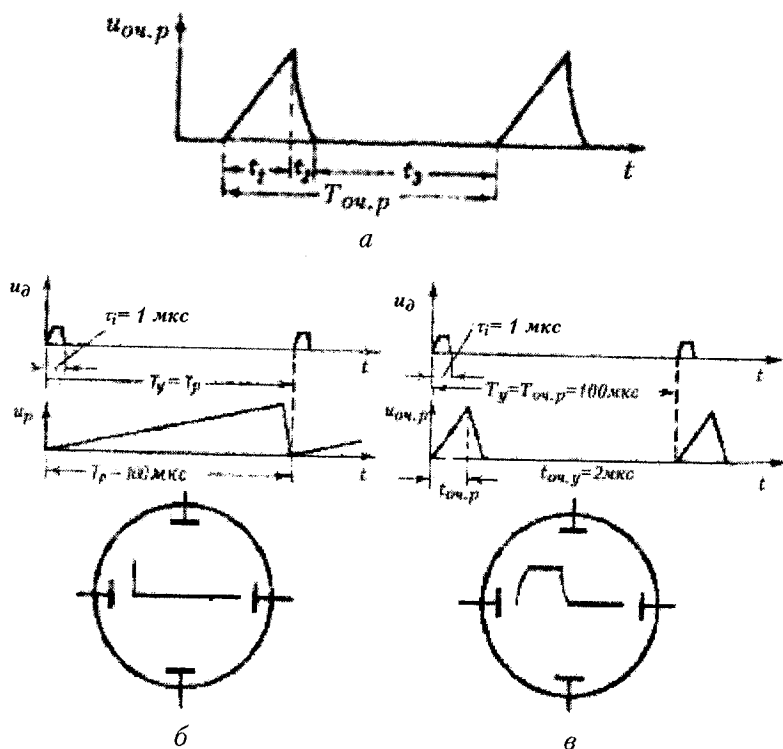


Рис. 7.36. Криві, що пояснюють укрупнення масштабу часу осцилограм при очікувальній розгортці

Наприклад, при дослідженні трапецеїдального імпульсу з однаковими фронтами і використанні експоненціальної очікувальної розгортки, передній фронт отриманого на екрані імпульсу буде розтягнутий, а задній – стиснутий.

Час очікувальної розгортки повинний бути приблизно однаковий з тривалістю досліджуваного імпульсу (трохи більше) для одержання зображення у великому масштабі.

Неперервна лінійна розгортка (рис. 7.37) з періодом, порівняним із тривалістю досліджуваних імпульсів, не застосовується, тому що при цьому зображення імпульсу на екрані осцилографа утворюється блідим, а горизонтальна лінія розгортки, навпаки, занадто яскрава. Це пояснюється тим, що при малій три-

валості імпульсів, у порівнянні з їхнім періодом проходження напруга неперервної розгортки робить багато циклів, не використовуваних для розгортання, але створюючих яскраву горизонтальну лінію.

Крім того, при неперервній розгортці дуже важко або зовсім неможливо здійснити синхронізацію, тому що під час паузи між імпульсами частота генератора розгортки дещо змінюється, початок наступного імпульсу не збігається з початком розгортки (рис. 7.37) і тому зображення імпульсу на екрані трубки зміщено щодо попереднього. Для випадку, наведеного на рис. 7.37, зсув осцилограми імпульсу відбувається вправо.

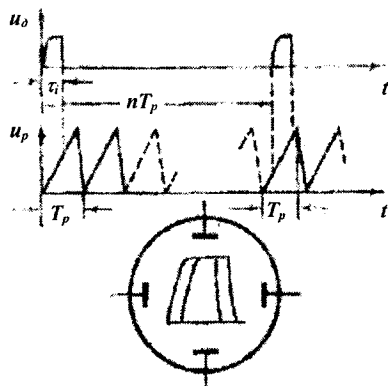


Рис. 7.37. Криві, що пояснюють зсув осцилограм імпульсів при неперервній розгортці

Синусоїдна та кругова розгортки. При синусоїдальній розгортці розгорнута напруга, підведена на вхід X , змінюється за синусоїдним законом:

$$u_x = U_{mx} \sin(\omega t + \varphi),$$

де φ – кут зрушення між напругою розгортки та досліджуваною синусоїдною напругою, підведеною на вхід Y осцилографа.

Синусоїдна розгортка застосовується в основному для отримання фігур Ліссажу при вимірюванні частоти методом порівняння.

Практично фігуру Ліссажу можна отримати при плавній зміні частоти однієї з підведених до осцилографа синусоїдних напруг. При цьому, чим вищі частоти, тим складніше отримати фігуру Ліссажу. Абсолютно нерухома фігура Ліссажу може бути отримана лише при синхронізації частот, тобто при постійному куті зрушення фаз.

Форма фігур Ліссажу залежить від співвідношення частот напруг, підведених до пластин трубки, що відхиляють, від зрушення фаз і розміру амплітуд цих напруг.

Найпростіші фігури Ліссажу утворюються для синусоїдальних напруг з співвідношенням частот 1:1 і різних кутів зрушення фаз. Такі фігури зображені на рис. 7.38.



Рис. 7.38. Фігури Ліссажу для відношення частот 1:1 і різних фазових кутів

Криві, наведені на рис. 7.39, пояснюють утворення фігур Ліссажу на екрані осцилографа, що має однакове відхилення по горизонталі та вертикалі, якщо підведені до відхиляючих пластин трубки, синусоїдні напруги мають однакову частоту і фазове зрушення $\varphi = 0^\circ$ (рис. 7.39, а) і $\varphi = 45^\circ$ (рис. 7.39, б).

Під дією синусоїдних напруг, що збігаються по фазі $\varphi = 0^\circ$, світлова пляма буде зсуватися з центру екрану угору вправо, потім назад до центру, потім донизу вліво тощо. У результаті такого руху плями на екрані трубки утворюється похила пряма (рис. 7.39, а).

Якщо ж між підведеними до осцилографу синусоїдними напругами є фазове зрушення $\varphi = 45^\circ$, то на екрані утвориться еліпс (рис. 7.39, б). При зміні φ від 45° до 0° розміри малої осі еліпса зменшуються і він, сплюснюючись, перетворюється в похилу пряму. При збільшенні фазового кута від 45° до 90° і однакових відхиленнях за X та Y еліпс перетворюється в коло.

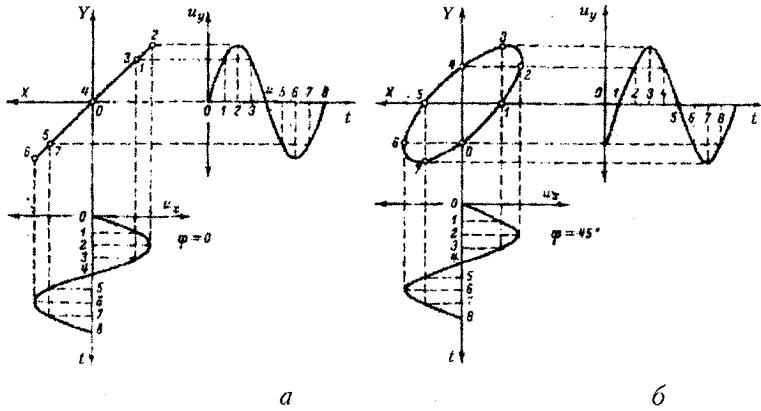


Рис. 7.39. Отримання фігур Ліссажу при співвідношенні частот 1:1 та зсуві фаз $\varphi = 0$ (а) та $\varphi = 45^\circ$ (б)

На рис. 7.39 наведені фігури Ліссажу для різних співвідношень частот і різних фазових кутів синусоїдних напруг. Якщо синусоїдна розгорнута напруга підведена до пластин X , має частоту в ціле число разів меншу за частоту напруги на пластині Y , то при відповідному фазовому зсуві фігура Ліссажу нагадує осцилограму, стиснуту її початку та кінці. Така форма кривої пояснюється нелінійністю розгортки, тобто зменшенням швидкості руху світлової плями в міру його зсуву від середини до початку та кінця лінії розгортки.

В деяких спеціальних приладах іноді замість пилкоподібної неперервної лінійної напруги використовують середню частину синусоїдної розгортки, що має порівняно лінійний характер, а відповідно і постійну швидкість розгортки.

Практично абсолютно нерухому фігуру Ліссажу при відсутності синхронізації напруг, підведених до пластин X та Y , отримати неможливо внаслідок обмеженої стабільності роботи генераторів. При цьому, чим вища їхня частота, тим швидше змінюється фазове зрушення між підведеними до осцилографа напругами і тим більша швидкість зміни форми фігури Ліссажу. При швидкій зміні кута φ фігура Ліссажу перетворюється на суцільний світловий прямокутник.

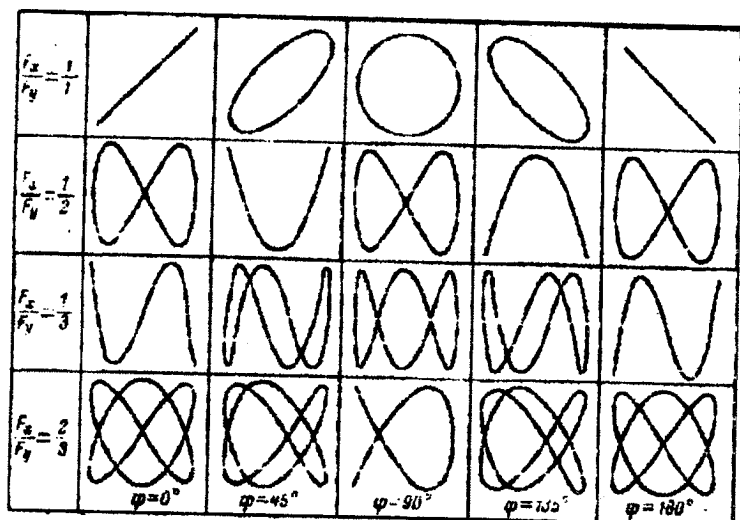


Рис. 7.40. Фігури Ліссажу для різного співвідношення частот і різних φ

Кругова розгортка являє собою окремий випадок синусоїдної розгортки, коли частота та амплітуда підведених до осцилографа напруг однакові, а фазовий зсув між ними дорівнює $\varphi = 90^\circ$ (чутливість осцилографа по осях X та Y однакова). Найпростіше кругова розгортка може бути отримана за допомогою фазового ланцюжка RC (рис. 7.41), що живиться синусоїдною напругою, в якій активний опір дорівнює ємнісному опорів X_c .

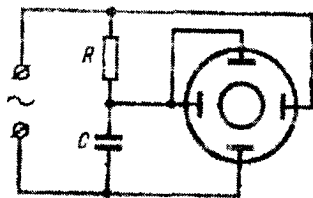


Рис. 7.41. Отримання кругової розгортки за допомогою фазового кола RC

Рівність опорів фазового ланцюжка створює однакову амплітуду напруг, підведених до осцилографа (при однаковій його чутливості по X та Y), а потрібний фазовий зсув $\varphi = 90^\circ$ забезпечується характером опорів і схемою їхнього з'єднання. Кругова розгортка використовується при деяких вимірюваннях, на-

приклад, при вимірюванні частоти та різниці фаз.

7.6.6. Рекомендації з вибору осцилографа

Електронний осцилограф є основним приладом у практиці дослідження складних електричних і неелектричних процесів. Ефективність його використання залежить від правильності вибору осцилографа з характеристиками, що дозволяють із заданою імовірністю здійснювати конкретні дослідження. З цією метою рекомендується користуватися такими положеннями [10]. Час нарощення PX осцилографа повинен бути менше часу нарощення досліджуваного сигналу не менше, ніж у п'ять разів для колоколоподібних імпульсів; у десять разів — для трикутних; у чотири рази — для трапецеїдальних з лінійним фронтом; у три рази — для трапецеїдальних з експоненціальним фронтом. При цьому похибка відтворення амплітуди, часу нарощання та тривалості досліджуваних сигналів осцилографом не перевищує 1...2 %. Нерівномірність АЧХ Y -каналу безпосередньо входить у похибку вимірювання гармонійних сигналів. Тому при вимірюванні синусоїдних сигналів верхня гранична частота смуги пропускання f_g повинна бути у п'ять разів більша за частоту досліджуваного сигналу.

Для вимірювання напруг та інтервалів часу у нормальних умовах експлуатації осцилограф вибирають за основними похибками вимірювань напруг та інтервалів часу або за основними похибками калібрувальних коефіцієнтів відхилення та розгортки, що є у довідковій літературі з осцилографів.

При дослідженні сигналів низького рівня осцилографи вибирають за мінімальним коефіцієнтом відхилення, тобто за найменшим розміром зображення на екрані ЕПТ, для якого ще гарантується задана похибка вимірювання, рівень шумів Y -каналу та дрейфу лінії розгортки по вертикалі. Для сигналів більшого рівня сума постійної напруги та розмаху (подвійної амплітуди) змінної напруги сигналу не повинна перевищувати допустимой вхідної напруги.

Діапазон змін калібрувальних коефіцієнтів розгортки повинен забезпечувати для будь-яких досліджуваних сигналів розмір зображення по горизонталі, при якому гарантується задана точність вимірювання.

При дослідженні коротких сигналів великої шпаруватості осцилограф повинен мати частоту проходження розгортки, при

який ще забезпечується достатня яскравість зображення на найшвидшій розгортці. Для спостереження фронту імпульсу, необхідно використовувати осцилограф з лінією затримки у Y -каналі.

Для зменшення впливу осцилографа на досліджуваний пристрій обирають осцилограф з більшим входним опором і малою входною ємністю або використовують виносні подільники напруги. Не слід використовувати осцилограф із випадковими входними пристроями.

При дослідженні деяких пристроїв осцилограф слід підключити, дотримуючись узгодження хвильових опорів. При вирішенні деяких конкретних задач осцилограф необхідно вибирати, враховуючи його функціональні можливості (наявність двох каналів, двох генераторів розгортки, затримки розгортки, каналу 2, однократного запуску розгортки, можливості фотореєстрації тощо).

При використанні осцилографа необхідно враховувати також його здібність до роботи у певних умовах експлуатації.

7.6.7. Багатопроменеві осцилографи

Багатопроменеві осцилографи призначені для одночасного спостереження на одному екрані декількох сигналів. Найбільше розповсюдження отримали прилади, які дозволяють спостерігати одночасно два сигнали, як це показано на рис. 7.42. Тут осцилограма I представляє собою сигнал, який поступає на вхід ланки, що досліджується, а осцилограма II – сигнал, який зні-

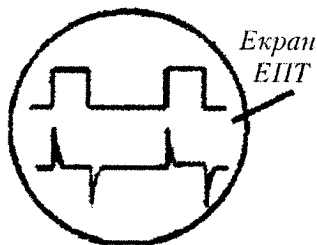


Рис. 7.42. Спостереження двох сигналів на одному екрані

мається з виходу. Для отримання даного зображення використовують двопроменеву ЕПТ, яка містить всередині загальної колби дві електронні пушки зі своїми системами фокусування вертикально та горизонтально відхиляючих пластин. Звичайно розгортки обох променів здійснюються від загального генератора і підсилювача X , що забезпечує відображення обох сигналів у єдиному масштабі часу.

Єдиний масштаб часу дозволяє порівнювати миттєві значення напруг, визначати часові співвідношення, вимірювати фазовий зсув тощо.

З спрощеної структурної схеми двопроменевого осцилографа С1-55 (рис. 7.43) бачимо, що керування двома променями ЕПТ здійснюється за допомогою двох ідентичних каналів $Y1$ та $Y2$, які містять ті самі елементи, що і канали вертикального відхилення звичайних осцилографів. Синхронізація і запуск періодичної очікувальної розгортки передбачається від досліджуваного сигналу, який знімається з підсилювачів обох каналів.

Особливістю ЕПТ, яка застосовується в розглянутому приладі, є згасання променя під час оберненого ходу розгортки за допомогою спеціальних блокуючих пластин. При подачі імпульсів з пристрою керування яскравістю променя на блокуючі пластини промені обох електронних пушок різко відхиляються в бік і не попадають на екран. Розроблені ЕПТ і з великою кількістю променів. Так, наприклад, осцилограф С1-33 виконаний на трубці, яка має п'ять променів. Можливість застосування таких приладів ще більш широка.

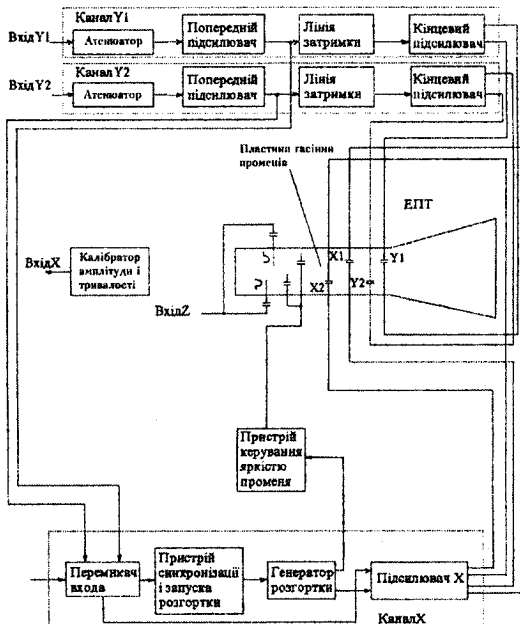


Рис. 7.43. Структурна схема двопроменевого осцилографа С1-55

Два електричних процеси можна одночасно спостерігати і на екрані звичайної ЕПТ, використовуючи електронний комутатор, який забезпечує по чергову подачу сигналів на вертикальні відхиляючі пластини. Прикладом такого осцилографа може служити прилад С1-77, спрощена структурна схема якого наведена на рис. 7.44.

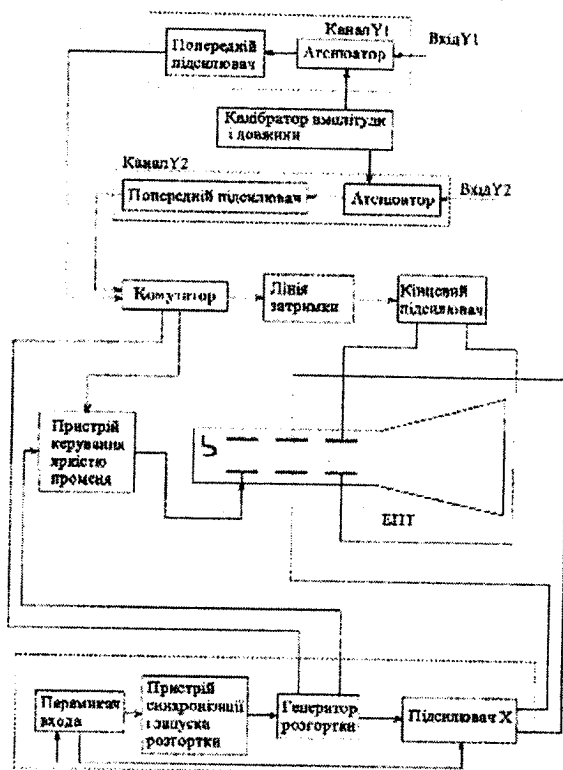


Рис. 7.44. Структурна схема електронного осцилографа С1-77

Сигнали подаються на входи Y1 та Y2 двох однакових каналів. З виходів каналів сигнали поступають на електронний комутатор, який управляється імпульсами, сформованими у генераторі розгортки. Комутатор може працювати в одному з режимів: **I**, **II**, **I+II**, **Переривання**, **Позмінно**.

В режимах **I** та **II** на екрані ЕПТ відтворюється тільки один сигнал, з каналу **Y1** або **Y2** відповідно. У режимі **I+II** можна досліджувати суму або різницю двох сигналів, а також компенсувати постійну складову одного каналу, подаючи постійну напругу на інший канал. В режимі **Переривання** сигнали перемикаються з частотою 100 кГц, а в режимі **Позмінно** – після кожного циклу розгортки. Зміщення осцилограм двох сигналів у вертикальному напрямку (як показано на рис. 7.43) здійснюється підбором постійних складових сигналів, які поступають на комутатор з попередніх підсилювачів каналів **Y1** та **Y2**. На відміну від двопроменевих осцилографів, розглянутий прилад з комутацією сигналів і звичайної ЕПТ та носить назву двоканального осцилографа.

7.7. МЕТОДИ АНАЛІЗУ СПЕКТРУ СИГНАЛУ

Основні положення спектрального аналізу. В техніці зв'язку ширше розповсюдження отримав частотний аналіз сигналів. Теоретично аналізують спектр функції, що відображає реальний сигнал, відомими математичними методами. На практиці спектр досліджують шляхом дії сигналу на вимірювальний прилад – аналізатор спектру. Цей метод аналізу спектру називають апаратурним. При теоретичному аналізі допустимі математичні абстракції. При апаратурному аналізі доводиться мати справу з реальним сигналом, що існує на скінченному інтервалі часу. Відомо, що будь-яка періодична функція, що відповідає умовам Дирихле, може бути представлена рядом Фур'є. Реальні сигнали задовольняють цим умовам, тому для них справедливе співвідношення:

$$u(t) = U_0 + \sum_{k=1}^{\infty} U_k \cos\left(2\pi k \frac{t}{T} - \varphi_k\right), \quad (7.20)$$

де $\omega = 2\pi / T$ – основна частота; T – період. Таким чином, складна періодична функція характеризується величинами U_k і φ_k . Сукупність U_k називають спектром амплітуд (або просто спектром), а φ_k – спектром фаз. В техніці зв'язку у більшості

випадків цікавляться спектром амплітуд, квадрат абсолютних значень яких є енергетичним спектром. Періодична функція завжди має дискретний спектр, утворений рівновіддаленими спектральними лініями. Відповідні їм частоти знаходяться у простих кратних співвідношеннях.

Велике практичне значення має розклад вигляду:

$$u(t) = \sum_{k=1}^{\infty} U_k \cos[(\omega_0 + k\omega_1)t - \varphi_k], \quad (7.21)$$

де k приймає як додатні, так і від'ємні значення. Вираз (7.21) характеризує так звані квазігармонійні функції та описує спектр періодичних модульованих коливань. В цьому випадку ω_0 є несучою частотою.

Неперіодичні функції мають суцільний спектр. Суцільні спектри мають деякі види радіосигналів, а також шуми. Визначається спектр неперіодичного сигналу за допомогою інтеграла Фур'є:

$$S(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} u(t) \exp(-j\omega t) dt.$$

Інтегрування у нескінчених межах можливе при теоретичному аналізі спектру. При апаратурному аналізі спектру інтегрування може бути виконане у межах кінцевого часового інтервалу $t_1 < t < t_2$. Якщо за початок відліку часу прийняти $t = 0$ (момент включення приладу), то вимірювана величина буде визначатися інтегралом:

$$S_1(\omega) = \int_0^t u(t) \exp(-j\omega t) dt.$$

Величина $S_1(\omega)$, що є функцією не тільки частоти, але й часу, носить назву поточного спектру. Якраз з поточним спектром доводиться мати справу при апаратурному аналізі. Поточний спектр тим ближче до істинного, чим більший час, протягом якого ведеться частотний аналіз, і лише при $t \Rightarrow \infty$ він вироджується в істинний спектр коливання.

Одночасний частотний аналіз. Сутність одночасного частотного аналізу полягає в застосуванні набору резонаторів, налаштованих на різні частоти і підданих одночасній дії досліджуваного сигналу. Як резонатори використовуються вузькосмугові фільтри, на які паралельно надходить досліджуваний сигнал (рис. 7.45). Вихідні напруги фільтрів після детектування за допомогою комутатора по черзі подаються на вертикально відхиляючі пластини ЕПТ. Горизонтальна розгортка променя ЕПТ і управління комутатором здійснюється від спільного генератора ступінчастої напруги.

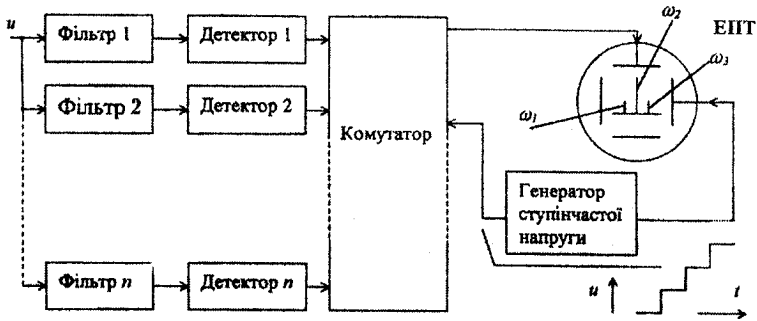


Рис. 7.45. Одночасний частотний аналіз

Спектральні складові сигналу збуджують коливання у вузькосмугових фільтрах. Якщо фільтри мають ідеальні частотні характеристики зі смугою пропускання $\Delta\omega_p$ (рис. 7.46, а), а спектр вхідного сигналу є лінійчастим (7.46, б) з частотами ω_1 , ω_2 та ω_3 , сигнали будуть збуджені у фільтрах 1, 2 та 3. На виходах інших фільтрів, які настроєні на більш високі частоти, сигнали будуть відсутні. На виходах детекторів 1, 2 та 3 сформуються постійні напруги, пропорційні амплітудам гармонік ω_1 , ω_2 та ω_3 . За допомогою електронного комутатора напруги з виходів детекторів по черзі поступають на вертикально відхиляючі пластини ЕПТ. Ступінчаста напруга, яка керує перемиканням комутатора, використовується також для відхилення променя ЕПТ у горизонтальному напрямку. При цьому спектральні лінії ω_1 , ω_2 та ω_3 займуть відповідне положення відносно горизонтальної осі, як показано на рис. 7.46.

Важливою характеристикою аналізатора спектру є його роздільна здатність – спроможність виділити (розрізнити) дві сусідні спектральні лінії. Кількісною мірою роздільної здатності є найменший інтервал частот між двома спектральними лініями, при якому вони ще розрізняються аналізатором.

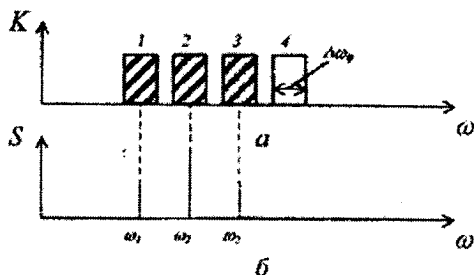


Рис. 7.46. Вузькосмугові фільтри

Для розглянутого випадку застосування фільтрів з ідеальною частотною характеристикою та мінімальними зазорами (рис. 7.46, а) мірою роздільної здатності є ширина смуги пропускання $\Delta\omega_\phi$. Якщо частотний інтервал між гармоніками буде менше $\Delta\omega_\phi$, вони можуть потрапити в один фільтр і утворити на екрані ЕПТ одну спектральну лінію. Реальні фільтри мають частотні характеристики з плавним спадом при віддаленні від частоти резонансу (рис. 7.47, а).

Якщо частотні характеристики фільтрів перекриваються, то гармонічний сигнал з частотою ω_0 (рис. 7.47, б) викличе відгук на виходах фільтрів 1, 2 та 3 (рис. 7.47, в). Частоти коливань будуть відповідати частотам настроювання фільтрів, а амплітуди – ординатам частотних характеристик на частоті ω_0 (рис. 7.47, а). Таким чином, замість однієї лінії аналізатор зафіксує цілий спектр, частоти якого залежать не від частоти досліджуваного сигналу, а від настроювання резонаторів.

Доведено, що покази аналізатора являють собою сукупність ліній, вписаних в резонансну криву, але з резонансом на частоті ω_0 . З цього випливає, що при збільшенні кількості резонаторів з рівномірно розташованими резонансними частотами, визначення максимуму стане можливим.

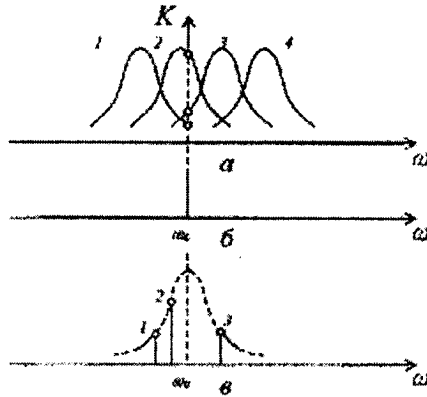


Рис. 7.47. Частотні характеристики фільтрів з плавним складом

Більше того, амплітуду і частоту синусоїдного сигналу можна визначити точно за допомогою аналізатора. Якщо ж аналізується більш складний сигнал, то виникає похибка, котру можна усунути, і яка обумовлена тим, що на резонатор діють всі складові спектру одночасно і неможливо відокремити їх вплив, а значить, і змінити амплітуду та частоту кожної складової.

Послідовний частотний аналіз. Метод послідовного частотного аналізу реалізується за рахунок плавного перенастроювання резонансної частоти вузькосмугового фільтра. При цьому резонансна частота послідовно співпадає з частотами гармонічних складових сигналу, що аналізується, які по черзі збуджують сигнали на виході фільтра. В приладах послідовного частотного аналізу досить мати один перестроюваний фільтр і один детектор, що суттєво спрощує прилад. Однак сам принцип послідовного у часі аналізу говорить про застосування його лише у випадку аналізу періодичних сигналів. Для аналізу одиночних імпульсів цей спосіб не підходить.

Перестроювання фільтра у широкому діапазоні частот при збереженні високої здатності є складною задачею. Тому спосіб послідовного аналізу видозмінюється так, щоб не перестроювати резонансну частоту контуру, а переміщувати по шкалі частот весь спектр досліджуваного сигналу. В обох випадках окремі спектральні лінії послідовно співпадають з частотою налагодження фільтра внаслідок відносного переміщення їх на шкалі

частот. При цьому у другому випадку можливо побудувати фільтр з високою здатністю за рахунок ускладнення схеми, оскільки немає необхідності в його перебудові.

Для отримання спектру, що зміщується по шкалі частот, необхідно відповідним чином перетворити первинний спектр, для чого достатньо помножити досліджуваний сигнал на синусоїдну напругу змінної частоти. Якщо аналізований сигнал виражається функцією

$$u_1 = \sum U_k \cos k\omega_1 t + \varphi_k ,$$

а допоміжний

$$u_2 = U_m \sin \Omega t ,$$

то добуток буде дорівнювати

$$u_1 u_2 = U_m \sin \Omega t \sum U_k \cos [\Omega - k\omega_1 t - \varphi_k] + \cos [\Omega + k\omega_1 t + \varphi_k] .$$

Останній вираз є модуляційним спектром, який відтворює аналізований сигнал у вигляді двох бокових смуг, розташованих симетрично відносно до несучої частоти Ω . Якщо частота Ω може змінюватися, то весь модуляційний спектр буде зміщуватися по осі частот. При правильно обраній межі змінювання частоти Ω , на вхід смугового фільтра послідовно надходять спектральні складові однієї з бокових смуг перетвореного спектру.

Структурна схема аналізатора спектру послідовного аналізу представлена на рис. 7.48.

Сигнал з вхідного приладу поступає на змішувач. Одночасно з ним на змішувач поступає і сигнал з генератора коливальної частоти, частота якого змінюється у часі за лінійним законом. Перетворений сигнал подається на вхід вузькосмугового фільтра.

Після детектування і підсилення сигнал поступає на вертикально відхиляючі пластини ЕПТ. Чим більша амплітуда гармоніки, тим більше відхилення променя у вертикальному напрямку.

Управління частотою генератора коливальної частоти у відхилення променя ЕПТ у горизонтальному напрямку здійснюється

ся пилкоподібною напругою, яка поступає від одного генератора.

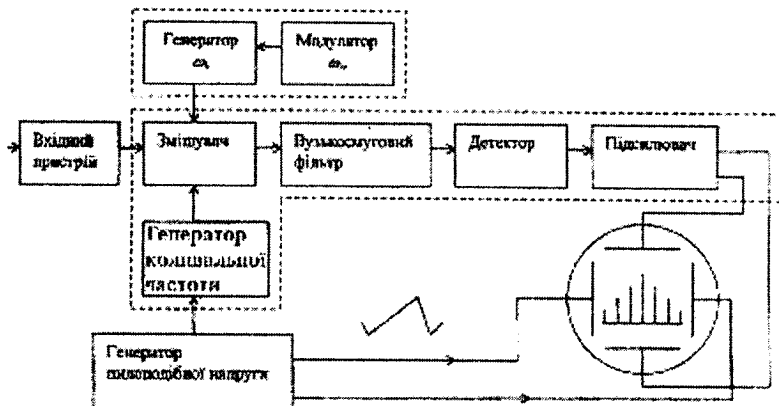


Рис. 7.48. Послідовний аналізатор спектру

Генератор коливальної частоти виробляє синусоїдний сигнал, частота якого періодично змінюється у часі за лінійним законом. Середнє значення частоти можна перестроювати, що дозволяє спостерігати спектри сигналів різних частот, а також змінювати девіацію частоти. На рис. 7.49 показаний один період зміни частоти T .

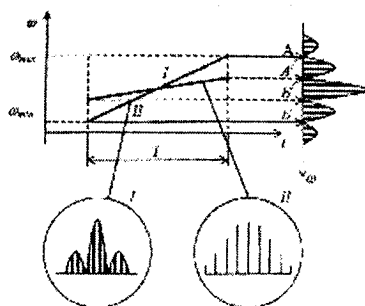


Рис. 7.49. Послідовний аналіз спектру

Графік I відповідає зміні частоти від $\omega_{\min}$ до $\omega_{\max}$, при цьому здійснюється аналіз спектра на ділянці AB . Графік II відпо-

відає меншій девіації частоти. При цьому аналізується лише ділянка $A'B'$ спектра. Оскільки значення розгортаючої напруги залишається незмінним, зображення досліджуваної ділянки спектру розтягується на всю ширину екрана.

Для визначення частоти, що відповідає заданій точці на горизонтальній осі ЕПТ, в аналізаторі передбачений калібратор. Звичайно калібратор складається з генератора і модулятора, працюючих відповідно на частотах ω_k і ω_m . Напруга синусоїдальної форми ω_m модулює коливання генератора за частотою, тому на змішувач поступає частотно-модульоване (ЧМ) коливання. Так як модулююча напруга синусоїдна, спектр сигналу калібратора має дискретний вид (рис. 7.50, а).

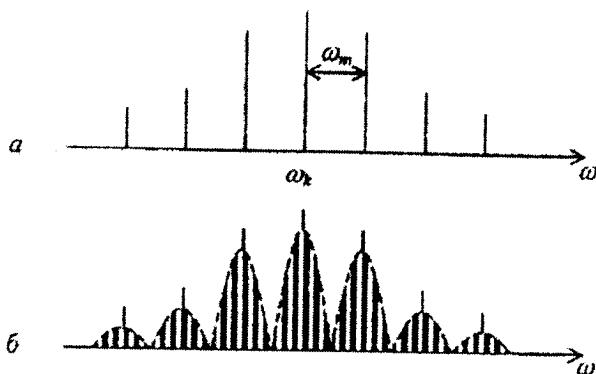


Рис. 7.50. До визначення частоти спектральних складових сигналу

Спектральні лінії віддалені одна від одної на ω_m . Якщо змінювати частоту модулюючого коливання, то можна змінювати відстань між спектральними лініями, при перестроюванні ω_k весь спектр калібрувального сигналу буде переміщуватися вздовж осі. Якщо до генератора ω_k і модулятора ω_m додати шкалу для відліку частоти, з'явиться можливість вимірювати частоти спектральних складових досліджуваного сигналу. Для цього спектр калібрувального сигналу накладається на спектр аналізованого (рис. 7.50, б) і регулюваннями ω_1 і ω_2 домагаються його необхідного положення відносно горизонтальної вісі.

Дисперсійний метод аналізу спектру. Цей метод оснований на застосуванні дисперсійної лінії затримки. В дисперсійних лініях затримки час затримки гармонійного сигналу залежить від його частоти. Якщо ця залежність часу затримки від частоти лінійна, спектральні складові вхідного сигналу (наприклад, імпульсу) будуть з'являтися на виході лінії по черзі. В результаті обвідна вхідної напруги лінії затримки буде відповідати формі спектральної функції імпульсу. Для вилучення явища кінцевої тривалості радіоімпульсу на результат вимірювання до входу дисперсійної лінії затримки здійснюється перетворення частоти сигналу за допомогою гетеродину, швидкість зміни частоти якого становить $S = -1/a$. Тут a – коефіцієнт, що характеризує дисперсійні властивості лінії.

Структурна схема дисперсійного аналізатора представлена на рис. 7.51. Сигнал потрапляє на змішувач, на який подається частотно-модельовальне коливання від гетеродину.

При аналізі імпульсного сигналу (рис. 7.51, б) імпульс знімається з підсилювача і через детектор потрапляє на блок керування. Детектор необхідний при дослідженні радіоімпульсів. Блок керування запускає ЧМ гетеродин, частота котрого починає плавно змінюватися, як показано на рис. 7.56, в.

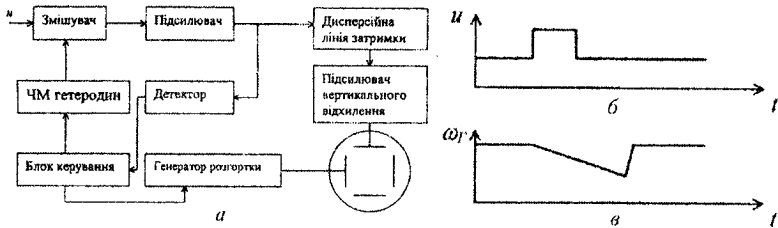


Рис. 7.51. Дисперсійний аналізатор спектру

Після підсилювача перетворений сигнал потрапляє на дисперсійну лінію затримки. Напруга, що відповідає відгуку лінії на вхідну взаємодію, підсилюється і подається на ЕПТ. Блок керування виробляє також імпульс для запуску генератора розгортки.

Прикладом промислового дисперсійного аналізатора спектру є прилад С4-47. Цей прилад в комплекті з НВЧ-перетворювачем

забезпечує аналіз спектрів у діапазоні частот 10 МГц...39,6 ГГц. Роздільна здатність не гірше 50 кГц. Аналізатор дозволяє отримувати спектри не тільки імпульсних, але і періодичних неперервних сигналів. При аналізі неперервних сигналів у приладі здійснюється розділення на окремі реалізації. Максимальна смуга огляду 10 МГц в режимі аналізу спектрів радіоімпульсів і 3 МГц в режимі аналізу неперервного сигналу.

Основні технічні й метрологічні характеристики аналізаторів спектру. До основних технічних характеристик аналізаторів спектру відносять: діапазон частот, смугу огляду, чутливість, роздільну здатність, швидкість аналізу. До метрологічних характеристик відносять: основну похибку вимірювання частоти вхідного синусоїдного сигналу, похибку вимірювання відношення рівнів синусоїдних сигналів, нерівномірність АЧХ. Значення нерівномірності АЧХ вказуються у нормативно-технічній документації на конкретний тип аналізатора спектру. Нерівномірність АЧХ не нормують у тому випадку, якщо вона не враховується як складова похибки вимірювання рівнів. АЧХ є динамічною характеристикою аналізатора спектру.

В нормативно-технічній документації встановлюються параметри входу: хвильовий опір, коефіцієнт стоячої хвилі за напругою або активний вхідний опір і шунтуюча ємність.

Діапазон частот визначає граничні частоти діапазону, в межах якого працює даний прилад. Наприклад, аналізатор спектру С4-46 працює в діапазоні частот 0,1...270 МГц. Іноді робочий діапазон розбивається на піддіапазони.

Смуга огляду визначає смугу аналізованих частот за один цикл перебудови генератору коливальної частоти. В залежності від типу застосованого приладу та його діапазону частот смуга огляду може змінюватися від сотень герц до десятків мегагерц. Перестроювання смуги огляду виконується зміною девіації частоти гетеродину.

Чутливість визначається мінімальною ЕРС, при якій забезпечуються нормальні умови роботи аналізатора спектру на екрані ЕПТ, перевищення сигналом рівня власних шумів тощо.

Роздільна здатність характеризує здатність аналізатора розділити дві сусідні частотні складові спектру. Оскільки в основі принципу побудови аналізаторів спектру є явище резонансу, то їх роздільна здатність, в першу чергу, визначається влас-

тивостями резонансної системи. При послідовному аналізі на резонансну систему діє сигнал з плавно змінюваною частотою. Якщо частота змінюється повільно, перехідні процеси в коливальній системі не проявляються і аналізатор вимірює частотну характеристику ланцюга. Обвідна коливаний, що виникають на виході контуру, повторює форму частотної характеристики резонансного ланцюга. На рис. 7.52, *а, б, в* показані: напрям зміни частоти, частотна характеристика коливального контуру і напруга на його виході. Саме такий сигнал після детектування і підсилення утворює на екрані ЕПТ одну спектральну лінію.

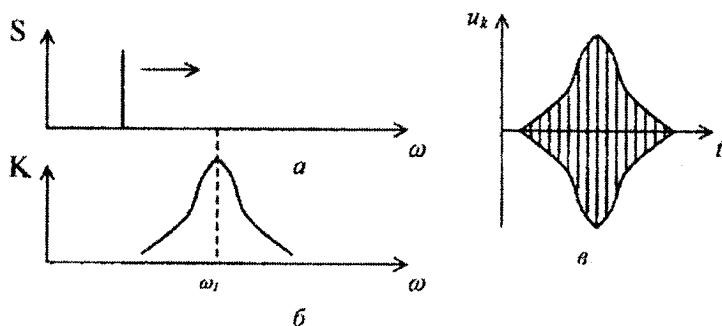


Рис. 7.52. До визначення роздільної здатності

На рис. 7.53 показано дію двох плавно перенастроюваних гармонічних складових на коливальний контур.

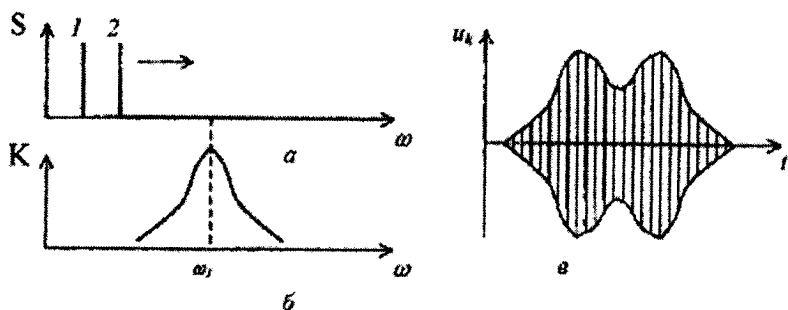


Рис. 7.53. До визначення роздільної здатності

В цьому випадку в резонансному контурі виникнуть биття з різною частотою. Огибаюча коливаний (на рис. 7.53, *в*) має два

максимумами, що характеризують спектральні лінії. Швидкість аналізу визначається швидкістю зміни частоти генератору коливальної частоти. Збільшення швидкості аналізу призводить до збільшення інтенсивності перехідних процесів і розширення динамічної частотної характеристики резонансної системи, тобто і до зменшення роздільної здатності.

7.8. ВИМІРЮВАННЯ НЕЛІНІЙНИХ СПОТВОРЕНЬ

Вимірювачі нелінійних спотворень призначені для вимірювання ступеня спотворення форми кривої, тобто відмінності її від синусоїдальної форми. Кількісно спотворення оцінюють двома коефіцієнтами:

коефіцієнтом гармонік

$$K_z = \frac{\sqrt{U_2^2 + U_3^2 + \dots}}{\sqrt{U_1^2 + U_2^2 + \dots}};$$

коефіцієнтом нелінійних спотворень

$$K_{nc} = \frac{\sqrt{U_2^2 + U_3^2 + \dots}}{U_1},$$

де $U_1, U_2, \dots$ — діючі значення напруги гармонік сигналу.

Як правило, вимірювачі нелінійних спотворень визначають коефіцієнт гармонік, а коефіцієнт нелінійних спотворень розраховують за формулою [10]:

$$K_{nc} = \frac{K_z}{\sqrt{1 - K_z^2}}.$$

При малих K_{nc} можна вважати, що $K_{nc} \approx K_z$.

Вимірювачі нелінійних спотворень виконуються, як правило, за структурною схемою, яка представлена на рис. 7.54.

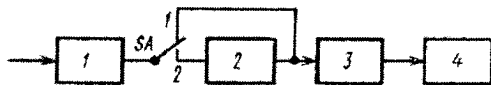


Рис. 7.54. Структурна схема вимірювача нелінійних спотворень

Вхідний пристрій 1 складається із атенюатора та попереднього підсилювача. Досліджувана напруга з вхідного пристрою подається або на вихідний пристрій 3, що складається із атенюатора і погоджувального підсилювача, або на вибірний підсилювач 2. Після вихідного пристрою сигнал подається на вольтметр 4.

У першому положенні перемикача показання вольметра пропорційні $U_{\text{вих}}$:

$$\alpha_1 = K_1 U_{\text{вх}} = K_1 \sqrt{U_1^2 + U_2^2 + \dots}$$

У другому — вибірний підсилювач, настроєний на частоту першої гармоніки, подавляє її й показання пропорційні напругі вищих гармонік:

$$\alpha_2 = K_1 K_2 \sqrt{U_2^2 + U_3^2 + \dots}$$

Коефіцієнт нелінійних спотворень:

$$K_{\text{нс}} = \frac{\sqrt{U_2^2 + U_3^2 + \dots}}{\sqrt{U_1^2 + U_2^2 + \dots}} = \frac{\alpha_2}{K_2 \alpha_1}$$

Значення α_1 встановлюють атенюатором вхідного пристрою завжди на певну відмітку шкали (змінюється K_1). Шкалу вольметра можна градуювати в одиницях вимірюваного значення. Зміною K_2 (атенюатор вихідного пристрою) можна змінювати межі вимірювання приладу.

В сучасних приладах нелінійних спотворень вимірювання відбувається автоматично. Розглянемо роботу вимірювача нелінійних спотворень С6-7, структурна схема якого показана на рис. 7.55.

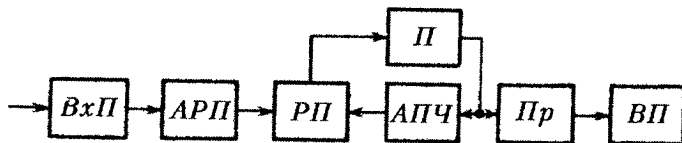


Рис. 7.55. Структурна схема напівавтоматичного вимірювання нелінійних спотворень

У вибірному підсилювачі використовують звичайно RC -коло, який подавляє основну гармоніку та має досить рівномірну частотну характеристику для вищих гармонік при звичайній перебудові основної частоти. Як вольтметр необхідно використовувати прилади, що вимірюють діюче значення струму.

Досліджуваний сигнал через вхідний пристрій $ВхП$ подається до вузла автоматичного регулювання підсилювання $АРП$. На його виході підтримується постійне значення напруги при змінах досліджуваного сигналу.

З виходу $АРП$ напруга поступає в режекторний підсилювач $РП$, в якому здійснюється автоматичне подавлення першої гармоніки попередньо підсиленого вхідного сигналу. Вузол автоматичного підстроювання частоти $АПЧ$ управляє частотою режекції $РП$ таким чином, щоб напруга на його виході стала мінімальною. Напруга вищих гармонік поступає на вхід підсилювача $П$. Підсилена напруга вищих гармонік вимірюється вольтметром середньоквадратичного значення, що складається із перетворювача $Пр$ та відлікового пристрою $ВП$, проградуйованого у процентах $K_{нс}$.

Крім розглянутого способу, $K_{нс}$ можна вимірювати за допомогою аналізатора спектру. В цьому випадку вимірюють діюче значення всіх гармонік і потім розраховують коефіцієнт нелінійних спотворень.

До основних характеристик вимірювань нелінійних спотворень належать: межа вимірювання $K_{нс}$; діапазон частот вхідного сигналу; ослаблення основної частоти; похибка вимірювання $K_{нс}$; залишкове спотворення, яке обумовлене нелінійними спотвореннями та шумами приладу.

КОНТРОЛЬНІ ЗАПИТАННЯ ТА ЗАДАЧІ

1. Чим обмежується межа вимірювання електронного вольтметра постійної напруги?
2. Чим відрізняються амплітудні детектори відкритого і закритого типу?
3. Чим відрізняються схеми електронних омметрів для вимірювання великих і малих опорів?
4. Який принцип закладений в електронних приладах для вимірювання індуктивності, ємності та добротності?
5. Чим досягається лінійність шкали в електронних частотометрах і фазометрах?
6. Які типи перетворювачів використовуються в електронних ватметрах?
7. Для чого використовуються електронні осцилографи?
8. Перелічити способи аналізу спектру сигналу.
9. **Задача № 1.** Якою повинна бути частота неперервної лінійної розгортки для досліджуваної напруги частотою 2000 Гц, якщо час зворотного ходу променя в 4 рази менший за час його прямого ходу?

Відповідь: 400 Гц.

10. Розрахувати елементи фазового ланцюга RC , необхідного для одержання кругової розгортки, якщо його напруга живлення має частоту 50 Гц при вхідному опорі $Z = 100$ кОм.

ГЛАВА 8. МАГНІТОВИМІРЮВАЛЬНІ ПРИЛАДИ

8.1. ПРИЛАДИ ДЛЯ ВИМІРЮВАННЯ МАГНІТНОГО ПОТОКУ

Вимірювальні котушки. При вимірюванні магнітного потоку звичайно використовують явище електромагнітної індукції. Магнітовимірювальний перетворювач, заснований на цьому явищі, називають індукційним. Він являє собою котушку, витки якої зчіплюються з вимірюваним магнітним потоком. При зміні потоку Φ в котушці з числом витків w_k виникає ЕРС e , яка обумовлена співвідношенням:

$$e = -\frac{d\psi}{dt} = -w_k \frac{d\Phi}{dt}. \quad (8.1)$$

З цього виразу видно, що за допомогою котушки магнітна величина потоку Φ може бути перетворена в електричну величину – ЕРС.

Індукційний перетворювач з відомою сталою, зумовленою як сума площ поперечних перерізів усіх витків обмоток, називають вимірювальною котушкою.

Вимірювальна котушка повинна мати таку форму та розміри і бути розташованою так, щоб з її витками зчіплювався лише той потік, який підлягає вимірюванню. Площина її повинна бути розташована перпендикулярно вектору магнітної індукції чи напруженості магнітного поля.

Якщо поле в просторі, який охоплений котушкою, однорідне і вісь котушки збігається з напрямком векторів магнітної індукції B та напруженості магнітного поля H , то можна записати так

$$E = -w_k \frac{d\Phi}{dt} = -w_k s_k \frac{dB}{dt} = -\mu_0 w_k s_k \frac{dH}{dt}, \quad (8.2)$$

де w_k, s_k – стала часу вимірювальної котушки; μ_0 – магнітна стала ($\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} \text{ Гн / м}$).

З виразу (8.2) випливає, що індукційний перетворювач може бути використаний також для вимірювання магнітної індукції і напруженості магнітного поля.

Якщо вимірювальна котушка призначена для вимірювання магнітної індукції у виробі, виготовленому з випробуваного магнітного матеріалу, то витки її повинні охоплювати цей виріб і щільно прилягати до його поверхні.

При вимірюванні напруженості магнітного поля на поверхні зразка вимірювальна котушка повинна бути плоскою (з малою висотою), щільно прилягати до поверхні зразка і розташовуватися так, щоб її вісь збігалася з напрямом вектора напруженості вимірюваного магнітного поля.

Магнітовимірювальний перетворювач у вигляді вимірювальної котушки може бути використаний для вимірювання параметрів як змінного, так і постійного магнітних полів.

При вимірюванні характеристик змінних магнітних полів, в залежності від способу і засобів вимірювання індукованої ЕРС, можуть бути виміряні миттєві чи амплітудні значення цих характеристик, або амплітуди перших гармонік.

При вимірюванні постійного магнітного потоку в повітрі здійснити зміну потокозчеплення можна одним з таких способів: винести вимірювальну котушку з поля, повернути її на 180° , обертати вимірювальну котушку у вимірюваному полі з постійною швидкістю, покачувати вимірювальну котушку відносно її середнього положення.

Вимірювальні прилади. З вираження (8.1) видно, що для отримання потокозчеплення за індукованою в вимірювальній котушці ЕРС необхідно інтегрувати її в часі, тобто

$$\Delta\psi = -\int_0^{\infty} e dt \approx -R \int_0^{\infty} i dt, \quad (8.3)$$

де R – опір ланцюга вимірювальної котушки; i – сила струму в ланцюзі вимірювальної котушки.

Таким чином, вимірювальний прилад повинний здійснювати інтегрування імпульсу ЕРС чи імпульсу струму (8.2). Для цього при магнітних вимірюваннях використовують різні види веберметрів та балістичний гальванометр.

При використанні балістичного гальванометра для вимірювання магнітного потоку основними характеристиками приладу є його стала за магнітним потоком C_ϕ і період вільних коливань T_0 . У сучасних стаціонарних гальванометрах ця постійна знаходиться в межах $10^{-6} \dots 5 \cdot 10^{-5}$ Вб·м/мм, у переносних – $5 \cdot 10^{-6} \dots 5 \cdot 10^{-3}$ Вб/под, період вільних коливань – 15...30 с. Похибка вимірювання магнітного потоку при використанні магнітної котушки і балістичного гальванометра складає $\pm(0,5 \dots 1,0) \%$.

Балістичний гальванометр забезпечує високу чутливість при вимірюванні магнітних величин, але і є приладом неградуїованим, який потребує визначення постійної C_ϕ при кожному експерименті.

Веберметр називають магнітовимірювальний прилад для вимірювання магнітного потоку зі шкалою, градуїованою в одиницях магнітного потоку – веберах. Застосовують веберметри таких видів: магнітоелектричні, фотогальванометричні, електронні аналогові та цифрові.

В магнітоелектричному веберметрі використовується магнітоелектричний вимірювальний механізм без протидіючого моменту, але з великим моментом магнітоіндукційного заспокоєння.

Якщо до затискачів веберметра приєднати вимірювальну котушку W_k (рис. 8.1) і змінити магнітний потік, який зчіплюється з її витками, то кут повороту $\Delta\alpha$ рухомої частини веберметра буде пропорційний зміні потоку $\Delta\Phi_x$.

Найпростіше принцип дії веберметра можна пояснити, використовуючи загальний закон зміни магнітного потоку в замкнутому контурі: магнітний потік, що зчіплюється з замкнутим контуром, прагне залишитися незмінним.

Розглянутий ланцюг (рис. 8.1) складається з вимірювальної котушки w_k , потокозчеплення якої $\psi_x = w_k \Phi_x$, і котушки рухомої частини веберметра з потокозчепленням $\psi_y = w_y s_B B_a$. При зміні потоку Φ_x , який зчіплюється з витками вимірювальної котушки W_k , здійснюється поворот рухомої частини веберметра на кут $\Delta\alpha$.

При цьому показчик веберметра переміститься по шкалі на Δl поділок.

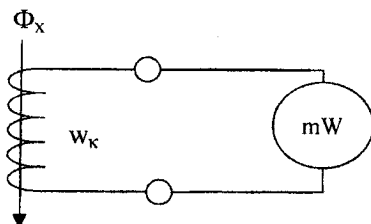


Рис. 8.1. Вимірювання магнітного потоку веберметром

Таким чином, одержимо:

$$\Delta\psi_x = w_k \Delta\Phi_x = w_B S_B B \Delta\alpha;$$

$$\Delta\alpha = w_k \Delta\Phi_x / (w_B S_B B);$$

$$\Delta l = \Delta\alpha L = w_k \Delta\Phi_x L / (w_B S_B B) = w_k \Delta\Phi_x / C_\phi, \quad (8.4)$$

де w_k – кількість витків вимірювальної котушки; Φ_x – вимірюваний магнітний потік; w_y – кількість витків рухомої котушки веберметра; S_B – площа витка цієї котушки; B – магнітна індукція в повітряному зазорі вимірювального механізму веберметра; Δl – переміщення показчика веберметра; L – довжина показчика; C_ϕ – постійна веберметра.

Із співвідношення (8.4) видно, що шкала веберметра може бути градуйована в одиницях магнітного потоку (при $w_k = 1$).

Вираз (8.4) справедливий за умови, що опір вимірювальної котушки не перевищує значення, вказаного в паспорті приладу чи на його шкалі (звичайно це 5...30 Ом). При порушенні цих умов похибка приладу зростає.

Важливою якістю веберметра, на відміну від балістичного гальванометра, є незалежність його показань від швидкості реєстрації змін магнітних потоків у часі.

Оскільки протидіючий момент приладу дорівнює нулю, то його показчик може займати довільне положення. При визначенні магнітного потоку $\Delta\Phi_k$ беруть різницю розрахунків по шкалі: $\Delta l = l_2 - l_1$, де l_2 – кінцевий, а l_1 – початковий розрахунки.

Для встановлення показчика на нульову або іншу зручну відмітку шкали в приладі використовують електричний коректор. Це котушка, яка розташована в полі постійного магніту та включена послідовно з рухомою котушкою веберметра. При повороті за допомогою рукоятки котушки коректора змінюється її потокозчеплення, що призводить до повороту рухомої частини веберметра і дає можливість встановити показчик приладу в потрібне положення.

Отже, **магнітоелектричний веберметр** – переносний прилад, шкала якого градуйована в одиницях магнітного потоку; він простий і зручний у роботі; його показання в широких межах не залежать від опору ланцюга включення веберметра і часу зміни потокозчеплення.

Основні недоліки приладу – відносно низька чутливість і мала точність.

Значною мірою позбавлені цих недоліків фотогальванометричні та електронні веберметри.

На рис. 8.2 наведена спрощена схема фотогальванометричного веберметра. Як видно зі схеми, фотогальванометричний веберметр являє собою фотогальванометричний підсилювач з від'ємним зворотнім зв'язком за похідною вихідного струму, що здійснюється за допомогою RC -кола. Працює прилад таким чином. При зміні потоку, що зчіплюється з витками вимірювальної котушки ВК, на її затискачах виникає ЕРС:

$$e = -w_k \frac{d\Phi_x}{dt}.$$

Під дією ЕРС у ланцюзі магнітоелектричного гальванометра Γ потече струм, при цьому рухома частина гальванометра повернеться, що викличе зміну світлового потоку, який падає на фотоелемент ФЕ, а отже і фотоструму. Фотострум збільшується підсилювачем постійного струму ППС. Вихідний струм I підсилювача перетвориться за допомогою диференціюючої ланки ДЛ у напругу зворотного зв'язку:

$$U_{33} = R \frac{dI}{dt},$$

яка надходить до ланцюга вимірювальної котушки.

В наш час застосовуються також електронні, аналогові та цифрові веберметри. В аналоговому електронному веберметрі інтегруючу ланку виконують у вигляді інтегруючого підсилювача. У цифровому веберметрі вимірювання магнітного потоку здійснюється шляхом вимірювання часу розряду інтегруючого конденсатора, що заряджається струмом вимірювальної котушки.

Значне збільшення точності вимірювання магнітного потоку (похибка вимірювання $\pm 0,05$ %) може забезпечити цифровий веберметр, заснований на перетворенні вихідного сигналу вимірювальної котушки в частоту імпульсів.

Веберметри, що випускаються серійно, мають такі верхні межі вимірювань: магнітоелектричні – від 500 до 10000 мкВб, фото-гальванометричні – від 2 до 500 мкВб, електронні аналогові – від 25 до 2500 мкВб, цифрові – від 10^{-2} до 10 мкВб.

Основна приведена похибка цифрового веберметра $\pm 0,5$ %, для інших видів – $\pm (1,0; 1,5; 2,5; 4)$ %.

8.2. ПРИЛАДИ ДЛЯ ВИМІРЮВАННЯ МАГНІТНОЇ ІНДУКЦІЇ ТА НАПРУЖЕНОСТІ МАГНІТНОГО ПОЛЯ

Тесламетри з перетворювачем Холла. Тесламетр – магнітовимірювальний прилад для вимірювання магнітної індукції, шкала якого градуйована в одиницях магнітної індукції – теслах.

Магнітовимірювальним перетворювачем у розглянутому приладі є гальваноманітний перетворювач Холла, в якому під дією магнітного поля виникає ЕРС.

До гальваноманітного відноситься також магніторезистивний перетворювач, в якому використовується зміна його електричного опору в магнітному полі.

Принцип дії тесламетра з перетворювачем Холла пояснюється на рис. 8.3, де **ПХ** – перетворювач Холла; **П** – підсилювач.

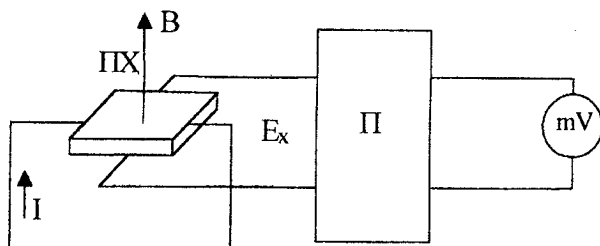


Рис. 8.3. Схема тесламетра з перетворювачем Холла

Перетворювач являє собою пластину з напівпровідника, по якій протікає струм I . При розташуванні пластини в магнітному полі, вектор магнітної індукції B , який перпендикулярний площині пластини, на її бічних гранях виникає різниця потенціалів – ЕРС Холла [31].

$$E_x = CIB,$$

де C – постійна, яка залежить від властивостей матеріалу та розмірів пластини; I – сила струму; B – магнітна індукція.

Після підсилення ЕРС Холла вимірюється компенсатором постійного струму чи мілівольтметром mV , шкала якого може бути градуйована в одиницях магнітного потоку за умови сталості сили струму.

Тесламетри з перетворювачем Холла прості в експлуатації, дозволяють вимірювати магнітну індукцію чи напруженість постійних, змінних (у широкому діапазоні частот) та імпульсних магнітних полів. Перетворювачі Холла мають малі розміри, що дозволяє проводити вимірювання індукції в малих зазорах. Тесламетри з перетворювачем Холла, що випускаються промисловістю, мають більш складні схеми. У серійних тесламетрів з перетворювачами Холла верхні межі вимірювання від $2 \cdot 10^{-3}$ до 2 Тл, основна приведена похибка $\pm (1,5-2,5) \%$.

Феромодуляційні тесламетри. В них використовуються феромодуляційні перетворювачі (ферозонди), принцип роботи яких заснований на особливостях зміни магнітного стану феромагнітного осердя при одночасному впливі на нього змінного та

постійного магнітних полів (або двох змінних полів різних частот), і явища електромагнітної індукції.

Існує багато різновидів феромодуляційних перетворювачів. Найбільш розповсюдженим є диференційний феромодуляційний перетворювач.

На рис. 8.4 наведена схема феромодуляційного тесламетра, в якому має місце перетворення, що компенсує (зрівноважує) магнітну індукцію (напруженість) вимірюваного магнітного поля.

Диференційний феромодуляційний перетворювач ДФП складається з двох ідентичних за розмірами і властивостями пермалоевих осердь С, однакових, увімкнених зустрічно, обмоток збудження w , що живляться змінним струмом від генератора Г.

Обидва осердя охоплює індикаторна обмотка w_i . При відсутності постійного поля ЕРС на затискачах індикаторної обмотки дорівнює нулю, тому що потоки, створювані обмотками w , однакові і спрямовані зустрічно. Якщо на змінне поле (поле збудження) накласти постійне поле (вимірюване) B_- , вектор якого рівнобіжний осі осердя, то крива змінної складової індукції B стане несиметричною щодо осі часу, тобто в складі цієї кривої поряд з непарними з'являться парні гармоніки, причому ступінь асиметрії залежить від значення B_- . Значення ЕРС парних гармонік, індукованої в індикаторній обмотці, зокрема ЕРС другої гармоніки, залежить від значення напруженості магнітної індукції чи постійного (вимірюваного) магнітного поля.

Електрорушійна сила другої гармоніки є лінійною функцією складової магнітної індукції (чи напруженості) постійного магнітного поля, рівнобіжної осі перетворювача, тобто:

$$E_2 = kB_- = k_1 H_- ,$$

де k та k_1 – коефіцієнти перетворення, що залежать від параметрів феромодуляційного перетворювача, частоти і значення напруженості поля збудження; B_- – вимірювана магнітна індукція; H_- – напруженість магнітного поля.

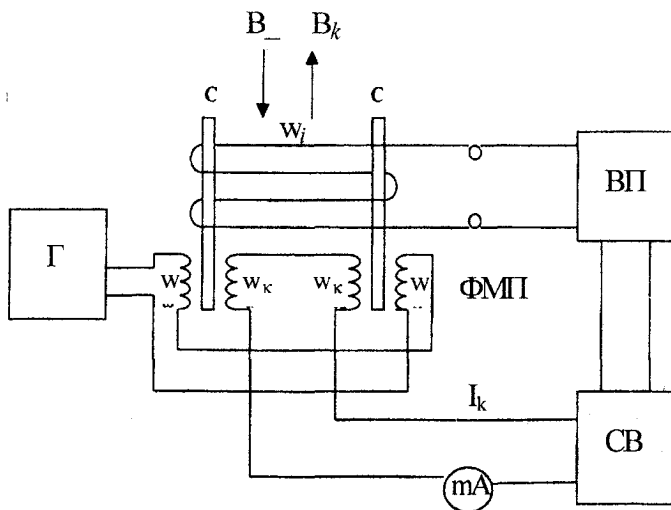


Рис. 8.4. Схема феромодуляційного тесламетра

Вихідний сигнал індикаторної обмотки (ЕРС парних гармонік) надходить на вхід виборчого підсилювача ВП, що підсилює другу гармоніку, потім на синхронний випрямляч СВ, синхронізований генератором Г. Синхронний випрямляч СВ перетворює ЕРС другої гармоніки E_2 у пропорційний їй, а отже, і вимірюваної B_- (H_-), постійний струм I_k , що протікає через обмотку зворотного зв'язку $W_{зз}$, яка розташована на феромодуляційному перетворювачі і виробляє поле, що компенсується, з індукцією B_k . Завдяки перетворенню, що врівноважується, встановлюється така сила струму I_k , щоб поле з індукцією B_k стало рівним за значенням і зворотнім за напрямком вимірюваному з індукцією B_- , тобто відбувається автоматична компенсація вимірюваного поля (B_-) компенсаційним (B_k). Шкала міліамперметра, увімкненого у ланцюг обмотки зворотного зв'язку, градуйована в одиницях вимірюваної величини – теслах чи амперах на метр.

Прилади з феромодуляційними перетворювачами мають високу чутливість, високу точність вимірювання, дозволяють вести неперервні вимірювання, що обумовило їхнє широке поширення (зокрема для вимірювання магнітного поля Землі).

Феромодуляційні тесламетри використовують для вимірювання магнітної індукції (чи напруженості магнітного поля) у малих постійних і низькочастотних магнітних полях.

Діапазон вимірювань такими приладами знаходиться у межах від 10^{-6} до 1,0 мТл; похибка вимірювання від 1,0 до 5 %.

Ядерно-резонансні тесламетри. В цих тесламетрах використовується різновид квантового магнітовимірювального перетворювача. Квантовими називають магнітовимірювальні перетворювачі, дія яких основана на взаємодії мікрочастинок (атомів, ядер атомів, електронів) з магнітним полем.

Існує декілька різновидів квантових перетворювачів. Розглянемо принцип дії одного з них – ядерно-резонансного перетворювача, що дозволяє вимірювати магнітну індукцію з високою точністю.

Ядерно-резонансний перетворювач діє таким чином. Ядра атомів речовини, що володіють не тільки моментом кількості руху, але і магнітним моментом, при поміщенні в зовнішнє магнітне поле починають прецесувати навколо вектора магнітної індукції зовнішнього поля.

Частота процесії f ядер атомів речовини пов'язана з магнітною індукцією B зовнішнього поля співвідношенням $f = \gamma B / (2\pi)$, де γ – гіромагнітне відношення (відношення магнітного моменту ядра атома до моменту кількості руху).

Отже, вимірявши частоту процесії, можна визначити значення магнітної індукції. Гіромагнітне відношення визначене для ядер атомів деяких речовин з високою точністю (наприклад, для ядер водню похибка складає $\pm 2 \cdot 10^{-4} \%$). Вимірювання частоти може бути виконане з похибкою, що не перевищує $\pm 10^{-4} \%$. Таким чином, розглянутий перетворювач може забезпечити вимірювання магнітної індукції з високою точністю.

Для вимірювання частоти процесії використовують різні методи. Один з них оснований на явищі ядерного магнітного резонансу. Спрощена структурна схема приладу, в якому використане явище ядерного магнітного резонансу, наведена на рис. 8.5,

де ЯРП – ядерно-резонансний перетворювач, що складається з ампули A з робочою речовиною (наприклад, водяний розчин $FeCl_2$) і котушки, що її охоплює K , ГВЧ – генератор високої частоти; ГНЧ – генератор низької частоти; K_M – модуляційна котушка; B – випрямляч; ЕО – електронний осцилограф; H_Z – частотомір.

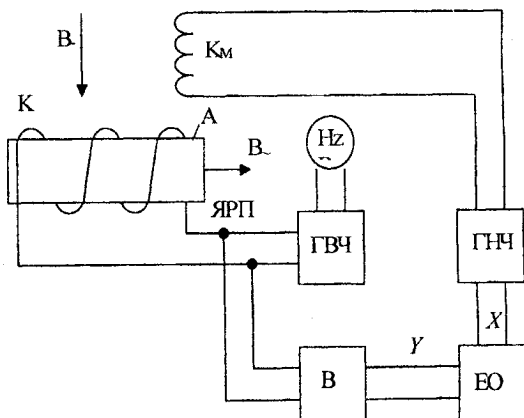


Рис. 8.5. Схема ядерно-резонансного тесламетра

Якщо на вимірюване постійне поле B накласти під кутом 90° змінне поле B – частоту якого можна плавно змінювати, то при співпаданні частоти прецесії з частотою змінного поля буде спостерігатися явище ядерного магнітного резонансу – амплітуда прецесії супроводжується поглинанням ядрами речовини частини енергії високочастотного поля, що призводить до зміни напруги на її кінцях (катушка K є елементом коливального контуру генератора ГВЧ).

Для того, щоб мати можливість спостерігати ці зміни на екрані осцилографа, необхідно створити умови для його періодичного повторення, яке досягається шляхом модуляції вимірюваної магнітної індукції за допомогою котушки K_M , що живиться струмом низької частоти від генератора ГНЧ. Момент резонансу (рівність частот процесії та напруги генератора ГВЧ) може бути зафіксовано за допомогою електронного осцилографа, на

вертикальний вхід якого подають після випрямлення напругу з котушки К, на горизонтальний – напругу модуляції (напруга ГНЧ). Резонансна крива спостерігається на екрані осцилографа два рази за період модуляції. Частота прецесії визначається шляхом вимірювання частоти генератора ГВЧ у момент резонансу.

Ядерно-резонансні тесламетри мають діапазон вимірювання $10^{-2} \dots 10$ Тл; основна приведена похибка для різних приладів знаходиться в межах $\pm(0,001 \dots 0,1) \%$.

Ядерно-резонансні тесламетри в сполученні зі спеціальними перетворювачами сили струму в напруженість магнітного поля застосовують для вимірювання великих струмів з високою точністю.

В останні роки для створення магнітовимірювальних приладів використовують явище надпровідності, що у сполученні з ефектами Мейснера, Джозефсона тощо дозволяє створювати прилади унікальної чутливості, високої точності та швидкодії.

Розглянемо принцип дії одного з таких приладів. Магнітовимірювальний перетворювач являє собою суцільний циліндр із надпровідного матеріалу, на який намотана обмотка. На циліндрі, поміщеному у вимірюване магнітне поле, розміщується нагрівач, що забезпечує періодичний, з частотою 1 МГц, підігрів і охолодження його до температури більше або менше критичної для даного надпровідного матеріалу. Це призводить до періодичного виштовхування вимірюваного магнітного потоку (ефект Мейснера) з об'єму циліндра, а отже, і до зміни потокозчеплення його з обмоткою. В результаті в обмотці виникає ЕРС, пропорційна частоті струму нагрівач, кількості витків котушки, перетину циліндра і напруженості вимірюваного магнітного поля (виміряється складова поля, що збігається з напрямком осі циліндра).

Прилад складається з перетворювача, кріостата та електронного вимірювального пристрою, що служить для виділення і вимірювання ЕРС.

За допомогою надпровідникових тесламетрів були виміряні параметри магнітного поля біострумів серця і мозку людини ($8 \cdot 10^{-7} \dots 8 \cdot 10^{-8}$) А/м.

Характеристики тесламетрів, що серійно випускаються, наведені в табл. 8.1.

Таблиця 8.1

Магнітовимірювальний прилад	Верхні межі діапазону	Основна приведена похибка, %
Магнітоелектричний веберметр	500...10 ⁴ мкВб	±1,5; ±2,5; ±4
Фотогальванометричний веберметр	2...500 мкВб	±1,5; ±2,5; ±4
Електронний веберметр	25...25 * 10 ² мкВб	±1,0; ±2,5
Цифровий веберметр	10 ⁻² ...10 мкВб	±0,5
Тесламетр із перетворювачем Холла	10 ⁻³ ...2 Тл	±1,5; ±2,5
Феромодуляційний тесламетр	5 * 10 ⁻⁷ ...5 * 10 ⁻³ Тл	±1,0; ±1,5; ±2,5; ±5
Ядерно-резонансний тесламетр	2,5 * 10 ⁻² ...2,5 Тл	±0,01; ±0,03

Основні напрямки розвитку магнітовимірювальних приладів: підвищення точності, чутливості та розширення функціональних можливостей шляхом застосування нових фізичних явищ, нових матеріалів і технологій, виготовлення магнітовимірювальних перетворювачів, а також шляхом використання засобів обчислювальної техніки тощо.

8.3. АПАРАТУРА ДЛЯ ВИЗНАЧЕННЯ ХАРАКТЕРИСТИК І ПАРАМЕТРІВ МАГНІТНИХ МАТЕРІАЛІВ

Магнітні матеріали широко використовують у даний час в різних областях науки і техніки, збільшується промисловий випуск магнітних матеріалів з різними властивостями, зростає роль досліджень, контролю якості магнітних матеріалів і виробів з них у виробничих і лабораторних умовах. У зв'язку з цим до апаратури для визначення характеристик і параметрів магнітних матеріалів висувають вимоги високої продуктивності, автоматизації процесів вимірювання та обробки вимірювальної інформації, високої точності та надійності, широкого діапазону вимірювань, можливості роботи на підвищених частотах тощо.

Апаратура для визначення характеристик і параметрів магнітних матеріалів складається з регулюючих пристроїв та

пристроїв, що намагнічуються, засобів вимірювань, реєстрації та обробки вимірюваної інформації і різних допоміжних пристроїв.

Приладобудівною промисловістю серійно випускаються установки для визначення характеристик і параметрів магнітних матеріалів зі спеціальними властивостями.

В установках для визначення статичних характеристик магнітних матеріалів вимірювання магнітної індукції здійснюється, як правило, індукційно-імпульсним способом, напруженість поля визначається побічно, по силі струму котушки, що намагнічується чи за допомогою магнітовимірювальних приладів.

В установках для визначення динамічних характеристик застосовують звичайно індукційний магнітовимірювальний перетворювач і різноманітні способи вимірювання його вихідного сигналу. На підвищених частотах використовують параметричний (мостовий) метод.

Для визначення статичних характеристик магнітом'яких матеріалів за методикою, регламентованою державним стандартом, серійно випускається установка В 5045, яка має межі вимірювань для магнітної індукції – 10 та 100 мТл; 1 та 10Тл, для намагнічуючого струму – від 1мА до 15А. Похибка вимірювання магнітної індукції та напруженості магнітного поля не перевищує $\pm 3\%$. Для визначення статичних характеристик магнітотвердих матеріалів серійно випускається установка В 5056, яка забезпечує вимірювання магнітної індукції та напруженості магнітного поля в будь-якій точці розмагнічуючої кривої (другий квадрант кривої магнітного гістерезису), при імпульсному намагнічуванні й реєстрацію результатів вимірювань. Для вимірювання магнітної індукції та напруженості магнітного поля в установці використовуються цифрові прилади, а реєстрація вимірювальної інформації здійснюється цифродрукуючим пристроєм.

Похибка вимірювання магнітної індукції та напруженості магнітного поля не перевищує $\pm 4\%$.

Для визначення динамічних характеристик і параметрів магнітом'яких матеріалів у діапазоні частот від 25 Гц до 10 кГц серійно випускається установка Ф 5063 з цифровим відліком, за допомогою якої можна виміряти миттєві та амплітудні значення магнітної індукції та напруженості магнітного поля, залишкову індукцію й коерцитивну силу, а також середнє значення напруг

і миттєві значення сили струму. Верхні межі вимірювання середніх значень напруги (по кожному з двох каналів) – 10 і 100 мВ; 1 і 10 В. Похибка вимірювання магнітної індукції та напруженості поля 0,5...1,0 %.

8.4. ВИМІРЮВАННЯ ПАРАМЕТРІВ МАГНІТНОГО ПОЛЯ

В даний час необхідність вимірювати параметри магнітних полів виникає в багатьох областях науки і техніки. Наприклад, при дослідженні магнітного поля Землі, планет і космічного простору; при геологічній розвідці корисних копалин; у криогенній електроенергетиці; при дослідженні магнітних полів біологічних об'єктів у медицині; при неруйнующому контролі матеріалів і виробів; при вимірюванні великих струмів без розриву ланцюга; у приладобудівній, машинобудівній, електронній та радіотехнічній промисловостях і тощо. Кожна з цих областей висуває свої вимоги до діапазону і точності вимірювань, частотного діапазону вимірюваних величин, умов експлуатації засобів вимірювань. Так, наприклад, магнітну індукцію необхідно вимірювати в діапазоні від 10^{-14} до 10^2 Тл, частотний діапазон полів коливається в межах від нуля до декількох десятків мегагерц. Похибка вимірювання повинна бути в межах від тисячних часток до одиниць відсотків.

У табл. 8.2 наведені дані про граничні характеристики – діапазони вимірювань і частотні діапазони сучасних тесламетрів (перша цифра в графі “Діапазон вимірювань” відповідає порогу чутливості). Також представлені основні характеристики магнітовимірювальних приладів, що серійно виготовляються вітчизняною промисловістю. За значенням магнітної індукції розрізняють: слабкі поля – 10^{-14} ... 10^{-5} Тл, середні поля – 10^{-5} ... 10^{-1} Тл і сильні поля – 10^{-1} ... 10^2 Тл. При цьому поля можуть бути різних частот.

Розглянемо області застосування найбільш розповсюджених і перспективних приладів. Тесламетрами з перетворювачем Холла вимірюють параметри середніх і сильних магнітних полів. Перетворювачі в цих приладах мають малі габарити; прилади прості та зручні в експлуатації. Тесламетри з квантовими перетворювачами (різних видів), що володіють високою чутливістю і

точністю, використовують для вимірювання параметрів слабких і середніх, постійних і змінних (до 20 кГц) магнітних полів. Феромодуляційні тесламетри мають високу чутливість і середню точність, мають малі габарити перетворювача, прості та надійні.

Таблиця 8.2

Тесламетр	Діапазон вимірювань, Тл	Частотний діапазон, Гц
Індукційний	$10^{-12} \dots 10$	$1 \dots 30 \cdot 10^6$
Магніто механічний	$10^{-11} \dots 10^{-6}$	$0 \dots 10$
Гальваноманітний	$10^{-5} \dots 10^2$	$0 \dots 10^5$
Феромодуляційний	$10^{-10} \dots 10^{-4}$	$0 \dots 10^3$
Квантовий	$10^{-12} \dots 10^{-3}$	$0 \dots 2 \cdot 10^3$
Надпровідний	$10^{-14} \dots 10^{-4}$	$0 \dots 10^3$

Вони широко використовуються для вимірювання параметрів слабких і середніх, постійних і змінних (до 1 кГц) магнітних полів. Надпровідникові тесламетри мають унікальну чутливість (теоретичний поріг чутливості 10^{-15} Тл), високу точність, стабільність, але вони дуже складні та дорогі. Їх використовують для вимірювання параметрів слабких постійних і змінних (до 1 кГц) магнітних полів.

КОНТРОЛЬНІ ЗАПИТАННЯ

1. Пояснити принцип дії тесламетра.
2. Пояснити принцип дії магнітоелектричного веберметра.
3. Пояснити принцип дії фотогальванометричного веберметра.
4. Пояснити принцип дії феромодуляційного тесламетра.
5. Пояснити принцип дії ядерного-резонансного тесламетра.
6. Перелічити склад апаратури для визначення характеристик магнітних матеріалів.

ГЛАВА 9. ОСНОВИ ПОБУДОВИ АВТОМАТИЧНИХ ЗВТ ЕЛЕКТРИЧНИХ ВЕЛИЧИН

Контроль за станом сучасного виробничого процесу є багато-параметричним. За значенням контрольованих параметрів повинні оцінюватися результати і вирішуватися складні задачі з управління цим процесом. Реалізація такої задачі оператором обмежена спроможністю людського сприйняття. Тому питання комплексної автоматизації управління виробничими процесами стають одним з ключових моментів інтенсивного розвитку народного господарства. Вирішення же задачі комплексної автоматизації неможливо без застосування автоматизованих засобів вимірювання.

Проведемо умовний поділ автоматизованих ЗВТ на автоматичні вимірювальні прилади (АВП) (показуючі та реєструючі), вимірювально-інформаційні системи (ВІС) та вимірювально-обчислювальні комплекси (ВОК).

Під **АВП** будемо розуміти ЗВТ [18], що дозволяє автоматично (без участі оператора) одержувати вимірювальну інформацію у вигляді, відповідному поставленій вимірювальній задачі (відлік по шкалі, реєстрація, передача сигналу для подальшого управління на відстані тощо).

Під **ВІС** розуміється багатофункціональний автоматизований засіб, який представляє собою сукупність ЗВТ (мір, приладів, вимірювальних перетворювачів) і допоміжних приладів, з'єднаних між собою каналами зв'язку, та призначений для одночасного вимірювання багатьох параметрів об'єкта і вироблення сигналів у вигляді, зручному для їх наступного використання оператором або ЕОМ.

Вимірювально-обчислювальним комплексом називають автоматичний засіб дослідження, який представляє собою програмно керуючу сукупність вимірювальних, обчислювальних і допоміжних приладів, призначених для контролю та іспитів складних об'єктів.

ВОК – більш сучасний різновид **ВІС**.

9.1. КЛАСИФІКАЦІЯ АВТОМАТИЧНИХ ЗАСОБІВ ЕЛЕКТРИЧНИХ ВИМІРЮВАНЬ

Одним з основних елементів ВІС та ВОК є автоматичні вимірювальні прилади (АВП). Під автоматичними вимірювальними приладами прийнято вважати вимірювальні прилади, в яких автоматизована яка-небудь з операцій, що входять у вимірювальну процедуру, наприклад, врівноваження, обробка непрямих вимірювань і т. д.

Класифікацію АВП принципово можна проводити за різноманітними признаками. У відповідності до [18] як ознаку класифікації можна прийняти: форму виходу, групу методів, що використовуються, режим роботи приладу в часі.

За формою виходу всі прилади поділяються на аналогові та цифрові. В аналогових приладах форма виходу аналогова, з вихідним сигналом у вигляді переміщення покажчика або реєструючого пристрою по відношенню до шкали. В цифрових приладах форма виходу цифрова, виходом є результат закінченого процесу вимірювання у вигляді коду або цифри.

За групою засобів вимірювання, що використовуються, АВП поділяються на прилади, основані на використанні методу зіставлення з розімкнутою структурною схемою та прилади, основані на використанні засобу врівноваження з замкнутою структурною схемою, а також комбіновані прилади (гл. 2).

В приладах зіставлення всі перетворення від вхідної вимірювальної величини X до вихідної мають одне направлення від входу до виходу, в них X перетворюється у величину Y , зручну для квантування, кодування та запам'ятовування з заданою точністю, наприклад, в кут відхилення рухомої частини α .

В прикладах врівноваження з замкнутою структурною схемою створюється величина $\Delta X = X - X_K$, що використовується для здійснення процесу врівноваження. Для створення компенсуючої величини X_K використовується вихідний сигнал Y , перетворений ланцюгом зворотного зв'язку шляхом ряду перетворювачів ОП₁...ОП_{*n*}. В прямий ланцюжок входить порівнюючий пристрій ПП, підсилювач некомпенсації ПН, управляємий перетворювач УП з вихідним сигналом Y . Вихідний сигнал Y використовується також після подальшого перетворення П у вихідну величину приладу в цілому. В цифрових приладах

врівноваження вихідний сигнал Y представляється у вигляді коду. X_k змінюються до тих пір, доки величина різниці ΔX не стане рівною нулю (див. гл. 2).

За режимом роботи в часі аналогові та цифрові АВП врівноваження можна поділити на слідкуючі прилади та прилади розгортуючого врівноваження.

В приладах слідкуючого врівноваження вимірювання вихідної величини Y і компенсуючої X_k безупинно слідують за змінами вимірювальної величини X . В таких приладах всі елементи знаходяться в стані спокою при $X = const$. В приладах розгортуючого врівноваження компенсуюча величина X_k змінюється періодично за відомим законом. Вимірювання в цих приладах проводяться повторними циклами або з постійною частотою, що не залежить від зміни X , або з змінною частотою, що залежить від швидкості зміни X . Перед початком нового циклу вимірювання попередній результат або запам'ятовується, або скидається. Особливістю приладів розгортуючого врівноваження є те, що елементи безупинно працюють при $X = const$.

9.2. СТРУКТУРНІ СХЕМИ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ АВП

Структурні схеми АВП в самому загальному вигляді прийнято зображати у вигляді декількох перетворювачів, з'єднаних між собою різноманітними зв'язками. Графічним зображенням перетворювача є прямокутник, всередині якого вказують або скорочену назву перетворювача, або коефіцієнт перетворення, також можуть вказуватися вхідна та вихідна величини зі стрілкою, що показує направлення перетворення.

Під перетворювачем розуміється деякий прилад реалізуючий функціональну залежність між вхідною та вихідною величинами. За функціональним признакам перетворювачі можна умовно поділити на масштабні, здійснюючі перетворення однієї й тієї ж фізичної величини по значенню певну кількість разів (зменшення або збільшення), і фізичні, здійснюючі перетворення однієї фізичної величини в іншу.

За виглядом вимірювальної величини перетворювачі можна поділити на аналогові АП (вхідна і вихідна величини є аналоговими), аналого-цифрові АЦП (вхідна величина є аналоговою,

вихідна – цифровим кодом) і цифроаналогові ЦАП (на вході – цифровий код, на виході – аналогова величина).

Перетворювачі можуть мати один або декілька входів [18] в залежності від кількості інформативних параметрів вимірювальної величини. На вимірюючий перетворювач з одним входом подається вхідний сигнал $A(x)$, що містить інформативний параметр X вимірювальної величини, або, в найпростішому випадку саму величину X , що вимірюється (рис. 9.1, а).

На вимірювальний перетворювач з двома входами (рис. 9.1, б) подають сигнали $A_1(x)$ і $A_2(x)$, що функціонально пов'язані з одним і тим же інформативним параметром вимірювальної величини. Такі перетворювачі застосовуються, наприклад, в логометрах, фазометрах, вимірювачах відношень величин тощо. На виході таких перетворювачів одержують деякий сигнал $Y = KX$, який функціонально пов'язаний з величиною, що вимірюється. При більшому числі входів можна реалізувати автоматизацію побічних вимірювань.

Є також вимірювальні прилади з великою кількістю входів і декількома інформативними параметрами. При отриманні інформативних параметрів $X_1, X_2, \dots, X_n$ з вхідних сигналів $A(X_1), A(X_2), \dots, A(X_n)$, і встановленні функціональної залежності між ними виникає необхідність застосування обчислювальних приладів. Такі прилади відносять до інформаційно-вимірювальних, в яких реалізується автоматизація сукупних або сумісних вимірювань, а також вимірювань залежностей (рис. 9.1, в).

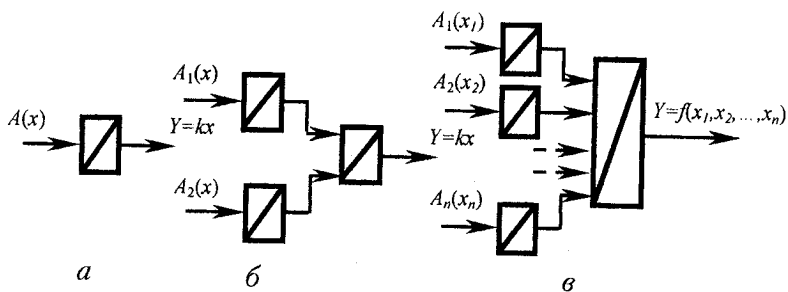


Рис. 9.1. Перетворювачі автоматичних вимірювальних приладів

Структура конкретного АВП залежить від особливостей величини, що вимірюється. Так інтервал часу T_x , частота f_x і напруга U_x є величинами, найбільш зручними для автоматичного квантування і для створення багатозначних нерегульованих мір, а отже, і найбільш зручними для точного цифрового вимірювання. Тому прилади для вимірювання часу, частоти і напруги, як правило, мають найбільш просту розімкнену структуру.

Застосування замкнутої структури найбільш доцільно при створенні АВП для вимірювання величин, зручних для порівняння за умови наявності точних зворотних перетворювачів (ЗП).

9.3. ЕЛЕМЕНТНА БАЗА АВП

За елементною базою аналогові прилади поділяють на електронні, електромеханічні та оптоелектронні. В електромеханічних приладах електромагнітна енергія, що залежить від вимірювальної величини перетворюється в механічне переміщення рухомої частини приладу. В електронних приладах ця енергія перетворюється в показання приладу за допомогою електронних, напівпровідникових та іонних елементів або мікроелектронної техніки. Електронною базою оптоелектронних приладів є оптоелектронні елементи – оптрони, які складаються з оптичних електронних ланок.

До складу цифрових вимірювальних приладів (ЦВП) як структурні ланки входять аналогові перетворювачі (АП), аналого-цифрові перетворювачі (АЦП), перетворювачі код-код, відлікові прилади, корегуючі та керуючі ланки, ланки синхронізації тощо. Однак основною ланкою ЦВП є АЦП, принцип дії якого і визначає принцип дії ЦВП в цілому [18]. Практично до недавнього часу для побудови АЦП широко застосовувались дискретні елементи (електромагнітні, електронні тощо). Однак подальше вдосконалення ЦВП з застосуванням лише дискретних елементів вимагало ускладнення структури, збільшення кількості ланок і корегуючих ланцюгів, що в свою чергу призводило до збільшення габаритних розмірів, маси та зниження надійності.

При створенні сучасних ЦВП характерний перехід на базу інтегральної технології мікропроцесорної техніки. Це дозволяє зменшувати число ланок, підвищувати надійність та відповідно знижувати масу і габаритні розміри ЦВП. Особливо перспективним

є створення ЦВП нових поколінь з застосуванням мікропроцесорів і мікро-ЕОМ, що поширюють функціональні можливості ЦВП на основі ускладнення програм. Основні функції, які може здійснити мікропроцесор в електровимірювальному приладі, – це управління різноманітними вузлами і приладом в цілому, автоматичне корегування похибок, обробка і перетворення результатів вимірювань, діагностика несправностей [19].

Найбільш характерні функції мікро-ЕОМ у вимірювальному приладі – автоматизація діалогу оператора з приладом і організація інтерфейсу приладу для його роботи в складі ВІС. Вже сьогодні мікро-ЕОМ використовуються в приладах для статистичної обробки результатів вимірювань.

Розглянемо, що уявляють собою перераховані елементи мікроелектроніки.

Інтегральна схема (ІС) є сукупністю декількох взаємопов'язаних компонентів (транзисторів, діодів, конденсаторів, резисторів тощо), виготовлених в єдиному технологічному циклі на одній і тій ж несучій конструкції – підкладці – і яка виконує певну функцію перетворення інформації.

В ІС компоненти з'єднуються один з одним короткими металевими стрічками, які напилюються на поверхню пластин. Це дозволяє різко скоротити розміри і масу мікросхем, у порівнянні з дискретними схемами.

Функціональну складність ІС прийнято характеризувати ступенню інтеграції, що чисельно дорівнює десятковому логарифму від кількості елементів на кристалі.

Перша ступінь інтеграції відповідає десяти елементам ($K_1 = \lg 10 = 1$), друга – ста елементам ($K_1 = \lg 100 = 2$) тощо. ІС третього ступеня і вище прийнято називати великими інтегральними схемами ВІС.

В основі ВІС лежить інтеграція простих ІС на одному кристалі. У сучасних ВІС кількість елементів на кристалі перевищує 10000. Використання ВІС супроводжується різким поліпшенням всіх основних показників, у порівнянні з аналогічним комплексом, виконаним з окремих ІС. Зменшуються розміри, маса, вартість, підвищується надійність, швидкодія та завадостійкість.

Мікропроцесором прийнято вважати функціонально завершений пристрій, виконаний на одній або декількох ВІС, і при-

значень для виконання обчислювальних та логічних операцій. Говорячи іншими словами, мікропроцесор – це ВІС з програмованою структурою, здатний виконувати під дією програмного управління функції центрального процесора ЕОМ. Мікропроцесори звичайно містять такі функціональні блоки, як реєстри, логіко-арифметичні пристрої, запам'ятовуючі пристрої, інтерфейси вводу-введення (магістраль зв'язку з зовнішніми приладами), а також мікропрограмні блоки.

Основні параметри деяких вітчизняних мікропроцесорів наведені в табл. 9.1.

Таблиця 9.1.

Серія	Число типів ВІС (кількість кристалів)	Центральний процесорний елемент	Розрядність, Біт	Кількість команд	Час циклу, мкс	Напруга живлення, В	Потужність, МВт
K580	1	K580ИК80	8	78	2,0	5...5,12	300...750
K581	3	K581ИК1	16	–	1,6	5...5,12	900
K582	1	K582ИК1	4	459	1,5	1,2	200
K584	1	K584ИК1	4	459	2,0	1,2	140
K586	7	K586ИК1	8	149	10,0	27	–
K587	4	K587ИК2	4	168	2,0	9	5
K588	4	K588ИК2	16	–	2,0	5	5
K589	7	K589ИК02	2	–	0,1	5	750

Більшість мікропроцесорів реалізовані на одному кристалі. Але є мікрокристалвні мікропроцесори – так названі мікропроцесорні комплекти. Конструктивно мікропроцесори виконуються в керамічному, пластмасовому або пластиковому корпусі з двостороннім розташуванням виводів.

На основі мікропроцесорів створюють мікро-ЕОМ, що являє собою систему, яка містить мікропроцесор (мікропроцесорний комплект), запам'ятовуючі пристрої, ЦВП, інтерфейси для підключення зовнішніх приладів, пульт керування тощо. Мікро-ЕОМ все більше впроваджуються в тих приладах, де раніш їх викорис-

тання було нераціонально через високу вартість, великі габаритні розміри і значну споживаему потужність. Конструктивно мікро-ЕОМ виконують на одній або декількох платах. В першому випадку плата може бути вставлена в конструкцію вимірювального приладу і використовуватись як складова частина загальної структурної схеми для розширення його функціональних можливостей. В другому випадку до складу конструкції входять звичайно (крім процесорної плати) плати оперативного запам'ятовуючого пристрою, постійного запам'ятовуючого пристрою і каналів введення-виведення, а також інтерфейсні карти для підключення приладів і периферійних пристроїв. В такому виконанні мікро-ЕОМ володіє всіма можливостями типової ЕОМ і придатна для реалізації операцій обробки та управління в багатофункціональних вимірювальних приладах, ВІС і ВОК.

9.4. АГРЕГАТНИЙ КОМПЛЕКС ЗАСОБІВ ЕЛЕКТРОВИМІРЮВАЛЬНОЇ ТЕХНІКИ (АЗЕТ)

Розробка АЗЕТ почалася ще в кінці 60-х років, до 1980 року вже були створені комплекси 1 та 2-го покоління АЗЕТ-1 і АЗЕТ-2, включаючи більш 500 типів (з модифікаціями) модулів, блоків, приладів. У 1975–1980 р. р. створено біля 400 типів засобів АЗЕТ 3-го покоління [18,19].

Засоби, що входять в АЗЕТ, являють собою функціонально і конструктивно закінчені засоби електровимірювальної техніки з нормованими метрологічними характеристиками, що задовольняють вимогам сучасності та призначені для спільного використання при створенні ВІС і ВОК різноманітного призначення. Крім того, такі засоби АЗЕТ, як вимірювальна апаратура, можуть використовуватися як автономні прилади або в складі найпростіших приладів, що забезпечують автоматизацію вимірювання та реєстрації даних.

АЗЕТ вирішує задачі автоматичного вимірювання фізичних величин електричними методами в різноманітних областях народного господарства. Він складається з таких груп пристроїв, що розрізняються за функціями: збору і перетворення інформації; вимірювання та відображення інформації; управління і зв'язку; допоміжні. Пристрої збору і перетворення інформації включають в себе вимірювальні перетворювачі електричних і неелектричних величин, комутатори, цифро-аналогові перетворювачі.

Пристрої вимірювання та відображення інформації включають АЦП, електровимірювальні прилади, в тому числі аналогові, показуючі й реєструючі, цифрові (ЦВП). Цифрові прилади, в залежності від вимірюваної величини, поділяються на шість груп: вольтметри, амперметри, вимірники параметрів електричних кіл, прилади для вимірювання часу і частоти (частотоміри, вимірники тимчасових інтервалів, лічильники імпульсів тощо), фазометри і комбіновані прилади.

До приладів управління відносяться:

а) таймери і годинники, які формують сигнали та відповідають кодовим еквівалентним значенням поточного часу, які використовуються як службові;

б) програмні прилади (контролери), що керують роботою окремих агрегатних засобів в системах;

в) обчислювальні засоби (міні-ЕОМ і мікропроцесори, які здійснюють не тільки програмне управління, а і калібровку, корекцію похибок, лінеаризацію, діагностику несправностей, первинну обробку вимірювальної інформації тощо).

Блоки зв'язку вирішують задачу погодження потоків інформаційних і службових сигналів між спряженими агрегатними засобами у відповідності до прийнятих інтерфейсів.

До групи допоміжних приладів входять джерела живлення, блоки самоконтролю тощо.

Розвиток АЗЕТ направлений на розширення діапазону і точності вимірювання електричних величин, підвищення швидкодії і частотного діапазону вимірювання на змінному струмі, розширення функціональних можливостей і створення ряду нових виглядів технічних засобів, зменшення габаритних розмірів, маси і споживаємої потужності, поліпшення експлуатаційних характеристик.

Для АЗЕТ ведеться розробка багатофункціональних цифрових програмованих засобів вимірювання (вимірювально-обчислювальні засоби), що будуть вирішувати майже всі задачі, пов'язані з процесами вимірювання (вибір режиму, межі, врівноваження тощо), управління блоками і вузлами всередині приладу, а в ряді випадків – і інтерфейсні функції – реалізацією задач самоконтролю і діагностики, вдосконаленням метрологічних характеристик (калібровка, автономна перевірка, вступу по-

правок з врахуванням нестабільності та впливаючих факторів), первинною обробкою вимірювальної інформації (логічна обробка, реалізація математичних перетворень при побічних вимірюваннях, статистична обробка і т. п.). Метрологічні характеристики та параметри АЗЕТ визначаються ГОСТом 8.508-84 [17].

9.5. АНАЛОГОВІ АВТОМАТИЧНІ ПРИЛАДИ

Сучасна інформаційно-вимірювальна техніка володіє сукупністю засобів для вимірювання майже 300 різноманітних фізичних величин: електричних, магнітних, теплових, механічних тощо. В нинішній час для вимірювання цих величин все ширше застосовуються автоматичні вимірювальні прилади (АВП).

Переважне значення в інформаційно-вимірювальній техніці придбали АВП електричних величин, які за допомогою електричних перетворювачів можна використати для вимірювання практично всіх фізичних величин в інших областях вимірювань з достатньою точністю і швидкістю.

Рівняння, що пов'язує вимірювану величину X з результатом вимірювання або аналоговою вихідною величиною Y вимірювального пристрою (ВП), називають рівнянням перетворення $Y = f(x)$. В загальному випадку це рівняння містить також ряд параметрів α , характеризуючих властивості матеріалів, вплив температури, частоти, живлячої напруги $Y = f(x, \alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_n)$. В вимірювальних засобах з розімкненою структурою, що мають певну кількість послідовно включених лінійних ланок в статичному режимі, рівняння перетворення має вигляд:

$$Y = x \prod_{i=1}^n K_i = Sx,$$

де $K_1, K_2, \dots, K_i$ – коефіцієнти перетворення окремих ланок; S – чутливість (коефіцієнт перетворення) вимірювального засобу. Досягнення високої точності та чутливості вимірювального засобу можливо за умови високої стабільності K_i в часі і від впливу зовнішніх чинників, а також від досить великих значень K_i . При нестабільності K_i та зміні його значення на ΔK_i

відносна зміна чутливості ВП буде

$$\frac{\Delta S}{S} = \frac{\Delta K_1}{K_1} + \frac{\Delta K_1}{K_2} + \dots + \frac{\Delta K_n}{K_n}.$$

За рахунок зміни чутливості (коефіцієнта перетворення) відбувається зміна вихідної величини Y на $\Delta Y = (S + \Delta S)X - SX = \Delta SX$. Зміні вихідного сигналу відповідає

похибка вимірювання вхідного сигналу $\Delta X = \Delta Y / S = X \frac{\Delta S}{S}$, що залежить від вимірювальної величини і яка є мультиплікативною частиною похибки.

Адитивну складову похибки ВП, що викликана дрейфом нуля, накладанням різного роду завод на корисний сигнал та іншими причинами, можна записати таким чином:

$$\Delta x_a = \frac{\Delta x_{a1}}{K_1} + \frac{\Delta x_{a2}}{K_1 K_2} + \dots + \frac{\Delta x_{an}}{K_1 K_2 \dots K_n},$$

де Δx_{ai} – приведені до входу адитивні похибки окремих ланок.

Вираз для сумарної відносної похибки буде мати вигляд

$$\delta_c = \delta_n + \frac{1}{x} \left(\frac{\Delta x_{a1}}{K_1} + \frac{\Delta x_{a2}}{K_1 K_2} + \dots + \frac{\Delta x_{an}}{K_1 K_2 \dots K_n} \right),$$

де $\delta_n = \sum \delta_i$ – сума мультиплікативних похибок окремих ланок вимірювального засобу.

Таким чином, в АВП з розімкненою структурою відбувається складання похибок окремих ланок, що ускладнює виготовлення приладів високої точності. Однак побудова таких АВП за наявності достатньо стабільних ланок є найбільш простою.

Забезпечення стабільності K_i окремих ланок досягається за допомогою різноманітного роду конструктивних, схемних і технологічних рішень, що складаються або з компенсації дії впливаючих факторів, або з ізоляції (захисту) від їхньої дії. При-

кладами можуть служити температурна і частотна компенсація, астазування, термостатизування, стабілізація напруги живлення, екранування тощо. Однак ці міри при реалізації приладу прямої дії з високою точністю і чутливістю призводять до ускладнення габаритних розмірів окремих ланок.

Коефіцієнти перетворення K_i окремих ланок розрахунковим шляхом визначити не можна, тому загальний коефіцієнт перетворення S визначають дослідним шляхом під час градування приладу методом різночасової подачі на вхід приладу вимірювальної та відомої величини.

Знизити похибку внаслідок зміни K_i однієї з ланок можна за допомогою ручної операції калібровки. При цьому на вхід ВП з розімкненою структурною схемою подають відому зразкову величину X_0 і коефіцієнт K_i однієї з ланок, регулюють до тих пір, доки вихідна величина Y_i' , а отже і $S = Y_i' / X_0$, не досягнуть заданих значень. Калібровку періодично повторюють в залежності від значення стабільності K_i ланки.

Також можна зменшити систематичну складову похибки змінною K_i шляхом введення поправки оператором в результат вимірювання, якщо відома залежність K_i від впливаючих факторів. До введення поправки від впливаючого фактора η вихідний сигнал $Y = Sx + \alpha\eta x$, а після введення поправки $\Delta Y_{\text{ноп}} = \alpha\eta x$ (якщо відомі α і η) відкоректований вихідний сигнал $Y_{\text{кор}}$ буде рівний $\Delta Y_{\text{кор}} = Sx + \alpha\eta x - \Delta Y_{\text{ноп}} = Sx$.

Введення поправок і калібровка виробляється оператором вручну і, отже, призводить до зниження продуктивності його праці.

В двоканальних вимірювальних засобах з розімкненою структурою (рис. 9.2, б) можна забезпечити при певних умовах стабільність коефіцієнта перетворення без оператора.

Якщо ВП призначений для вимірювання відношення двох величин, то вхідні сигнали x_1 і x_2 перетворюються в різних каналах з коефіцієнтами перетворення $K_{1,1}$; $K_{1,2}$; $K_{2,1}$; $K_{2,2}$ і на виході ділильного пристрою ДП одержують такий вихідний сигнал:

$$Y = \frac{x_1 K_{1,1} K_{1,2}}{x K_{2,1} K_{2,2}},$$

що пропорційний вхідним сигналам x_1 і x_2 .

При однаковій залежності $K_{1,1}$ та $K_{1,2}$, а також $K_{2,1}$ і $K_{2,2}$ від часу і зміни впливаючих величин похибки через нестабільність не виникає. Такими вимірювальними пристроями є логометри, автоматичні мости і компенсатори, в яких відсутня залежність вихідного сигналу від зміни температури, частоти, живлячої напруги і параметрів кіл.

Автоматичні вимірювальні прилади високої точності створюють з використанням замкнутої структурної схеми (рис. 9.2, в). Структурні схеми таких АВП складаються з двох кіл: прямого та зворотного. На вхід порівнюючого пристрою ПП надходить невідома вимірювальна величина X і по колу зворотного зв'язку ЗЗ величина X_K , що пропорційна вихідній величині Y . На виході ПП з'являється сигнал некомпенсації $\Delta X = X - X_K$. Сигнал некомпенсації ΔX використовується в АВП з замкнутою структурною схемою для автоматичного підтримання стабільності коефіцієнта перетворення прямого кола K .

Сигнал ΔX підсилюється підсилювачем некомпенсації ПН прямого кола і вихідна величина Y змінюється до тих пір, доки не буде досягнута рівність між компенсуючою величиною X_K і вимірювальною X , тобто $X = X_K$. Такі АВП називають **приладами з астатичною характеристикою**.

Якщо зворотний перетворювач ЗП має коефіцієнт перетворення β , то при рівності $X = X_K$ рівняння зворотного перетворення буде $X_K = \beta Y = X$ і за допомогою ЗП встановлюється пропорційна залежність між X та Y . Таким чином, в момент компенсації вихідний сигнал Y не залежить від коефіцієнта перетворення прямого кола. Чутливість приладу $S = dY / dX = 1 / \beta$.

Мультіплікатна складова похибки у відносному вигляді, коли вона зумовлена зміною чутливості $\delta_s = \Delta S / S = \Delta \beta / \beta$, буде визначатися відносною зміною коефіцієнта перетворення кола ЗЗ.

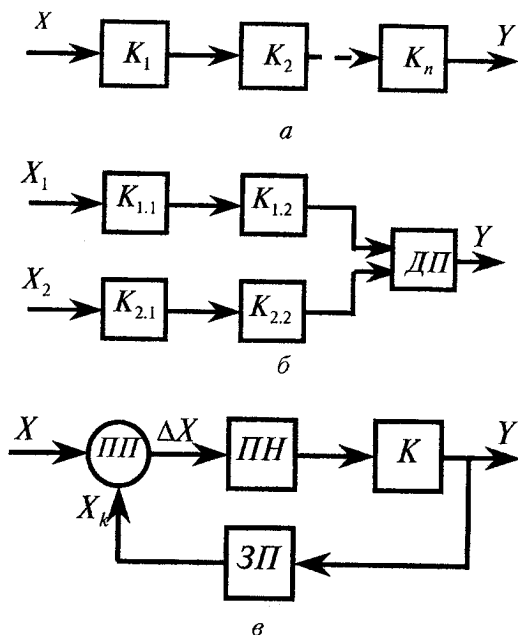


Рис 9.2. Структурні схеми: *а* – одноканальний вимірювальний засіб з розімкнутою структурою; *б* – двоканальний вимірювальний засіб з розімкнутою структурою; *в* – вимірювальний засіб з замкнутою структурою

Адитивна складова похибки в приладах з астичною характеристикою зумовлена наявністю порогу чутливості ланок прямого кола. Поріг чутливості $\Delta X_{\text{п}}$ – це найменше значення вхідного сигналу X , яке викликає появу сигналу на виході Y .

При наявності порогу чутливості компенсація настає при $X = X_k$, а приріст $\Delta X = X - X_k$ буде рівним нулю, тобто зміна вхідного сигналу в межах $\Delta X_{\text{п}}$ не викликає зміну Y , тобто з'являється адитивна похибка $\Delta \alpha$, що лежить в межах $\pm \Delta X_{\text{п}}$.

Прилади зі статичною характеристикою характеризуються тим, що усталений режим в них настає при неповній компенса-

ції, тобто має місце $\Delta X = X - X_x \neq 0$. Для цих приладів $Y = K\Delta X$, але для них також справедливо $X_K = \beta Y$. З урахуванням цього залежність між вихідним Y і вхідним X сигналами буде $Y = Kx / (1 + K\beta)$. На практиці завжди виконується співвідношення $K\beta \gg 1$, тому залежність вихідного сигналу від вхідного буде $Y = 1 / \beta x$, тобто коефіцієнт перетворення прямого кола не впливає на роботу приладу. Мультіплікативна складова похибки:

$$\begin{aligned}\delta_m &= \frac{\Delta S}{S} = \frac{\Delta K}{K} \cdot \frac{1}{1 + K\beta} - \frac{\Delta \beta}{\beta} \cdot \frac{K\beta}{1 + K\beta} = \\ &= \delta_K \frac{1}{1 + K\beta} - \delta_\beta \frac{K\beta}{1 + K\beta},\end{aligned}$$

де $\delta_K = \Delta K / K$ — похибка коефіцієнта перетворення прямого кола; $\delta_\beta = \Delta \beta / \beta$ — похибка коефіцієнта перетворення зворотного кола.

Враховуючи, що $K\beta \gg 1$, отримаємо $\delta_m \approx \delta_K / K\beta - \delta_\beta$. Звідси видно, що нестабільність коефіцієнта перетворення прямого кола в $K\beta$ разів менше впливає на мультіплікативну складову похибки, ніж нестабільність коефіцієнта перетворення β зворотного кола. Оскільки складові в δ_m мають різні знаки, то їх зміни, викликані одними і тими ж причинами (наприклад, зміною температури), можуть компенсувати один одного.

Адитивна складова похибки не залежить від коефіцієнта β , а визначається дрейфом нуля і наявності порогу чутливості у ланок прямого кола.

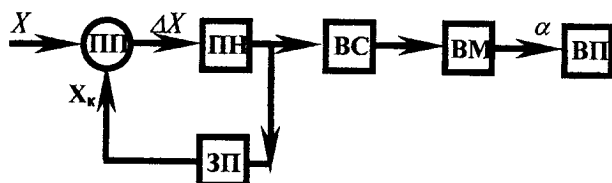
Наявність в АВП некомпенсації ΔX характеризується коефіцієнтом статизму K_c , що при постійних K і β дорівнює $K_c = \Delta X / X = 1 / (1 + K\beta) = 1 / K\beta$, і не вносить похибки, бо враховується при градуюванні.

До АВП з астатичною характеристикою відносяться автоматичні компенсатори постійного та змінного струмів, автоматичні мости.

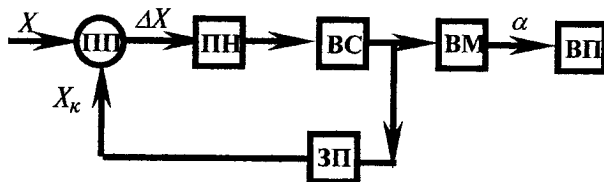
До АВП зі статичною характеристикою відносяться компенсаційні прилади, що представляють собою сукупність підсилю-

вачів з глибоким негативним ЗЗ або компенсаційних перетворювачів і вихідних вимірювальних приладів.

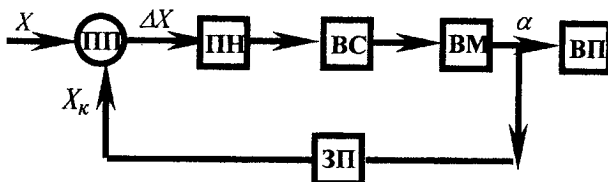
Фотогальванометричні прилади відносяться до ВП зі статичною характеристикою. Структурні схеми таких АВП повинні складатися з порівняльного пристрою ПП, підсилювача некомпенсації ПН, вимірювальної схеми приладу ВС, вимірювального механізму ВМ, зворотного перетворювача ЗП і відраховуючого пристрою ВП (рис. 9.3, а). Вхідним сигналом замкнутої частини схеми є струм або напруга, що зручні для вимірювання вихідним приладом. Як ЗП звичайно використовують пасивне коло у вигляді опорів або дільників, володіючих простотою, надійністю та достатньою стабільністю.



а



б



в

Рис. 9.3. Структурні схеми АВП

Коло 33 в АВП зі статичною характеристикою може охоплювати різноманітне число ланок прямого кола. В залежності від цього розрізняють АВП, в яких ЗП охоплює тільки ПН як найбільш нестабільний елемент (рис. 9.3, *а*); АВП, в яких ЗП охоплює ПН і ВС (рис. 9.3, *б*) і, нарешті, АВП, в яких ЗП охоплює ПН, ВС і ВП з протидіючою пружиною (рис. 9.3, *в*).

У АВП першого типу (рис. 9.3, *а*) ВС не охоплена ЗП, тому похибка ВС повністю входить до сумарної похибки приладу.

Сумарна похибка АВП другого типу (рис. 9.3, *б*) декілька менша, ніж у першого, бо ВС охоплена ЗП і похибка її зменшується в декілька раз.

В АВП третього типу (рис. 9.3, *в*) вихідною величиною Y є кут повороту α осі ВМ, а як ЗП використовуються індукційні або ємнісні прилади, а також змінні резистори з мінімальним моментом тертя або керовані світловим потоком. При нестабільності характеристик ВМ охоплення його зворотнім зв'язком дозволяє підвищити точність вимірювання і поширити частотний діапазон.

Складовою частиною фотогальванометричних приладів є гальванометричні підсилювачі з фотоелектричними перетворювачами, що дозволяють отримати високочутливі автокомпенсаційні мікроамперметри та мікрровольтметри. Промисловістю освоєні і серійно випускаються прилади з ціною поділки $1 \cdot 10^{-9}$ В (Ф118) $1 \cdot 10^{-11}$ А (Ф128).

На рис. 9.4. *а* показана принципова схема фотогальванометричного компенсаційного мікрровольтметра. Якщо на вхід приладу не подається вимірювальна ЕРС E_x , то струм I_r в рамці гальванометра буде відсутній, і вона розміщується таким чином, що освітленість фоторезисторів ФР1 та ФР2 світловим променем, відбитим від дзеркала гальванометра, однакова. Опори фоторезисторів при цьому рівні, схема знаходиться в збалансованому стані, тому вихідний струм I_g дорівнює нулю. При під'єднанні до вхідних зажимів приладу вимірювальної величини E_x через гальванометр потече струм I_r , а його рамка разом з дзеркалом почне повертатися, в результаті освітленість фоторезисторів стане неоднаковою, що призведе до зміни значень їхніх опорів. Баланс схеми порушиться і у вихідній діагоналі

з'явиться різниця потенціалів, яка викличе вихідний струм I_E .
Падіння напруги на опорі R_K за рахунок проходження струму
 $I_E (U_K = I_E \cdot R_K)$ прагне зкомпенсувати вимірювану ЕРС
(останнє означає, що ЗЗ в схемі приладу негативна). Однак
повної компенсації в схемі не відбудеться, бо для підтримання
рамки у відхиленому стані в її колі повинен протікати деякий
струм некомпенсації I_{HK} . При досить високій чутливості галь-
ванометра можна вважати що $I_{HK} = 0$, тоді, по закінченню пе-
рехідного процесу, рамка гальванометра встане в положення,
при якому компенсуюча напруга U_K стане рівною вимірюваній
ЕРС, тобто $E_X = U_K = I_E R_K$. Звідси витікає, що вихідний
струм I_E пропорційний вимірюваній ЕРС (коефіцієнт пропор-
ційності $1/R_K$), отже і показання міліамперметра пропорційні
 E_X , тому його шкала може бути відградуйована в одиницях
вимірюваної величини E_X .

В структурній схемі фотогальванометричного мікрровольтме-
тра (рис. 9.4, б) роль перетворювача К1 виконує ВС гальвано-
метра, роль перетворювача К2 – ВМ гальванометра, роль пере-
творювача К3 – мостова схема з ФР1 та ФР2, роль ЗП – ком-
пенсаційний опір R_K .

Принципова схема фотогальванометричного мікроамперметра
(рис. 9.4, в) відрізняється від фотогальванометричного мікро-
вольтметра тим, що гальванометр включений паралельно вхід-
ним затискачам приладу і в коло ЗЗ включений додатковий опір
 R_d . В цій схемі частина вимірювального струму I_X компенсує-
ться струмом I_K , який складає певну частину вихідного струму
 I_E . Оскільки компенсація неповна, то через рамку гальваномет-
ра проходить струм $\Delta I = I'_X - I_K$, що утримує рамку в відхиле-
ному стані, необхідному для створення вихідного струму, про-
порційного вимірювальному струму $I_E = K_{II} \cdot I_X$.

Вважаючи коефіцієнт перетворення приладу K_{II} величиною
постійною, шкалу міліамперметра, через який проходить струм
 I_E , градуують в одиницях I_X . Структурна схема фотогальва-

нометричного мікроамперметра наведена на рис. 9.4, з.

В конструкціях фотогальванометричних приладів передбачені спеціальні затискачі для включення реєструючого приладу, за допомогою якого можна здійснити запис показань (на рис. 9.3, а ці затискачі позначені як затискачі R_H).

Похибки фотогальванометричних приладів складаються з похибок власне автокомпенсатора та приладу на виході. Похибки автокомпенсаторів, в свою чергу, визначаються похибками виготовлення і нестабільністю компенсаційного та додаткового опорів, статизмом (похибкою некомпенсації), його змінами та порушенням нульових початкових умов. Причинами зміни статизма, можуть бути коливання напруги в мережі живлення, непостійність опору вхідного кола гальванометра (воно залежить від внутрішнього опору R_x об'єкта вимірювання), коливання температури, зміни параметрів елементів приладу тощо. При експлуатації приладів необхідно враховувати, що R_x для кожного конкретного приладу обмежене певними межами, вказаними в технічному описі.

Застосування різноманітних конструктивних засобів зниження складових похибок дозволяє створити фотогальванометричні прилади з приведеної похибкою не більше 0,5 %.

Загальний недолік всіх фотогальванометричних приладів постійного струму – складність їх використання в умовах вібрації та трясіння.

Для вимірювання малих постійних струмів і напруг з підвищеною точністю застосовуються також електронні компенсаційні прилади і, зокрема, вольтметри. До складу вольтметрів входять підсилювачі постійної та змінної напруг, перетворювачі напруги постійного струму в напругу змінного струму і навпаки, дільники напруг. Як вихідні прилади в основному використовуються магнітоелектричні мікроамперметри.

Метрологічні характеристики електронного вольтметра, в першу чергу визначаються струмом і технічними характеристиками підсилювача, що входить в склад приладу. З технічних характеристик підсилювачів (залежність коефіцієнта підсилення від частоти, частотна смуга пропускання, амплітудна характеристика, дрейф нуля тощо) істотний вплив на точність вимірювання електронним підсилювачем має дрейф нуля, що зумовлений різноманітними причинами: зміною температури, живлячої на-

Дрейф нуля підсилювача виявляється в повільній зміні нульового рівня вихідної напруги при замиканні накоротко входних затискачів підсилювача. Цей недолік властивий підсилювачам постійного струму, тому в них застосовують два перетворювача, на вході – постійного струму в змінний (модулятор М) і на виході – змінного в постійний (демодулятор ДМ). Структурна схема такого підсилювача, який називається МДМ, наведена на рис. 9.5.

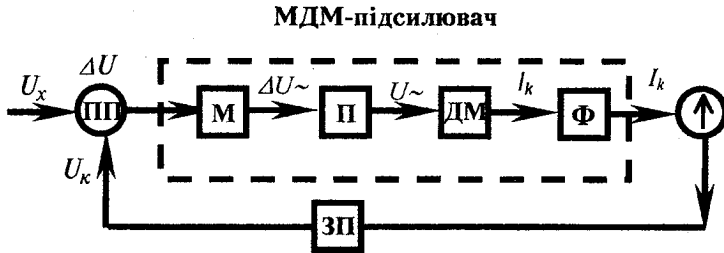


Рис. 9.5. Схема електронного вольтметра з МДМ підсилювачем

Вхідна напруга постійного струму надходить на вхід модулятора М, утвореного двома ключами, працюючими в протифазі. Робота ключів керується від спеціального генератора. Якщо ці ключі практично безінерційні, то на виході М утвориться серія прямокутних імпульсів з амплітудою, рівною вхідній напрузі. Імпульси підсилюються підсилювачем змінного струму П, вихідний сигнал якого не містить постійної складової. Робота демодулятора ДМ аналогічна роботі М. На виході ДМ при синхронній комутації ключів М і ДМ полярність прямокутних імпульсів співпадає з полярністю імпульсів на виході М. Фільтром Ф імпульси усереднюються, і на виході підсилювача МДМ одержується підсилена напруга з тією ж полярністю, що і U_x .

Елементною базою підсилювачів МДМ служать електронні лампи, транзистори, а в останній час – мікросхеми в інтегральному виконанні.

Автоматичні компенсатори і мости. За відсутності порогу чутливості у ланок АВП з астатичною характеристикою і за умови постійності вхідного сигналу $X = const$ досягається повна компенсація $\Delta X = X - X_k = 0$. При цьому, як показано в

розд. 9.1, при зміні K , прямого кола похибка приладу визначається похибкою β перетворювача ЗП.

АВП з астатичною характеристикою використовуються в промисловості для вимірювання регулювання неелектричних величин, перетворених первинними перетворювачами в електричні сигнали, при лабораторних дослідженнях в вигляді настільних універсальних автоматичних компенсаторів-мостів з класами точності 0,2...0,5 і часом встановлення порядку 0,5 с, для вимірювання і реєстрації вихідних сигналів аналогових і цифрових обчислювальних приладів для реєстрації функціональної залежності двох величин $x_1 = f(x_2)$ в ПП і ВОК у вигляді настільних двокоординатних лабораторних автокомпенсаторів тощо. Найбільш широко застосовуються АВП з зрівноваженням за одним параметром, які вимірюють скалярні величини, бо вони менш складні за будовою. До них відносяться автоматичні компенсатори і мости, що випускаються промисловістю.

Структурна схема **автоматичного компенсатора** напруги наведена на рис. 9.6, а. Вимірювальна E_X з внутрішнім опором R_X і компенсуюча U_K (падіння напруги на компенсаційному опорі R_K) послідовно підключаються до пристрою віднімання напруг (ПВН) з вхідним опором R_{BX} . Вхідна напруга ПВН ΔU_{BX} визначається як

$$\Delta U_{BX} = \frac{(E_X - U_K)R_{BX}}{R_{BX} + R_K + R_X} = \frac{E_X - U_K}{1 + R_K / R_{BX} + R_X / R_{BX}}.$$

Оскільки в реальних ПВН $R_B \gg R_K$ та $R_{BX} \gg R_X$, то відношенням в знаменнику можна зневажити, тоді $\Delta U_{BX} = U_X - U_K$. Високе R_{BX} забезпечується застосуванням високоомних модуляторів, наприклад віброперетворювачів з конденсаторною схемою включення або динамічного конденсатора.

При повній компенсації $\Delta U_{BX} = 0$ та $E_X = U_K = I_P R_K$, і струм в колі вимірюємої E_X дорівнює нулю, отже дорівнює нулю і падіння напруги на R_X та з'єднувальних проводах, а автоматичним компенсатором вимірюється сама ЕРС E_X . При

постійному робочому струмі I_p опір R_K компенсатора може бути відградуваний в одиницях ЕРС і напруги. Опір необхідний для регулювання струму I_p .

Принципова схема автоматичного компенсатора постійного струму наведена на рис. 9.6, б. Компенсатор складається з вимірювального кола (R_1, R_2, R_3, R_n), виконаного у вигляді мостової схеми з реохордом R_K , модулятора М, виконаного на вібраційних перетворювачах ВП, електронного підсилювача змінного струму П, виконавчого реверсивного двофазного асинхронного електродвигуна РД, синхронного електродвигуна СД для переміщення діаграмної стрічки.

Вимірювана ЕРС E_X врівноважується компенсуючою напругою $U_{B-Г}$, що знімається з діагоналі в-г мосту. Якщо вимірювальна ЕРС і компенсуюча напруга не рівні, та на вхід М надходить їхня різниця $\Delta U = E_X - U_{B-Г}$. Рухома частина ВП під дією поляризованого електромагніту неперервно коливається, по чергово замикаючи контакти K_1 і K_2 . В результаті на вторинній обмотці трансформатора Тр виникає змінна напруга, пропорційна ΔU , що після підсилення П подається на керуючу обмотку реверсивного двигуна РД. Друга обмотка РД живиться від мережі змінного струму через конденсатор C_1 . Двигун через механічну передачу переміщує движок реохорда R_K , змінюючи завдяки тим самим U_K до тих пір, доки не буде дотримуватися рівність $U_K = E_X$. При цьому $\Delta U = 0$ і двигун зупиниться. Водночас з переміщенням движка R_K двигун переміщує покажчик і пишучий пристрій (перо), тому в момент зупинки двигуна покажчик і перо будуть займати положення, відповідно до значення вимірюваної величини.

Установка робочих струмів I_1 і I_2 здійснюється автоматично. Для цього перемикач Пр ставлять в положення К, при цьому ЕРС E_n нормального елемента буде порівнюватися з падінням напруги $I_2 R_n$ на резисторі R_n , а двигун РД за допомогою фрикційної муфти ФМ з'єднується з движком резистора R_5 , що регулює робочий струм компенсатора. Якщо $I_2 R_n$ не рівно E_n ,

то на вхід Π подається напруга $\Delta U_n = I_2 R_n - E_n$ та двигун буде працювати до тих пір, поки ΔU_n не стане рівним нулю і, отже, не встановиться необхідний робочий струм в плечах мосту.

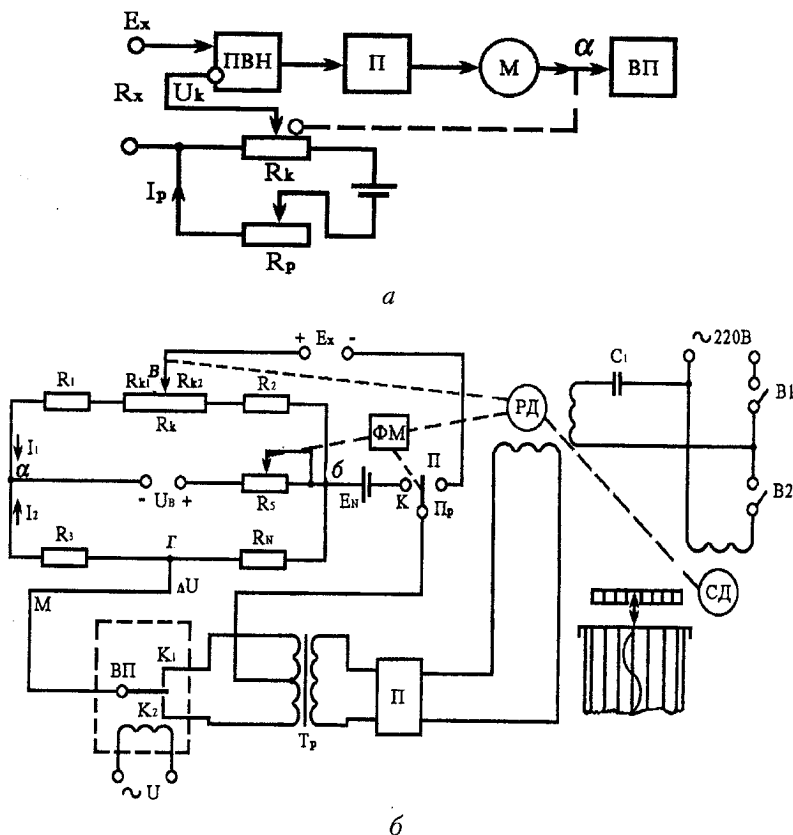


Рис. 9.6. Схеми автоматичного компенсатора напруги:
а – структурна; б – принципова

Якщо живлення вимірювального кола здійснюється не від батарей, а від спеціального стабілізованого джерела живлення, необхідність в автоматичній підстройці I_2 відпадає.

Для автоматичного регулювання та управління виробничими

процесами в деяких компенсаторах передбачаються контакти і регулюючі прилади, що приводяться в дію ротором реверсивного двигуна.

Похибка автоматичних компенсаторів постійного струму, що випускаються промисловістю, не перевищує $\pm 0,5\%$. Час проходження показчиком всієї шкали приладу звичайно складає 0,5...8 с.

Застосовуються також полярно-координатні та прямокутно-координатні автоматичні потенціометри змінного струму, процес зрівноваження в яких здійснюється за двома параметрами (модулем і фазою) за допомогою двох двигунів змінного струму [19].

Автоматичні зрівноважені мости застосовуються для вимірювання, запису і регулювання електричних і неелектричних величин, функціонально пов'язаних з електричним опором. Особливо широко вони розповсюджені для вимірювання і запису температури. Структурна схема і процес автоматичного зрівноваження аналогічний автоматичним компенсаторам. Схема автоматичного зрівноваженого чотириплечого мосту зі зміною опору двох суміжних плечей наведена на рис. 9.7.

Міст живиться від джерела змінного струму, що дозволяє застосовувати підсилювачі змінного струму П. Мостова схема зрівноважується з зміною опору двох плечей. Якщо міст застосовується для вимірювання температури, то первинним датчиком (на схемі не показаний) він перетворюється в електричну величину – опір $R_0(t)$, що з виходу датчика надходить на вхід мосту. При рівновазі мосту $(R_0 + R_{p1})R_4 = (R_2 + R_{p2})R_3$ напруга на вимірювальній діагоналі в-г рівна нулю і ротор реверсивного двигуна РД, за допомогою якого переміщається движок на регульованому опорі R_p , непорушний. При зміні вимірювального опору R_0 на ΔR_0 баланс схеми порушиться і на діагоналі в-г з'явиться напруга змінного струму, що надходить на підсилювач П, а після нього – на керуючу обмотку РД. Ротор двигуна починає обертатися і переміщає движок R_p в той або інший бік до тих пір, доки не настане нова рівновага мосту. Водночас з переміщенням движка R_p двигун переміщує показчик відлікового пристрою ВП, а при необхідності запису результатів вимірюван-

ня може переміщати і перо, яке записує діаграму зміни вимірюваної величини.

Автоматичні мости, що випускаються промисловістю, мають похибку $\pm (0,2 \dots 0,5) \%$.

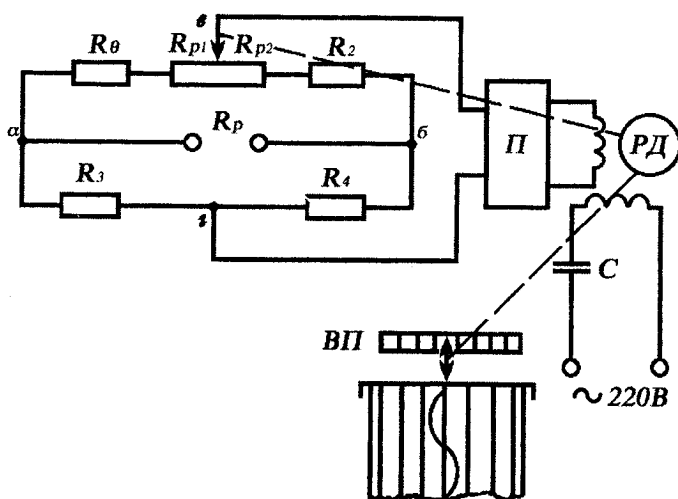


Рис. 9.7. Принципова схема автоматичного врівноваженого мосту

Автоматичні мости і компенсатори змінного струму для вимірювання та реєстрації значень комплексних величин (модуля і фази або активної та реактивної складових), мають два РД, що забезпечують регулювання двох елементів АВП для рівноваги схеми за модулем і фазою.

Найбільше розповсюдження отримали автоматичні зрівноважені мости, що пояснюється їхньою досить високою точністю вимірювань і незалежністю метрологічних властивостей від стабільності напруги джерела живлення.

Похибки АВП поділяються на основні і додаткові. До основних входять похибки через нерівномірність намотування реохорда і його неоднаковий діаметр і опору по всій довжині; через нестабільність і неточність підгонки елементів вимірювальної схеми, неточність настанови робочого струму; через конструктивні недоліки ВП і неточності виготовлення вимірювальних

шкал; через недосконалість записуючого пристрою та варіації показань.

Варіацією показань АВП називається різниця показань при прямому та зворотному переміщенні показника ВП і пишучих приладів при одному і тому ж значенні вимірюваної величини.

Варіацію показів b_k автоматичного зрівноваженого мосту знаходять за аналогічною формулою, лише замість значення E підставляють відповідні значення опорів. Додаткові похибки в АВП виникають при відхиленні таких впливаючих величин, як температура, вологість повітря, зовнішнє електромагнітне поле, частота тощо (від нормальних значень).

Автоматичні компенсатори і мости також використовуються для виконання різноманітних обчислювальних операцій: множення, ділення, інтегрування та диференціювання.

Промисловістю серійно випускаються автоматичні компенсатори типів КВП1, КСП2, КВП4 і автоматичні мости КСМ1, КСМ2, КСМ4 КВМ1. В табл. 9.2 та 9.3 наведені основні показники цих приладів.

Таблиця 9.2

Основні типи автоматичних мостів

Тип при бору	Дов- жина шка- ли, мм	Основна похибка, %	Час про- ходжен- ня шка- ли, с	Кіль- кість вимі- рюваних і реєст- руючих величин	Габаритні роз- міри, мм; маса, кг
КСМ1	120	1,0	2,5; 10	1; 3; 6	160x200x470; 12,5
КСМ2	160	0,5	2,5; 10	1;3;6;12	240x320x492; 21
КСМ4	250	0,25	1;2;5; 10	1;3;6;12	400x400x367; 25
КВМ1	500	0,5(0,25)	2,5; 10	1;6;12	160x240x470; 12,5

Таблиця 9.3

Основні типи автоматичних компенсаторів постійного струму

Тип при бору	Дов- жина шка- ли, мм	Основна похибка, %	Час про- ходження шкали, с	Кількість вимірюва- них і реє- струючих величин	Габаритні розміри, мм; маса, кг
КСП4	250	0,25	1; 2,5; 10	1; 3; 6; 12	400x400x367; 25
КСП2	160	0,5	2,5; 10	1; 3; 6; 12	240x320x492; 21, 17
КВП1	500	0,5	2,5; 10	1; 6; 12	160x240x470; 12;5
КСУ4 0...5 мА 0...20мА	250	(0,25) 0,25	1; 2,5; 10	1; 3; 6; 12	400x400x367; 25

9.6. АВТОМАТИЧНІ ЦИФРОВІ ВИМІРЮВАЛЬНІ ПРИЛАДИ

Загальні відомості про автоматичні цифрові прилади. З розвитком науки і техніки, інтенсифікацією виробничих процесів, впровадженням автоматичних систем керування технологічними процесами (ТП) перед областю електричних вимірювань поставлені нові задачі. Основними з них є такі: підвищення точності швидкодії та чутливості приладів для вимірювання як стабільних, так і змінних з часом величин; повна автоматизація процесу вимірювання, одержання результатів у виді кодів, призначених для запровадження в ЕОМ або цифрові автоматичні системи управління. Ці задачі в багатьох випадках успішно вирішуються за допомогою цифрових вимірювальних пристроїв (ЦВП). Під ЦВП розуміються такі пристрої, що видають результат вимірювання у дискретній формі у вигляді числа або цифрового коду.

ЦВП поділяються на цифрові вимірювальні прилади (ЦВП) і аналого-цифрові перетворювачі (АЦП).

Відповідно до ГОСТу 8.508-84 [17] цифровим електровимірювальним приладом називається прилад, в якому неперервна вимірювальна величина автоматично перетворюється в дискретну, піддається цифровому кодуванню, а результат вимірювання подається у цифровій формі, зручній для візуального відліку.

АЦП не має відлікового пристрою, а вимірювальна величина видається на їхньому виході у вигляді цифрового коду. АЦП звичайно входить до складу ЦВП, вимірювально-інформаційних або керуючих систем. ЦВП виконується у вигляді переносних і панельних приладів для установки на стандартних стійках. Особливістю ЦВП є дискретність за часом і за рівнем результатів вимірювання. Цифрове значення аналогової вимірювальної величини утворюється в процесі квантування і числового кодування, виробленого ЦВП. Квантуванням за рівнем називається процес перетворення неперервної величини в ряд однакових за значенням дискретних величин (ступенів квантування), який представляє всю величину. При цьому номінальному значенню вимірювальної величини X_H відповідає N_H ступенів квантування. Прикладом може бути декада резисторів, опори яких є дискретними рівнями, що відстоять один від одного на ступінь квантування. Отже, під цифровим кодуванням розуміється процес одержання кількості ступенів квантування, що відповідають вимірювальній величині, у прийнятій системі числення.

ЦВП має визначену кількість дискретних рівнів, пов'язану з кількістю розрядів відлікового пристрою і значенням ступеня квантування, що може бути змінним для багатодіапазонних приладів.

Дискретність у часі ЦВП пояснюється тим, що для виконання процесу перетворення аналог-код-відлік необхідно якийсь час.

Цифрові прилади мають ряд переваг, основні з яких такі:

а) швидкодія, що досягає десятків мільйонів вимірювань у секунду; б) висока точність, що наближується до точності цифрових пристроїв ручного зрівноважування; в) відсутність суб'єктивних складових похибок відліку, що обмежують точність аналогових пристроїв; г) відсутність необхідності у висококваліфікованих операторах; д) наявність кодованого виходу в ЦВП, що можна використовувати для зв'язку з ЕОМ, реєстрації і керування; е) можливість автоматичного введення поправки для зменшення систематичних похибок; ж) можливість введення поправки для зменшення систематичних похибок.

Поряд з цим, зазначимо деякі недоліки, властиві цифровим приладам:

а) незручність порівняння даного показання цифрового при-

ладу з заданим граничним значенням вимірювальної величини; б) необхідність високої лінійності перетворювачів (при наявності нелінійності у перетворенні вимірювальної величини виникає похибка, рівна нелінійності); в) складність установки і висока вартість.

Застосування інтегральних схем знижує вартість приладів і підвищує їх надійність.

В даний час ЦВП застосовуються: для автоматизації наукових досліджень, підвищення продуктивності праці в промисловості при налагодженні та регулюванні електронної апаратури, а також при повірці та градуванні наукових приладів і зразкових мір.

АЦП застосовуються: у вимірювально-інформаційних системах при автоматизації досліджень, в АСУ ТП складних об'єктів і процесів, в системах телевимірювання з кодовою формою переданого сигналу, в автоматичних системах для перевірки вимірювальних приладів.

Цифрові вимірювальні прилади можна класифікувати за такими двома ознаками.

1. За призначенням. Найбільш широко застосовуваними видами цифрових приладів є вольтметр постійного струму, цифрові омметри, вимірювачі відношення напруг, частотоміри та фазометри. Вимірювання напруги змінного струму здійснюється за допомогою точного перетворювача змінної напруги у постійну з цифровим вольтметром постійного струму.

2. За засобом перетворення вимірювальної величини в код ЦВП поділяються на прилади прямого перетворення та прилади зрівноважування.

Цифрові прилади прямого перетворення вимірювальної величини у код ЦВП поділяються на прилади неперервної та циклової дії. До першого відносяться прилади з кодуєчими перетворювачами кут-код, в яких вимірювальна електрична величина вимірювальним механізмом перетворюється у кут повороту рухливої частини приладу, а кут просторовим перетворювачем кодування перетворюється в код.

В приладах прямого перетворення циклічної дії вимірювальна величина перетворюється в частоту, інтервал часу – в кількість імпульсів або кут, який потім перетворюється в код.

В цифрових приладах зрівноважування вимірювальна величина X зрівнюється з відомою компенсуючою величиною X_K , яка змінюється у часі. Процес порівняння продовжується до моменту зрівноваження величин X і X_K , що фіксується пристроєм порівняння (ПП) і підсилювачем некомпенсації (ПН).

Цифрові прилади зрівноважування підрозділяються на прилади відстежувального та розгортуючого зрівноважування. У перших компенсуюча величина K , за сигналом підсилювача некомпенсації змінюється реверсивно у бік зменшення (або збільшення, якщо вимірювальна величина змінюється на значення, більше половини ступеня квантування).

В цифрових приладах розгортуючого зрівноважування компенсуюча величина збільшується або зменшується повторюваними циклами. Кожне нове значення вимірювальної величини видається по завершенню циклу.

У приладів зрівноваження характер зміни X_K може бути лінійним, рівномірно-східчастим, нерівномірно-східчастим. ЦВП розгортаючого зрівноважування із нерівномірно-східчастою зміною X_K називають приладами порозрядного зрівноважування.

У залежності від типу використаних елементів ЦВП розділяються на електромеханічні та електронні. В перших – переклюкаючі пристрої вимірювального ланцюга побудовані на контактних елементах (реле, крокові шукачі, крокові двигуни тощо) і мають малу швидкість (не вище 3...4 вимірювань у секунду), а у других – використовуються електронні елементи (діоди, транзистори, інтегральні схеми тощо), швидкість яких може досягати 10^6 і більше вимірювань у секунду.

Похибки цифрових вимірювальних приладів. ЦВП характеризуються статичними і динамічними похибками. Основні похибки ЦВП можуть складатися з похибки дискретності ΔX_d , що виникає в результаті квантування неперервної вимірювальної величини, яка обумовлена скінченністю числа рівнів квантування; похибки через невідповідність дійсних значень квантування їхнім номінальним значенням ΔX_p ; похибки через поріг чутливості пристрою порівняння або його нестабільність ΔX_q ; похибки від впливу перешкод на елементи ЦВП ΔX_n .

Похибки ΔX_q і ΔX_p відносяться до інструментальної похибки, а ΔX_d являє собою методичну похибку, що виникає через обмежене число рівнів квантування A і нескінченність великої кількості значень, що може приймати вимірювальна величина $X(t)$. Квантування вимірювального параметра за рівнем і дискретизацією у часі показані на рис. 9.8, де $X(t)$ – залежність вимірювальної величини від часу; $t_1 \dots t_n$ – моменти часу, в які проводиться вимірювання; $X_1, X_2, \dots, X_n$ – значення вимірювальної величини в зазначені моменти.

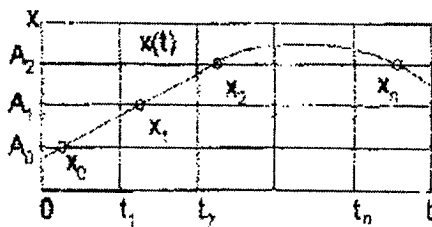


Рис. 9.8. Квантування вимірювальної величини

В результаті порівняння аналогової вимірювальної величини з квантовою відомою величиною і наступним числовим кодуванням кожне дане значення X_N представляється на виході ЦВП найближчим йому цифровим значенням X_N :

$$X_N = N_X \Delta X_K,$$

де N_X – кількість ступенів квантування; X_N – показання ЦВП; ΔX_K – величина ступеня квантування.

Дискретизація в часі – представлення неперервної функції часу $x(t)$ рядом миттєвих значень, що йдуть через однакові проміжки часу T_d (тривалість циклу дискретизації).

Завдяки квантуванню за рівнем вимірювальна величина може бути подана одним із найближчих дискретних значень

$N_X \Delta X_K$ або $(N + 1) \cdot \Delta X_K$. Похибкою цифрового приладу є різниця між показаннями приладу, тобто $N_K \Delta X_K$, і дійсним значенням вимірювальної величини. Отже у цифровому приладі дійсне значення вимірювальної величини, що знаходиться між двома відомими значеннями $X_N = N_X \Delta X_K$, та $X = (N + 1) \Delta X_K$, може бути відображено таким чином:

- а) меншим числовим значенням $N_x = N$;
- б) великим числовим значенням $N_x = N + 1$;
- в) середнім числовим значенням $N_x = N + 0,5$ (рис. 9.9).

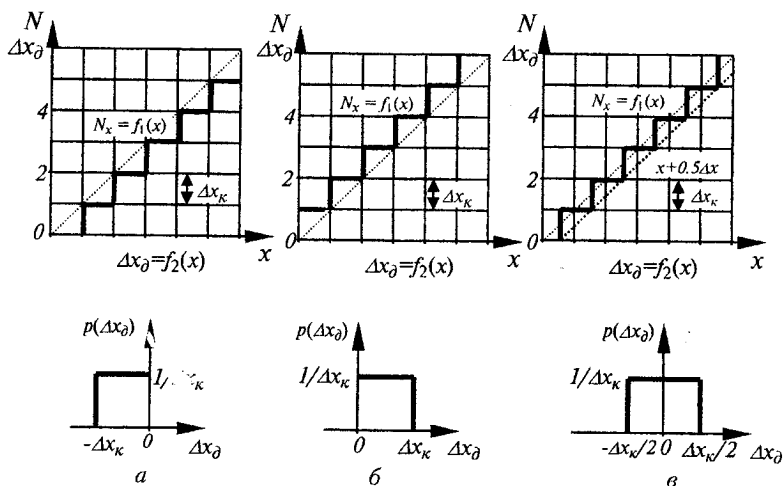


Рис. 9.9. Дискретизація неперервної величини

Рівняння ЦВП, що відображає залежність між входом і виходом, а також похибка для приведених трьох випадків надані в табл. 9.4.

У третьому випадку результат ЦВП зрушений на половину ступеня квантування. Практично це досягається введенням постійної поправки в X , рівної $0,5 \Delta X_K$, що компенсує систематичну складову або математичне очікування похибки від квантування.

При заданій середній допустимій квадратичній похибці від

квантування $\delta_{к.д}$ можна визначити номінальну кількість ступенів квантування:

$$N_H = \frac{X_H}{\Delta X_K} = \frac{X_H}{2\sqrt{3}\delta_{к.д}} = \frac{100}{2\gamma_{к.д}}.$$

Таблиця 9.4

Похибки ЦВП для трьох випадків відображення дійсного значення вимірювальної величини

Рівняння ЦВП N_X	$Ent\left[\frac{X}{\Delta x_K}\right]$ рис. 9.8, а	$Ent\left[\frac{X}{\Delta x_K} + 1\right]$ рис. 9.8, б	$Ent\left[\frac{X}{\Delta x_K} + 0,5\right]$ рис. 9.8, в
Похибка від квантування $X_d = N_K X_K - X$	$-Fr\left[\frac{X}{\Delta x_K}\right]\Delta X_K$	$\left[1 - Fr\left[\frac{X}{\Delta x_K}\right]\right]\Delta X_K$	$\left[0,5 - Fr\left[\frac{X}{\Delta x_K}\right]\right]\Delta X_K$
Приведена максимальна похибка γ_K	$-\frac{\Delta X_K}{X_N}$	$\frac{\Delta X_K}{X_N}$	$\pm \frac{\Delta X_K}{X_N}$
Математичне очікування похибки	$-\frac{\Delta X_K}{2}$	$\frac{\Delta X_K}{2}$	0
Середнє квадратичне відхилення до середнього результату вимірювання	$\frac{\Delta X_K}{2\sqrt{3}}$	$\frac{\Delta X_K}{2\sqrt{3}}$	$\frac{\Delta X_K}{2\sqrt{3}}$

Примітка: $Ent[A]$ – ціла частина числа A ;

$Fr[A]$ – дрібна частина числа A .

В деяких цифрових приладах вимірювальна величина перетворюється в інтервал часу T_2 , який потім квантується на N інтервалів за допомогою квантуючих імпульсів тривалістю T_0 . У загальному випадку T_H не кратно T_0 і виникає похибка від квантування. Вимірювальний інтервал часу T_x знаходиться між старт- та стоп-імпульсами. Старт-імпульс відкриває електронний ключ, що пропускає квантовані імпульси на лічильник, а стоп-

імпульс закриває і припиняє їхнє надходження (рис. 9.10).

В результаті лічильник зареєструє визначену кількість імпульсів (N), якому відповідає тимчасовий інтервал $T_N = NT_0$, де N – кількість імпульсів, що надійшли в лічильник за час T_X .

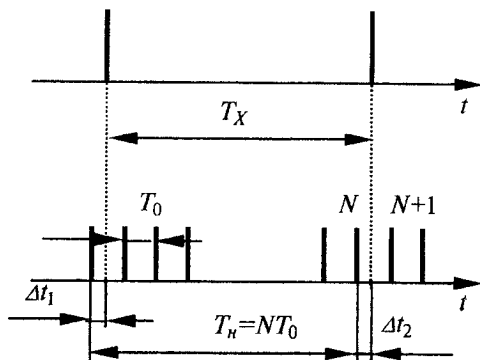


Рис. 9.10. До визначення інтервалу T_X

Оскільки тривалість старт- і стоп-імпульсів мізерно мала, тривалість фронтів не позначається на похибці, яка визначається тимчасовим зсувом між квантуючими старт- і стоп-імпульсами. Останні можуть з'явитися в будь-який момент. Тоді в код лічильника виникає абсолютна похибка квантування

$$\Delta t = NT - T_X = \Delta t_1 - \Delta t_2,$$

де $\Delta t_1 = K_1 T_0$ – позитивна похибка квантування, що входить тільки в NT_0 ; $\Delta t_2 = K_2 T_0$ – негативна похибка квантування, що входить у T_X , але не входить у NT_0 , тобто частина періоду $(N+1)$ імпульсу, що не обчислена лічильником.

Видно, що абсолютна максимальна похибка дорівнює $\pm T_0$, а відносна –

$$\gamma = \pm \frac{T_0}{T_2} \cdot 100\%.$$

Розподіл імовірностей похибок Δt_1 і Δt_2 рівномірні і неси-

метричні з імовірністю $\frac{1}{T_0}$, оскільки старт- і стоп-імпульси можуть з'являтися у будь-який момент між квантуючими імпульсами (рис. 9.11).

Розподіл сумарної похибки Δt_c суми двох випадкових незалежних величин, що володіють рівномірним розподілом (рис. 9.11, а, б), характеризується трикутником (рис. 9.10, в).

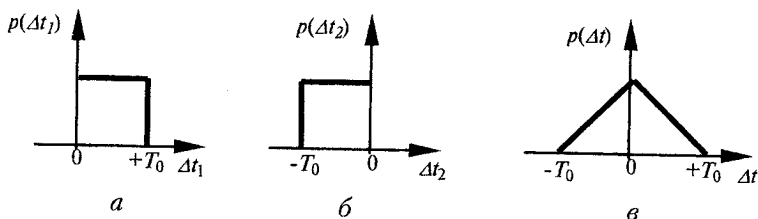


Рис 9.11. Розподіл імовірностей похибок

Тоді сумарна середня квадратична похибка приладу [21] має вигляд:

$$\sigma = \sqrt{2 \int_0^{T_0} p(\Delta t) \Delta t^2 d\Delta t} = T_0 / 6.$$

Існують засоби зменшення цієї похибки.

Динамічні похибки ЦВП можуть виникати через інерційні елементи вимірювальної частини приладу і невідповідності моменту зчитування середині циклу перетворення.

Максимальна приведена похибка цього виду визначається так:

$$\gamma = \pm \frac{\Delta X}{X_m} = \frac{X^1 T_{ц}}{X_m},$$

де ΔX – максимальна зміна вимірювальної величини за час циклу вимірювання; X_m – максимальне значення вимірювальної величини; $X^1 = \frac{dx}{dt}$ – середня швидкість змінювання вимірювальної величини за час $T_{ц}$.

Із виразу похибки випливає, що динамічна похибка обмежує швидкість зміни вимірювальної величини.

Аналіз роботи ЦВП показує, що вони мають адитивну і мультиплікативну складові похибки. Тому межа основної допустимої похибки виражається так:

$$\delta = \pm \left[c + d \left(\frac{X_H}{X} - 1 \right) \right] 100 \%,$$

де c та d – позитивні числа; X_H – верхня межа діапазону вимірювання.

9.6.1. Принципи дії цифрових вимірювальних приладів

ЦВП можуть бути одно- і багатодіапазонними, призначеними для вимірювання однієї або декількох фізичних величин (мультиметри).

Дуже важливо для багатодіапазонних і комбінованих ЦВП визначення основного діапазону вимірювання. За основний у ЦВП приймається діапазон вимірювання з мінімальним значенням нормальної похибки. Якщо таких діапазонів декілька, то з них за основний приймається той, на якому вимірювальна величина x зазнає найменшої кількості перетворень на шляху від входу приладу до квантователя (АЦП).

За принципом роботи ЦВП можна умовно поділити на часово-імпульсні, частотно-імпульсні та кодоімпульсні.

У часово-імпульсних ЦВП вимірювана величина перетворюється в пропорційний інтервал часу, що вимірюється цифровим квантователем інтервалів часу. Часово-імпульсні ЦВП бувають двох модифікацій: ті, що реагують на миттєве значення вимірюваної величини x і на середнє значення за певний проміжок часу, так звані інтегруючі ЦВП.

Для частотно-імпульсних ЦВП характерно, щоб вимірювальна величина x перетворювалася в частоту появи імпульсів, пропорційну її значенню, яка вимірюється цифровим частотоміром. Цей принцип здебільшого використовується в комбінованих приладах.

Сутність принципу дії **кодоімпульсних ЦВП** полягає в тому, що вимірювана величина x послідовно немов би врівноважується аналогічною їй фізичною величиною.

Найбільш розповсюдженими і найбільш точними ЦВП є **часово-імпульсні прилади**, що вимірюють середнє значення вимірюваної величини (подвійного інтегрування). Кодоімпульсні ЦВП – найбільш швидкодіючі. В комбінованих приладах застосовують поєднання кодоімпульсного і частотно- або часово-імпульсного перетворення.

Найбільш розповсюдженими ЦВП є цифрові вольтметри (ЦВ).

Розглянемо принцип дії часово-імпульсного ЦВ, структурна схема і тимчасова діаграма роботи якого показана на рис. 9.12, а, б. Вимірювана напруга U_x надходить на вхід ЦВ, за командою старт-імпульсу спрацьовує тригер Тг, який подає сигнал на включення ключа (схема збігу – СЗ) і генератора лінійно змінювальної напруги ГЛЗН. Напруга U_k на вході ГЛЗН починає змінюватися за лінійним законом, імпульси з генератора зразкової частоти (ГЗЧ), з частотою f_0 починають надходити в лічильник імпульсів ЛІ (момент часу t_1). В момент часу t_2 , коли порівнюючий пристрій ПП видає сигнал, відповідний рівності $U_k = U_x$, стоп-імпульс повертає Тг в початковий стан, схема СЗ закривається і ЛІ припиняє рахунок імпульсів, що надходять з ГЗЧ. Лічильник ЛІ відраховує число імпульсів, відповідне інтервалу часу $T_x = t_2 - t_1$. На виході ЛІ отримуємо код $N = \frac{T_x}{T_0}$, бо $T_0 = \frac{1}{f_0}$, так як $N = f_0 T_x$.

Складові похибки ЦВ: а) похибка квантування, що залежить від співвідношення $\frac{T_x}{T_{ц}}$; б) похибка реалізації, що залежить від нестабільності частоти f_0 ГЗЧ; в) похибка через наявність порога спрацювання ПП; г) похибка через нелінійну зміну напруги U_k ГЛЗН. Похибка часово-імпульсних ЦВ в нинішній час знижена до 0,05 %. Недолік цих ЦВ – велика чутливість до спотворень, бо вони реагують на миттєве значення вимірюваної величини.

Для підвищення стійкості від спотворень прилади обладнують фільтром, але при цьому знижується швидкодія. До приладів цього типу відносяться Ф2000, Ф204, Ф220, В1-12, В-18 тощо.

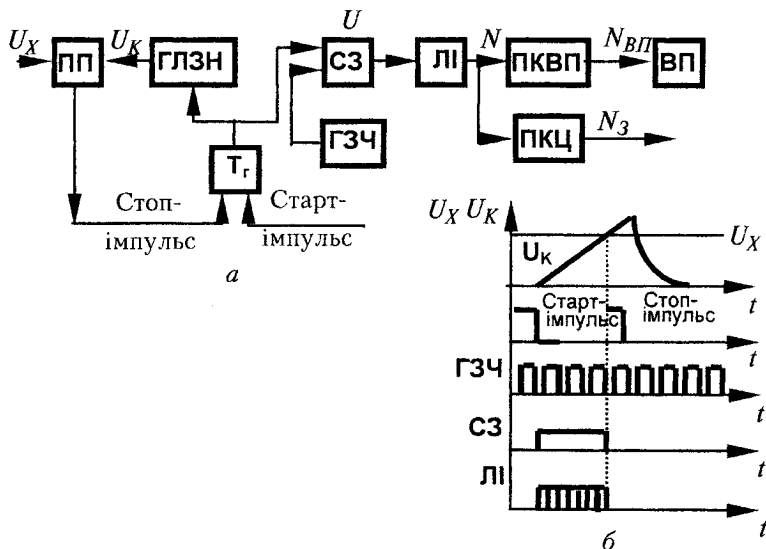


Рис. 9.12. Часово-імпульсний ЦВ: ПКВП-перетворювач коду відлікового пристрою; ВП-відліковий пристрій; ПКЦ-перетворювач коду в цифру

Одним з основних принципів, покладених в основу роботи сучасних автоматизованих ЦВ, є принцип **подвійного інтегрування**. Спрощена структурна схема і часова діаграма ЦВ подвійного інтегрування зображені на рис. 9.13, а, б.

Основним елементом схеми є інтегруючий перетворювач ІП на основі операційного підсилювача ОП з конденсатором С в колі негативного зворотного зв'язку (НЗЗ).

В такому підсилювачі вихідний сигнал U_y пропорційний інтегралу від вхідного сигналу. Керуючий пристрій КП встановлює схему в початкове положення: конденсатор С в НЗЗ ІП розряджений і на його виході $U_y = 0$; схема збігу СЗ заперта і на лічильник ЛІ не надходять імпульси з генератора зразкової частоти ГЗЧ, лічильник набуває значення нуля.

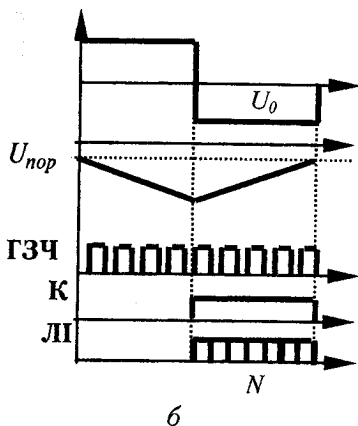
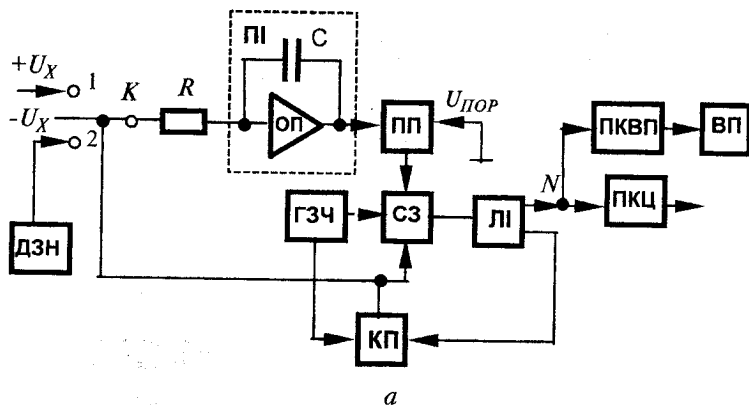


Рис. 9.13. Цифровий вольтметр подвійного інтегрування

За командою КП подається сигнал на ключ К на підключення вимірюваної величини U_x (положення 1). Резистор R перетворює U_x в пропорційне значення струму I_x , що протікає через конденсатор С і заряджає його до моменту часу t_1 . Вихідна напруга підсилювача U_y лінійно зменшується до моменту часу t_2 .

$$U_{Y1} = -1 / C \int_0^{t_1} i_x \cdot dt = 1 / RC \int_0^{t_1} U_x \cdot dt.$$

Після закінчення заряду конденсатора КП подає сигнал на включення схеми СЗ (імпульси з ГЗЧ починають надходити на лічильник ЛІ) і на переключення ключа К в положення 2. При такому положенні ключа на вхід ПІ подається постійна напруга U_0 з джерела опорних напруг (ДОН), що має полярність протилежну U_x . В результаті конденсатор С починає розряджатися до моменту часу t_2 , а напруга підсилювача U_{Y2} лінійно зростати:

$$U_{Y2} = 1 / RC \int_0^{t_2} U_0 dt.$$

Коли вона досягне нульового рівня ($U_{пор}$), порівнюючий пристрій ПП спрацює і видасть сигнал на закриття схеми СЗ, сигнали ГЗЧ перестануть надходити в ЛІ. Тривалість другого такту T_x визначається за виразом:

$$-\frac{1}{RC} \int_0^{t_1} U_x dt + \frac{1}{RC} \int_0^{t_2} U_0 dt = 0.$$

Якщо позначити середнє значення вимірюваної напруги за інтервал часу T_1 (від 0 до t_1) через U_{XCP} , то можна записати

$$U_{Y1} = -\frac{U_{XCP} \cdot T_1}{RC}.$$

Так як U_0 є постійною і достатньо стабільною, то

$$U_{Y2} = \frac{U_0 \cdot T_x}{RC}.$$

Звідки отримаємо:

$$T_x = T_1 \frac{U_{XCP}}{U_0},$$

тоді кількість імпульсів N , що зафіксувалася в ЛІ, буде

$$N = \frac{T_X}{T_0} = \frac{T_1 U_{ХСЕР}}{T_0 U_0},$$

де $T_0 = \frac{1}{f_0}$. Звичайно інтервал часу T_1 задається шляхом підрахунку певної кількості N_0 періодів коливань генератора, тобто $T_1 = N_0 T_0$, отже $N = N_0 U_{ХСЕР} U_0$. Через ПКВП сигнал $N_{0у}$ надходить на ВП, а через ПКЦ у вигляді N_3 – для зв'язку з зовнішніми об'єктами.

Похибка інтегруючого ЦВ в основному залежить від стабільності U_0 і частоти слідування імпульсів ГЗЧ (f_0).

Прикладом інтегруючих ЦВ може служити прилад Щ1413, призначений для вимірювання напруг постійного струму до 1000 В. Прилад має п'ять піддіапазонів 0,1; 1; 10; 100; 1000 В та клас точності 0,05/0,02 для піддіапазонів до 10 В включно, і 0,06/0,02 – для інших. Переключення піддіапазонів проводиться вручну, а визначення полярності вимірюваної величини – автоматично. Калібровка вимірюваного тракту здійснюється за вбудованим нормальним елементом через вісім годин роботи приладу.

Кодоімпульсний принцип перетворення застосовується в основному для побудови ЦВ, цифрових мостів і цифрових омметрів.

Спрощена структурна схема кодоімпульсного ЦВ наведена на рис. 9.14, а. На один вхід порівнюючого пристрою ПП подається вимірювальна величина U_X , а на інший – компенсуюча напруга U_K , яка одержана від джерела опорної напруги ДОН через дискретний дільник напруги ДДН.

Керуючий пристрій КП автоматично, в залежності від знаку різності $\Delta U = U_X - U_K$, подає сигнал на ДЛН на зміну коефіцієнта ділення, а також керує роботою ВП. В загальному випадку U_X надходить на вхід масштабного перетворювача МП: підсилювача при малих значеннях U_X або дільника напруги при великих значеннях U_X .

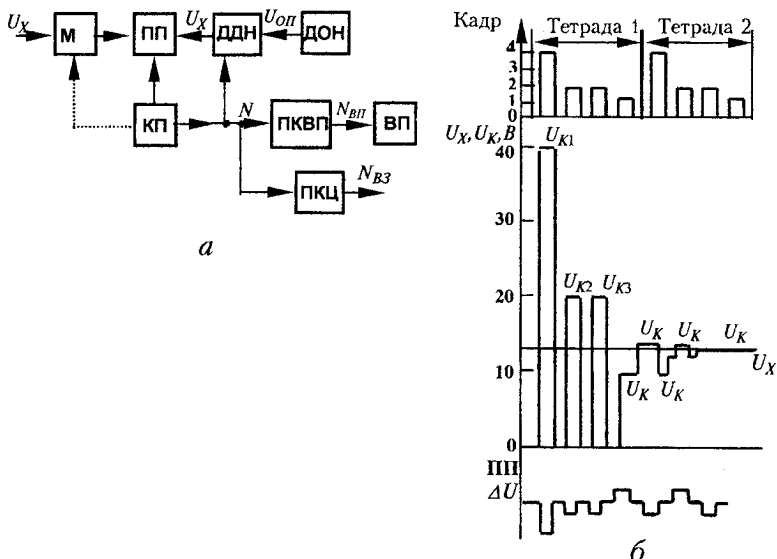


Рис. 9.14. Кодоімпульсний цифровий вольтметр

Напруга U_x під дією сигналу з КП змінюється у відповідності до вибраного коду в бік зменшення ΔU до отримання рівності $U_x = U_K$. В цей момент КП припиняє функціонування і на ВП після перетворення в ПКВП індуються показання, відповідні U_x .

Дискретний дільник напруги, по суті, є багатозначною мірою напруги, що містить декілька тетрад резисторів, кожний з яких має свій ваговий коефіцієнт. Значення резисторів з однаковими ваговими коефіцієнтами в сусідніх тетрадах відрізняються в 10 разів. Резистори в тетрадах комутуються електронними ключами. В процесі комутації резисторів U_K на виході ДЛН змінюються пропорційно $U_{оп}$, що подається з ДОН.

Розглянемо процес врівноваження схеми при вимірюванні напруги 13 В, якщо ДЛН складається з двох тетрад, в яких комутація резисторів першої тетради дасть приріст в десятки, а другий – в одиниці вольт. В кожній тетраді резистори мають вагові коефіцієнти 4–2–2–1. В кожному циклі вимірювання за сигналом від КП проводиться включення резисторів за порядком їхньої ваги, починаючи зі старшої декади. КП подає сигнал

на скидання підключеного резистора, якщо виконується співвідношення $\Delta U = U_X - U_K < 0$. При вимірюванні напруги $U_X = 13$ В КП подає сигнал включення на перший резистор старшої декади з ваговим коефіцієнтом 4; на виході ДЛН $U_{K1} = 40$ В. Так як $\Delta U < 0$, то КП видає сигнал скидання цього резистора і після цього сигнал на включення другого резистора старшої декади, при цьому $U_{K2} = 20$ В і знову відбувається скидання. Аналогічно відбувається скидання і третього резистора ($U_{K3} = 20$ В). Керуючий пристрій дає команду на включення четвертого резистора з ваговим коефіцієнтом 1, тоді $U_{K4} = 10$ В, $\Delta U > 0$ і КП видає сигнал, що забороняє скидання цього резистора. Після цього КП подає сигнал на включення старшого резистора другої декади, при цьому $U_{K5} = 10 + 4 = 14$ В, $\Delta U < 0$, КП видає сигнал скидання. За командою КП вмикається наступний резистор другої декади $U_{K6} = 10 + 2 = 12$ В, $\Delta U > 0$, КП видає сигнал заборони на скидання і включає наступний резистор $U_{K7} = 10 + 2 + 2 = 14$ В, $\Delta U < 0$, надходить сигнал скидання третього резистора другої декади. Сигнал від КП надходить на включення останнього резистора другої декади $U_{K8} = 10 + 2 + 1 = 13$ В, $\Delta U = 0$; по команді КП на заборону скидання резистор залишився включеним. Цей процес врівноваження добре видний на часовій діаграмі (рис. 9.14, б). На спрощеній структурній схемі не показаний генератор тактових імпульсів ГТІ, який визначає послідовність роботи вузлів ЦВ. Пристрій керування по суті є програмно-запам'ятовуючим пристроєм ПЗП, що запускається ГТІ.

Кодоімпульсні прилади мають велику швидкодію, але низьку стійкість до перешкод, і, крім того, можуть давати великі похибки у вимірюванні, якщо зміна U_X у протіканні процедури врівноваження перевищує 0,5 кроку квантування приладу.

Цифрові омметри виконуються двох типів: з використанням мостової схеми і принципу поразрядного врівноваження із перетворювачем опору в напругу постійного струму.

В омметрі, що побудований за мостовою схемою (рис. 9.15, а), керуючий пристрій КП за заданою програмою з сигналів ПП включає резистори плеча R_i у відповідності до їх-

ніх вагомих коефіцієнтів і врівноважує схему. Крім того, КП автоматично встановлює піддіапазон вимірювання регулюванням плеча R_2 і в залежності від встановленого діапазону змінює знак одиниці (Ω , $\kappa\Omega$, $M\Omega$) і положення коми на ВП.

В омметрах з перетворювачем опору R_X в напругу постійного струму в якості перетворювача застосовують операційний підсилювач, в коло ЗЗ якого включений резистор R_X (рис. 9.15, б). Операційний підсилювач – це підсилювач з великим коефіцієнтом підсилення K_y і великим R_{BX} . Тому потенціал точки a , що визначається як $\frac{U_X}{K_y}$ та I_{BX} підсилювача практично рівні нулю. Отже, струми, протікаючі через R_0 і R_X , рівні і справедливо $\frac{U_0}{R_0} = \frac{U_{ВИХ}}{R_X}$, тоді $U_{ВИХ} = \frac{U_0 R_X}{R_0}$.

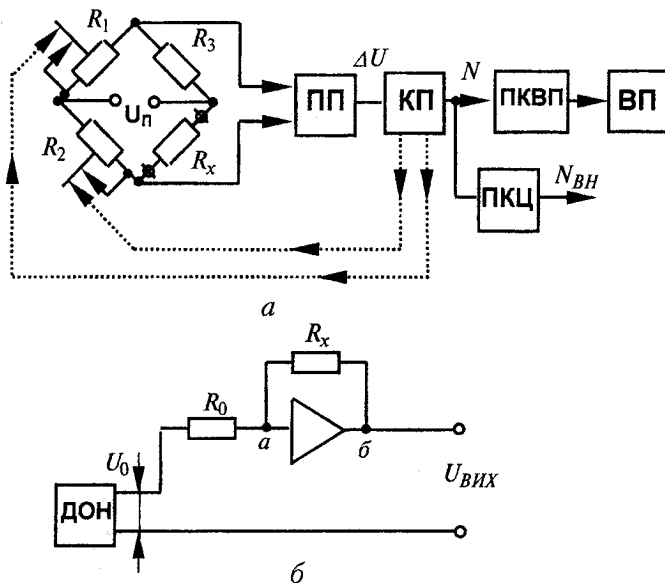


Рис. 9.15. Мостовий омметр: *а* – структурна схема;
б – функціональна схема перетворювача опору постійного току в напругу

Напругу U_0 одержують від джерела опорних напруг ДОН.

Змінювати діапазон вимірювання омметра можна значенням R_0 за програмою від КІП.

Похибки цифрових омметрів визначаються похибками дискретності, похибками через невідповідність елементної бази своїм номінальним значенням та похибкою ПП.

Багатодіапазонні та комбіновані ЦВП призначені для вимірювання на декількох діапазонах вимірювання однієї і тієї ж величини або декількох фізичних величин (мультиметри), що будуються на основі одного загального АЦП, одного відраховуючого пристрою ВП, декількох аналогових перетворювачів АП та ряду перемикачів для вибору вимірюваної величини й діапазону вимірювання. Структурна схема автоматичного приладу, призначеного для вимірювання напруги постійного та змінного струмів, сили постійного струму, а також опору постійного струму, зображена на рис. 9.16. Перемикач роду вимірюваної величини ПР підключає величину X_{BX} до відповідного АП. Межі вимірювання встановлюються за допомогою перемикачів діапазонів: ПД_U – при вимірюванні напруги; ПД_I – при вимірюванні струму і ПД_R – при вимірюванні опору.

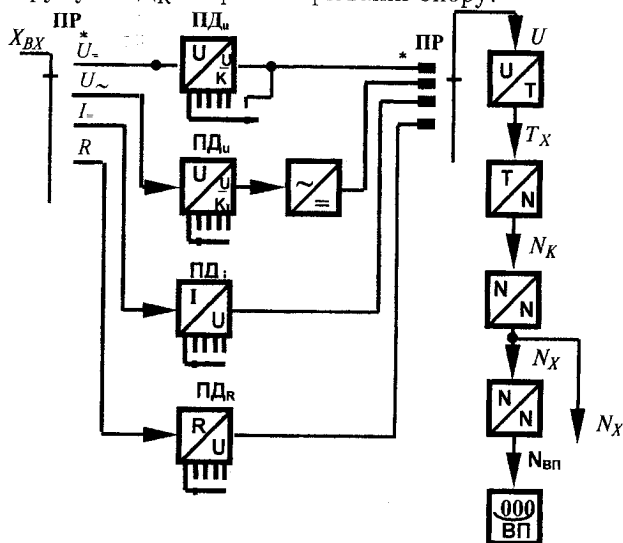


Рис. 9.16. Структурна схема мультиметра

Напруга змінного струму, сила постійного струму та опір перетворюються в напругу постійного струму, приведену до нормалізованого значення на всіх діапазонах вимірювання, наприклад, 10 В. До цього значення приводиться і напруга постійного струму. В розглянутому мультиметрі застосовується часово-імпульсний АЦП, на вхід якого за допомогою перемикача ПР подається нормалізована напруга від 0 до 10В в залежності від вимірюваної величини.

В АЦП напруга постійного струму U_x перетворюється в інтервал часу T_x , що в свою чергу перетворюється в число-імпульсний (одиначний) код N_{KB} , що відповідає інтервалу часу T_x . Кількість імпульсів N_{KB} за час T_x за допомогою лічильника імпульсів перетворюється в двійково-десятковий паралельний код N_x , який перетворюється в десятковий код $N_{ВП}$ керуючим відліковим пристроєм. Крім того, двійково-десятковий N_x виводиться на спеціальний роз'єм приладу для використання в зовнішніх пристроях.

В багатодіапазонних цифрових приладах один з діапазонів визначають як основний. На рис. 9.16 положення перемикачів, що відповідає основному діапазону, позначене зіркою. За основний приймають діапазон, межа вимірювання якого відповідає межі вихідної величини АП, тобто нормалізованому значенню, або той діапазон, на якому вимірювана величина зазнає найменшого перетворення шляху від входу ЦВП до входу АЦП.

Для підтримання високих метрологічних характеристик ЦВП на основному діапазоні вимірювання проводиться калібрування вимірювального тракту. Калібрування необхідне для підтримання стабільності коефіцієнта перетворення перетворювачів. У більшості приладів калібрування проводиться за вбудованим нормальним елементом НЕ. Перемикач роду робіт ЦВП має спеціальне положення "калібрування", при встановленні в яке нормальний елемент під'єднується до входу вимірювального кола ЦВП. Значення ЕРС НЕ вказується в нормативно-технічній документації. На зовнішню панель приладу виведені спеціальні елементи підстроювання, регулюванням яких домагаються показання ВП приладу, рівного значенню ЕРС НЕ при двох полярностях. Після проведення калібрування ЦВП підтримує свої високі метрологічні характеристики на протязі часу, обумовле-

ного в технічній документації на конкретний прилад. По закінченні вказаного проміжку часу калібрування повторюється.

9.6.2. Цифрові частотоміри

Перед тим як розглядати принцип будови і роботу цифрових частотомірів, необхідно зупинитися на визначенні понять “частота” та “середня частота” періодичного сигналу [26].

В частотовимірювальній 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.

Частота f періодичного сигналу – це фізична величина, значення якої подають зворотні значення періоду цього сигналу. Співвідношення між значеннями частоти і періоду визначається відомою формулою $f = 1/T$.

Відношення N періодів періодичного сигналу до інтервалу часу T_0 , за який розраховане це число, дає середнє (за інтервал T_0) значення частоти.

Цифровий частотомір середніх значень. Принцип дії цих приладів ґрунтується на підрахунку імпульсів, частота слідування яких f пропорційна вимірюваній величині за суворо визначений інтервал часу T_0 . Цей інтервал часу називається зразковим часовим інтервалом T_0 .

Структурна схема цифрового частотоміра середніх значень наведена на рис. 9.17, а, а часові діаграми роботи – на рис. 9.17, б.

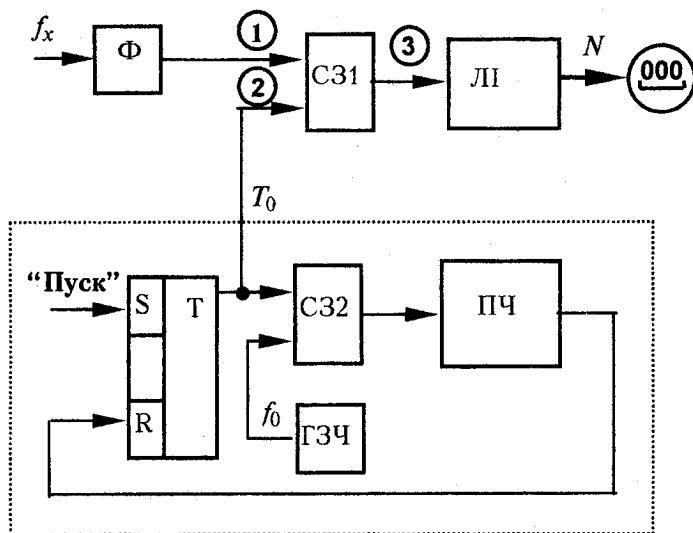
Із наведеного раніше визначення випливає, що структура частотоміра містить такі основні блоки:

зразкову міру часу ЗМЧ (T – тригер; СЗЗ – схема збігу; ГСЧ – генератор стабільної частоти, ПЧ – подільник частоти), що формує зразковий часовий інтервал T_0 ;

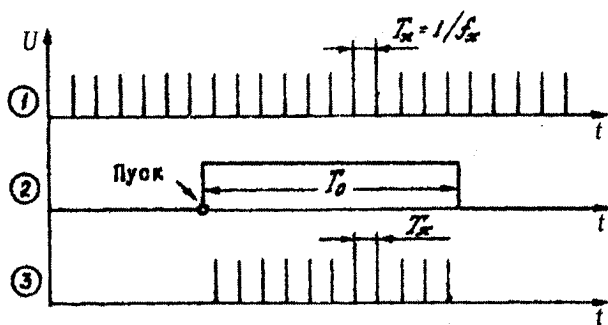
лічильник імпульсів ЛІ, який підраховує кількість імпульсів невідомої частоти f_x за зразковий інтервал часу T_0 ;

схему збігу СЗІ, де здійснюється квантування зразкового часового інтервалу імпульсами невідомої частоти;

формувач імпульсів Ф, який із входніх сигналів формує прямокутні імпульси, калібровані за амплітудою і тривалістю.



a



б

Рис. 9.17. Структурна схема (а) і часові діаграми (б) роботи цифрового частотоміра середніх значень

Взаємодія виділених блоків розкриває принцип дії цифрового частотоміра середніх значень. За командою "Пуск" тригер Т встановлюється у стан логічної одиниці і таким чином відкриває схеми збігу С31 та С32. Імпульси, які надходять з частотою f_x через формувач Ф і відкриту схему збігу С31, потрапляють на вхід двійкового лічильника ЛІ, який здійснює їх підрахунок. В цей самий момент часу через відкриту схему збігу С31 імпульси f_0 з виходу генератора ГСЧ стабільної частоти надходять на вхід подільника частоти ПЧ, коефіцієнт поділу 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 С31 та С32 закриваються і в лічильнику ЛІ фіксується код N .

Кількість імпульсів, які підраховує лічильник за час T_0 :

$$N_i = \frac{T_0}{T_x} = T_0 \cdot f_x,$$

де T_0 – зразковий часовий інтервал, f_x –вимірювана величина.

Надане співвідношення є рівнянням перетворювання частотоміра, оскільки воно характеризує, яким чином пов'язані між собою вихідна N і вхідна f_x величини.

У цифровому вимірювальному приладі за умови постійності абсолютної похибки за діапазоном вимірювання межа допуску основної похибки нормується у вигляді наведеної похибки

$$\delta_K = \frac{\Delta}{X_N} \cdot 100 \% = \frac{1}{N} \cdot 100 \%.$$

З урахуванням зауважень рівняння похибки цифрового частотоміра середніх значень може бути подано у вигляді

$$\delta_{KЧ} = \frac{1}{N} \cdot 100 \% = \frac{1}{T_0 f_x} \cdot 100 \%.$$

Аналіз одержаного рівняння похибки частотоміра показує, що

похибка квантування зменшується з збільшенням зразкового часового інтервалу T_0 і вимірюваної величини f_x . Однак збільшення T_0 призводить до збільшення часу вимірювання, а отже – до зниження швидкодії. Оскільки δ_K зменшується з збільшенням f_x , то такі частотоміри ефективні в області середніх і високих частот (від одиниць кілогерц до десятків мегагерц).

Другою складовою похибки вимірювання частоти є похибка зразкової міри часу $\delta_{змч}$, що зумовлена неточністю первинної установки значення T_0 та його наступними часовими і температурними змінами.

Цифрові прилади цього типу вимірюють за час T_0 середнє значення частоти f_x . Через це їх називають частотомірами середніх значень.

В області низьких та інфранизьких частот більш ефективні частотоміри, які базуються на квантуванні періоду сигналу, який досліджується.

Цифровий частотомір миттєвих значень. Принцип дії цифрового частотоміра миттєвих значень (періодоміра) базується на квантуванні періоду інформативного сигналу T_x імпульсами зразкової частоти f_z , які формує зразкова міра частоти МЧ. На рис. 9.18, а показано структурну схему частотоміра миттєвих значень, а на рис. 9.18, б – часові діаграми, що пояснюють принцип його дії.

Основними елементами наведеної структури є формувач ФІ, пристрій виділення періоду ПВП, генератор зразкової частоти ГЗЧ, схеми збігу СЗ, двійковий лічильник імпульсів ЛІ, перетворювач коду періоду N_T/N_f у код частоти і цифровий відліковий пристрій.

Калібровані за амплітудою та тривалістю імпульси з виходу формувача Ф надходять на вхід пристрою виділення періоду; ПВП – це лічильний тригер Т, на прямому виході якого з імпульсів з частотою слідування f_x формується вимірюваний період T_x . Період T_x у схемі збігу СЗ квантується імпульсами опорної частоти f_0 . Схема збігу порівнює значення періоду T_x та відрізок часу NT_0 , який утворюється в процесі підрахунку

квантуючих імпульсів (виконує функцію елемента порівняння). Протягом кожного періоду T_x схема збігу СЗ відкрита. Імпульси f_0 з виходу генератора ГЗ4 через відкриту схему збігу СЗ надходять на вхід лічильника ЛІ.

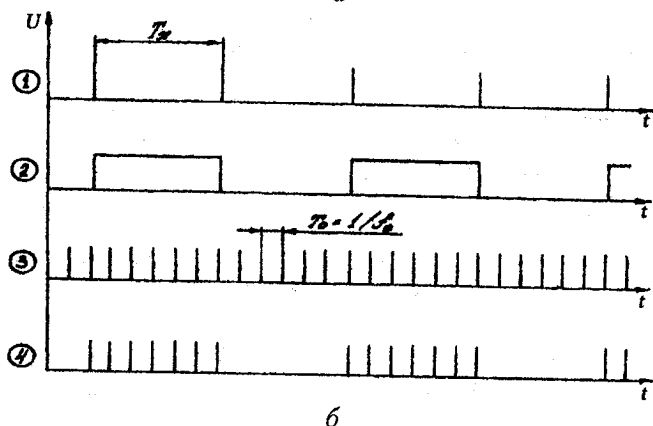
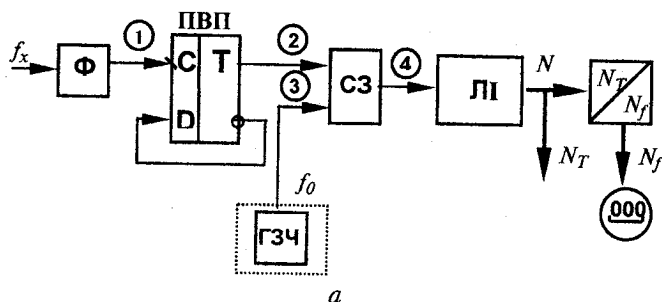


Рис. 9.18. Структурна схема частотоміра миттєвих значень (а) і часові діаграми (б), що пояснюють принцип його дії

Після закінчення вимірюваного періоду T_x ЛІ фіксується двійковий код:

$$N_n = \frac{T_x}{T_0} = T_x \cdot f_0.$$

Останнє співвідношення є рівнянням перетворення

$N = F(T_x)$ частотоміра миттєвих значень.

Похибка квантування частотоміра

$$\delta_{кч} = \frac{1}{N_{II}} \cdot 100\% = \frac{1}{T_x f_0} \cdot 100\%.$$

Аналіз рівняння похибки показує, що можливими шляхами зменшення $\delta_{кч}$ є збільшення частоти квантуючих імпульсів f_0 і збільшення періоду T_x . Однак збільшення f_0 обмежене швидкістю елементної бази приладу. Тому для зменшення цієї похибки при заданих T_0 та T_x квантують не один, а кілька періодів T_x . Збільшення числа періодів квантування призводить до зниження швидкодії.

Крім похибки квантування в частотомірі миттєвих значень виникає і похибка $\delta_{змч}$, що зумовлена неточністю первинної установки частоти і генератора ГЗЧ, її часовою та температурною нестабільністю, а також похибкою δ_T виділення періоду.

Цифрові прилади цього типу вимірюють невідомий період T_x . Доповнивши структуру періодоміра перетворювачем N_T/N_f , в якому виконується операція $1/T_x$, одержують схеми цифрового частотоміра. Такий частотомір реалізує функцію вимірювання миттєвої частоти в кожному періоді T_x . У зв'язку з цим його називають частотоміром миттєвих значень. Галузь застосування – вимірювання низьких та інфранизьких частот (до одиниць кілогерц).

9.6.3. Цифрові фазометри

Основна похибка аналогових електронних фазометрів, як правило, не менше 1° , а час вимірювання становить 3...4 с. В зв'язку з широким розвитком фазових методів досліджень, особливо при підвищених і високих частотах, було поставлено завдання підвищення точності фазових вимірювань. Це завдання вирішено за допомогою цифрових фазометрів [26]. Цифрові фазометри застосовуються для вимірювання миттєвого або середнього зсувів фаз між двома синусоїдними напругами або між двома послідовностями електричних імпульсів з однаковою час-

тотою слідування.

Цифрові фазометри зіставлення вимірюють миттєвий або середній за 1 час T зсув фаз за значенням проміжку часу між моментами проходження відповідних фронтів синусоїд або імпульсів через нульові значення. В них, як правило, використовується перетворення фази у часовий інтервал.

Цифровий фазометр миттєвих значень. Принцип дії цифрових фазометрів зіставлення ґрунтується на перетворенні різниці фаз двох електричних сигналів у часовий інтервал T_x з його наступним квантуванням імпульсами опорної частоти f_0 . На рис. 9.19, а наведена структурна схема фазометра миттєвих значень, а на рис. 9.19, б – часові діаграми його роботи.

Основним елементом фазометра є два формувачі Φ_1 та Φ_2 . RS – тригер; схема збігу СЗ; генератор ГОЧ; двійковий лічильник імпульсів ЛІ і цифровий відліковий пристрій.

Різницю фаз двох електричних сигналів U_1 і U_2 часовий інтервал T_x перетворюють відповідні формувачі Φ_1 , Φ_2 і RS – тригер Т. Квантування часового інтервалу T_x імпульсами опорної частоти f_0 проходить у схемі збігу СЗ.

В момент переходу напруги U через рівень нуля на виході формувача Φ_1 формується короткий імпульс, який встановлює тригер Т у стан логічної одиниці. Цим рівнем відкривається схема збігу СЗ та імпульси опорної частоти f_0 з виходу генератора ГОЧ через відкриту схему збігу СЗ надходять на вхід лічильника ЛІ. Він перераховує імпульси f_0 . Цей процес проходить доти, поки напруга U_2 не перейде рівень нуля. При переході U_2 через нуль на виході формувача Φ_2 формується короткий імпульс, який встановлює тригер Т у стан логічного нуля. Цим рівнем закривається схема збігу СЗ і припиняється надходження імпульсів f_0 на вхід лічильника ЛІ.

Частота імпульсів f_0 , що надійшли на лічильник ЛІ за часовий інтервал T_x :

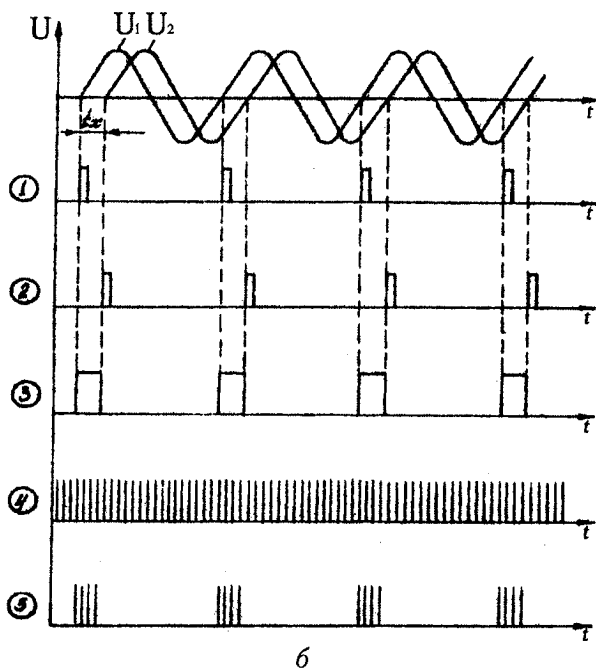
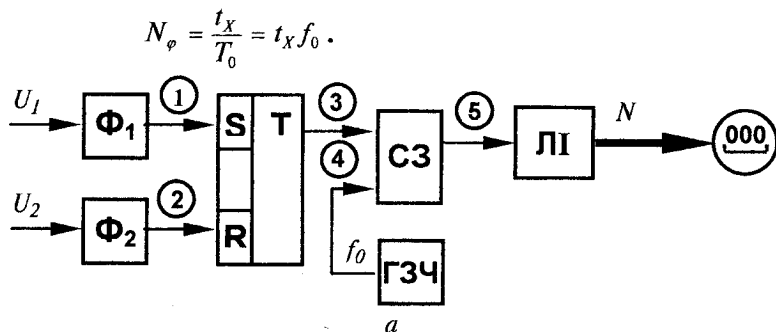


Рис. 9.19. Структурна схема (а) фазометра миттєвих значень і часові діаграми (б) його роботи

Оскільки $\varphi_x = \omega t_x = 2\pi f_x t_x$, рівняння перетворення $N = F(\varphi_x)$ фазометра миттєвих значень набуває вигляду:

$$N_{\varphi} = \frac{1}{2\pi} \frac{f_0}{f_x} \varphi_x,$$

де f_0 – частота квантуючих імпульсів; f_x – частота вхідних сигналів U_1 , U_2 ; φ_x – вимірювана різниця фаз двох електричних сигналів U_1 і U_2 .

Покази лічильника пропорційні вимірюваному зсуву фаз φ_x лише при постійних f_x та f_0 . При роботі з цифровим фазометром, що вимірює миттєве значення зсуву фаз, має бути відомою частота досліджуваних напруг. Тому такий прилад доцільно поєднувати з цифровим частотоміром.

Рівняння похибки квантування цифрового фазометра миттєвих значень можна записати у вигляді співвідношенням:

$$\delta_{K\varphi} = \frac{2\pi}{\varphi_x} \frac{f_x}{f_0} 100\%.$$

Недоліком таких фазометрів є залежність показу N_{φ} від частоти вхідних сигналів f_x . Для усунення цього недоліку застосовують усереднення вимірюваних часових інтервалів t_x за час вимірювання t_B .

Цифровий фазометр середніх значень. В цифрових фазометрах для вимірювання середнього зсуву фаз або у цифрових фазометрах із постійним часом вимірювання час $t_x \Rightarrow \varphi_x$ вимірюється не за один період досліджуваних напруг, а за декілька, протягом постійного часу вимірювання t_B . У схемі приладу, показаний на рис. 9.20, а, схема збігу С31 відкривається на час t_x , пропорційний вимірюваному зсуву фаз φ_x , а схема збігу – С32 – на час t_B . Частота імпульсів підраховується не за один проміжок часу t_x , пропорційний φ , а за n проміжків часу t_x . Причому:

$$N = \frac{t_B}{t_x} = t_B f_x,$$

де t_x – період зміни напруг, зсув фаз φ_x між якими вимірюється;
 t_B – час вимірювання, формований зразковою мірою часу ЗМЧ.

У деяких типах цифрових фазометрів час вимірювання t_B змінюється ступенями, наприклад 0,1; 1; 10 с.

Перша частина схеми приладу до ключа С32 (рис. 9.20, а) є цифровим фазометром для вимірювання миттєвого значення зсуву фаз φ_x . Кількість імпульсів N_1 , які проходять через схему збігу С31 за час t_x , дорівнює частоті імпульсів, що подаються до лічильника в цифровому фазометрі миттєвих значень:

$$N_1 = \frac{f_0}{2\pi} \frac{\varphi_x}{f_x}.$$

Кількість імпульсів N_2 , що подаються до лічильника в даній схемі, буде в n разів більшим від N_1 :

$$N_2 = n \cdot N_1 = \frac{f_0 \cdot t_i}{2\pi} \varphi_x.$$

Проміжок часу t_i встановлюється від генератора зразкової частоти ГЗ4, дільником частоти ПЧ з коефіцієнтом поділу n , відкритою схемою збігу С33 і RS – тригером T_2 , отже: $T_i = nT_0$, де T_0 – період квантуючих імпульсів зразкової частоти.

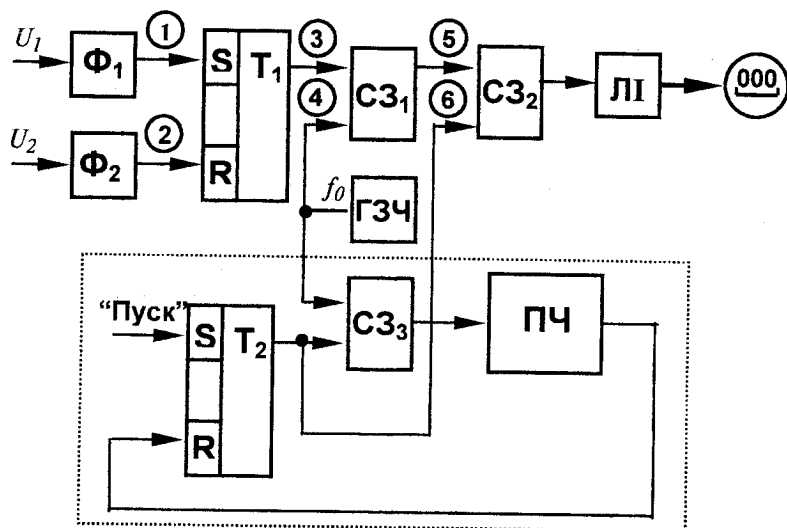
Тоді рівняння перетворення фазометра середніх значень набуває вигляду:

$$N_2 = N_{\varphi_x} = \frac{nf_0T_0}{2\pi} \varphi_x = \frac{n\varphi_x}{2\pi}.$$

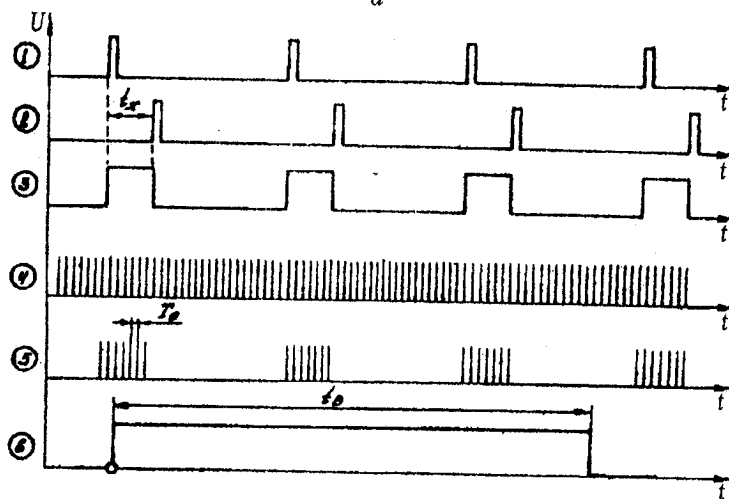
Показ лічильника пропорційний числовому значенню кута зсуву фаз φ_x і не залежить від частоти генератора t_0 , а при

більшій кількості проміжків $n = \frac{t_i}{T_x}$ – і від частоти досліджува-

них напруг. Це важливі переваги цифрового фазометра, що вимірює середнє значення зсуву фаз.



a



б

Рис. 9.20. Структурна схема (a) і часові діаграми (б) роботи цифрового фазометра середніх значень

Однак слід відзначити, що вони одержані в результаті зниження швидкодії приладу та ускладнення його схеми.

9.6.4. Цифрові методи спектрального аналізу

Цифровий спектральний аналіз здійснюється шляхом операцій над числами, що представляють в дискретній формі аналізований сигнал. Спектральні характеристики аналізованого сигналу можна визначити за допомогою універсальних ЕОМ, запрограмованих обчислювальних приладів – цифрових аналізаторів спектру.

Відповідно до теореми Котельникова, спектр сигналу обмежений зверху частотою f_E , повністю описується відліками, що

взяті через інтервали часу $\Delta t = \frac{1}{(2f_E)}$. Дискретизація сигналу в

смузі огляду здійснюється відліками миттєвих значень напруги сигналу в моменти часу $t = i\Delta t$, де i – ціле число, що послідовно приймає значення 0, 1, 2... В результаті аналізована дільниця (реалізація) сигналу описується дискретним процесом $U(i\Delta t)$. Спектр неперервної реалізації при цифровому методі отримують шляхом обробки M відліків сигналу, котрі називаються об'ємом вибірки. Обмеження кількості відліків здійснюється шляхом множення неперервного сигналу на виділяючу функцію

$$h(t) = \begin{cases} 1, & \text{при } 0 \leq t \leq T, \\ 0, & \text{при інших значеннях } t, \end{cases}$$

де T – довжина аналізованої реалізації, що визначається виразом:

$$N = M\Delta t.$$

Таким чином, при цифровій обробці виконується спектральний розклад не самого сигналу, а послідовності значень $U(i\Delta t)$ для i , що змінюється від 0 до $M - 1$.

Для обчислення значень спектральних складових за сукупністю дискретних відліків сигналу використовують алгоритм дискретного перетворення Фур'є (ДПФ):

$$a_k = \sum_{i=0}^{M-1} u(i\Delta t) \cos \frac{2\pi i k}{M}, \quad b_k = \sum_{i=0}^{M-1} u(i\Delta t) \sin \frac{2\pi i k}{M},$$

де a_k і b_k – дійсна та спряжена частини комплексного коефіцієнта спектру Фур'є. Після визначення a_k і b_k підраховуються коефіцієнти спектру амплітуд:

$$c_k = \sqrt{a_k^2 + b_k^2}.$$

Цифровий метод аналізу дозволяє отримати і фазовий спектр реалізації:

$$\varphi_k = -\arctg\left(\frac{b_k}{a_k}\right).$$

Відмітимо, що спектр реалізації кінцевої тривалості неперервний. Алгоритм ДПФ дозволяє отримати лише кінцеву кількість спектральних складових з частотним інтервалом між ними

$\Delta F = \frac{1}{T}$. На рис. 9.21, б, в, г наочно ілюструються особливості звичайного та цифрового аналізів спектру. На рис. 9.21, а і б представлені: неперервна реалізація сигналу та її суцільний спектр. На рис. 9.21, в і г – дискретизована реалізація сигналу і дискретне перетворення Фур'є відліків сигналу.

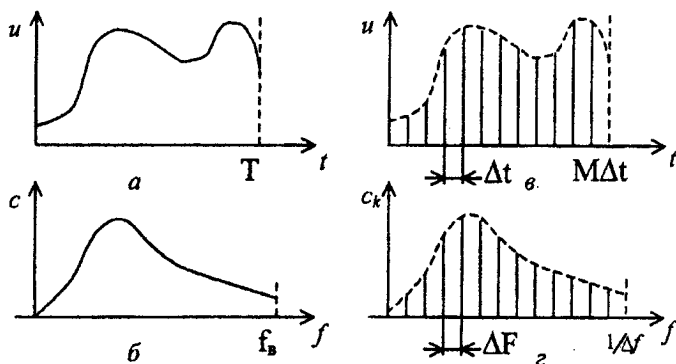


Рис. 9.21. Особливості звичайного і цифрового аналізів спектру

Використання ДПФ еквівалентне застосуванню аналізатора спектру одночасного типу з $\frac{M}{2}$ числом вузькосмугових фільтрів. Структурна схема цифрового аналізатора спектру представлена на рис. 9.22.

Сигнал, що аналізується, перетворений аналого-цифровим перетворювачем (АЦП), у цифровому вигляді потрапляє на буферний накопичувач. У ньому накопичується M відліків сигналу, відповідних реалізації довжиною T . З буферного накопичувача інформація подається на обчислювачі a_k і b_k , а з них – на обчислювач c_k . Після усереднення отримані дані передаються в пристрій пам'яті результатів, котрий забезпечує збереження результатів розрахунків і передачу їх на індикатор.



Рис. 9.22. Цифровий аналізатор спектру

Об'єм підрахунків, а значить, і час, що затрачується на обчислення, визначається числом M оброблюваних відліків. Якщо час, необхідний для обчислень, менший за тривалість вибірки T , можливий спектральний аналіз у реальному масштабі часу, тобто така обробка сигналів, при якій не виникає втрат відліків аналізованого сигналу і в той же час немає зростаючого від реалізації до реалізації їх накопичення. Для прискорення цифрового аналізу розроблені алгоритми, що дозволяють суттєво зменшити об'єм обчислень. Такі алгоритми отримали назву швидкого перетворення Фур'є (ШПФ). При побудові аналізатора звичайного типу необхідно виконати M^2 операцій множення і стільки ж операцій додавання. Таким чином, при збільшенні кількості відліків об'єм обчислень зростає за квадратичним

законом. Сутність ШПФ полягає у тому, що послідовність з M відліків розбивається на n більш коротких підпослідовностей. Для визначення коефіцієнтів a_k і b_k одної короткої послідовності необхідно $\frac{M^2}{n^2}$ операцій множення і додавання. Оскільки послідовностей всього n , то для опису всієї реалізації необхідно $\frac{M^2}{n}$ операцій. Використання БПФ робить цифрові аналізатори спектру досить перспективними.

9.6.5. Цифрові ватметри і лічильники електричної енергії

Для забезпечення більш економної витрати енергоресурсів і більш глибокого вивчення енергетичних аспектів різноманітних процесів необхідні більш точні швидкодіючі та чутливі цифрові засоби вимірювання електричної потужності та енергії, і ця потреба швидко зростає.

В даний час необхідні пристрої для вимірювання потужності в діапазоні від 10^{-12} до 10^9 Вт і енергії до 10^{13} Вт·ч. Найбільш широке застосування знайшли вимірювальні перетворювачі потужності (ВПП) у ватметрах і лічильниках електроенергії в енергетиці і на електротранспорті.

В залежності від призначення ВПП його вихідний сигнал може бути пропорційний миттєвої потужності

$$P(t) = u(t) \cdot i(t),$$

активній середній потужності

$$P = P(t) = \frac{1}{nT} \int_0^{nT} u(t)i(t)dt,$$

реактивної потужності:

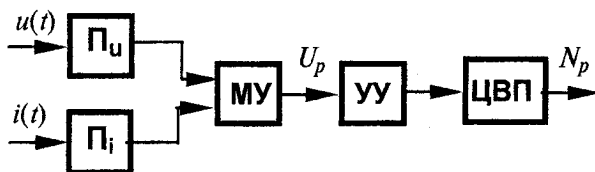
$$Q = \frac{1}{nT} \int_0^{nT} u(t)i(t \pm \Delta t_{\pi/2})dt$$

або повної потужності:

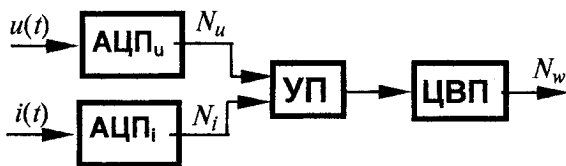
$$S = \frac{1}{nT} \sqrt{\int_0^{nT} u^2(t) dt \cdot \int_0^{nT} i^2(t) dt}.$$

Для синусоїдного струму і напруги $P = UI \cos \varphi$;
 $Q = UI \sin \varphi$; $S = UI$.

Основні структури цифрових вимірювачів потужності такі: з проміжними аналоговими перетворюваннями потужності в інформативний параметр електричного сигналу і наступного перетворення аналог-коду (рис. 9.23, а); з перетворення інформативних параметрів вхідних сигналів у код і визначення результату за допомогою цифрових обчислювальних пристроїв (рис. 9.23, б).



а



б

Рис. 9.23. Структурні схеми цифрових вимірювачів потужності

Структура із перетворенням інформативних параметрів вхідних сигналів у код передбачають цифрове перемножування їхніх миттєвих значень і усереднення результатів або цифрове перемножування інтегральних значень. В першому випадку вимірюване значення потужності визначається з виразу:

$$N_w = \frac{T_u}{T} \sum_{k=1}^n N_u(kT_u) N_i(kT_u) = \frac{1}{n} \sum_{k=1}^n N_p(kT_u),$$

де n – кількість миттєвих значень $N_u(kT_u)$ і $N_i(kT_u)$ обох сигналів у дискретні моменти часу t_x за період T з кроком дискретизації T_y . Структурна схема даного методу зображена на рис. 9.23, а. Вона містить два перетворювача (ПУ та ПІ) миттєвих значень $u(t)$ та $i(t)$ у код, цифровий множний устрій МУ, усереднюючий пристрій (УП), цифровий відліковий пристрій ЦВП. Застосування цього методу найбільш ефективно при аналого-цифровому перетворюванні потужності в ланцюгах з сигналами низьких і інфранизьких частот, що обумовлено обмеженою швидкодією. При цифровому перемножуванні інтегральних значень вхідних сигналів можна забезпечити більш високу швидкодію.

При аналого-цифровому перетворенні діючих значень вхідних величин необхідно також перетворити в цифровий код косинус кута фазового зсуву між струмом і напругою досліджуваного кола (коефіцієнт потужності). Недоліком такого методу є виникнення додаткових похибок через відхилення форм кривих вхідних сигналів від синусоїдних.

Основною частиною будь-якого перетворювача потужності та енергії є множний устрій.

Аналогові множні устрої, які використовуються в перетворювачах потужності та енергії, можна поділити на чотири, групи в залежності від тривалості інтервалу перетворення T і періоду гармоніки сигналу T_{PC} :

- а) із перетворенням миттєвих значень ($T_u \rightarrow 0$);
- б) з інтервалом перетворення, значно меншим за період вищої врахованої гармоніки сигналу ($T_u \ll T_{PC}$);
- в) з інтервалом перетворення порядку періоду сигналу ($T_u = T_{PC}$);
- г) з інтервалом перетворення, що значно перевищує період сигналу ($T_u \gg T_{PC}$).

Устрої кожної групи зможуть використовувати різноманітні математичні алгоритми одержання множення. Найбільш широко

використовуються устрої безпосереднього перемножування, де $Z = KXY$, і устрої перемножування на квадратурних елементах $Z = K[(X + Y)^2 - (X - Y)^2]$.

В перетворювачах першої групи вихідний сигнал у будь-який момент часу t пропорційний добутку миттєвих значень вхідного току $i(t)$ та вхідної напруги $u(t)$.

Аналоговий перетворювач потужності на основі ефекту Холлу склав основу цифрового вимірювача потужності типу Ф4860 Львівського ПО "Мікроприладу". На основі ефекту Холлу у Львівському політехнічному інституті (ЛПІ) розроблений цифровий ватметр з двотактним інтегруванням і цифровим ділильним устроєм. Основна похибка приладу – від 1 до 3 % у частотному діапазоні від 300 Гц до 100 кГц при зміні $\cos \varphi$ у межах 0,05...1,0 і автоматичному виборі меж за струмом і напругою від 5 мА до 10 А та 5...500 В відповідно.

Широко поширені перетворювачі другої групи із широтно-імпульсною (ШИМ) та амплітудною модуляцією. На цьому принципі засновані вимірювальні перетворювачі потужності Ф5226 класу точності 0,2 і Е748 класу точності 0,5 у Харківському політехнічному інституті (ХПІ). На основі частотних квадрантів розроблений цифровий вольтметр – ватметр Ф4852.

З перетворювачів третьої групи поширені устрої на теплових квадраторах. У ХПІ розроблені на основі термоперетворювачів цифровий ватметр з основною похибкою 1 % у діапазоні зміни частоти вхідних сигналів від 20 Гц до 100 кГц. Ватметр має межі по напрузі і струмові в діапазонах 10 мВ...300 В та 10 мкА...3 мА і допускає зміну $\cos \varphi$ у межах 0,1...1,0.

До четвертої групи відносяться перетворювачі, в яких вихідний сигнал пропорційний потужності за інтервал перетворення T_d , що значно більший за період основної гармоніки вхідних сигналів. До устроїв безпосереднього множення цієї групи відносять стохастичні множні устрої, засновані на тому, що імовірність двох незалежних подій пропорційна добутку імовірностей цих подій. Розроблений на цьому принципі цифровий ватметр апаратурно нескладний. У всіх описаних розробках аналогова частина є основною і визначає метрологічні характеристики цифрових вимірювачів потужностей.

Принцип побудови цифрових електронних лічильників елек-

троенергії, що випускаються промисловістю, мало відрізняються від розглянутих вище принципів побудови цифрових вимірювачів потужності. Найбільш поширений шлях побудови електронних лічильників електроенергії (ЕЛЕ) складається в доповненні до вимірювального перетворювача потужності перетворювача напруги в частоту і підрахунку імпульсів на виході цього перетворювача. Цифровий індикатор ЕЛЕ повинен забезпечувати зберігання показань при перервах живлення і відповідати високим вимогам до надійності. Для електротранспорту випускаються лічильники Ф440 класу точності 2,0, а для системи обліку і контролю електроенергії – трифазні активно-реактивні лічильники Ф441 класу точності 0,5. У цьому лічильнику застосований аналоговий множинний устрій з широтно-імпульсною амплітудною модуляцією в кожній фазі і перетворювач сумарної напруги в частоту.

За структурою від промислових відрізняється розроблений в ХПІ лічильник електроенергії постійного та однофазного змінного струму класу точності 1,0, що містить частотний квадратор і комутатор. У цьому приладі на один інтервал часу підключається до входу частотного квадратора сума вхідних сигналів, а на другий інтервал часу – їх різниця. Вихід частотного квадратора підключається до реверсивного лічильника імпульсів.

9.6.6. Цифрові прилади для вимірювання характеристик магнітних полів і матеріалів

Основними характеристиками магнітних полів і магнітних матеріалів є: магнітна індукція B ; магнітний потік Φ та напруженість магнітного поля H . Для створення цифрових магнітовимірювальних приладів використовуються перетворювачі B і H у параметри електричного сигналу, серед яких найбільше поширені (через лінійність функції перетворення) індукційні перетворювачі і перетворювачі, засновані на використанні ядерного магнітного резонансу, а також перетворювачі Холла.

Промисловістю створені цифровий мікровеберметр Ф5050, цифровий тесламетр Ф3155 і цифровий ферометр Ф5063.

Принцип дії мікровеберметра Ф5050, який вимірює зміну магнітного потоку Φ :

$$e_{\text{вих}} = -\frac{d\Phi}{dt},$$

заснований на інтегруванні вихідної ЕРС індукційного перетворювача і перетворюванні Φ в інтервал часу T_ϕ методом заряду і розряду ємності інтегратора (рис. 9.24).

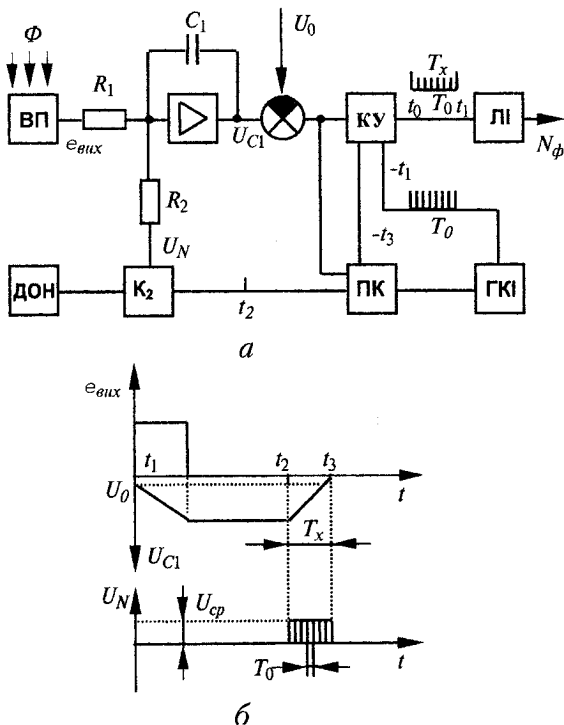


Рис. 9.24. Структурна схема мікровербрметра Ф5050

Вихідна ЕРС, яку викликала зміна магнітного потоку Φ , заряджає конденсатор інтегратора C_1 , на якому встановлюється напруга

$$U_{C_1} = \frac{1}{R_1 C_1} \int_0^{T_{\text{дл}}} e_{\text{вых}} dt = \frac{\Phi}{R_1 C_1} + U_0,$$

де U_0 – напруга на конденсаторі в момент $t = 0$.

Через обраний час ($t_2 > T_{\text{ИТ}}$) устрій керування ключем K_2 включає джерело опорної напруги ДОН і відчиняє ключ K_1 . Полярність опорної напруги U_N визначається полярністю напруги на виході підсилювача. Опорна напруга розряджає конденсатор C_1 за лінійним законом:

$$U_{\text{вых}} = \frac{\Phi}{R_1 C_1} + U_0 - U_N \frac{t}{R_2 C_1}.$$

У момент $t_3 = t_2 + T_X$, коли вихідна напруга підсилювача, що інтегрує, сягає рівня U_0 , пристрій порівняння (ПП) відключає опорну напругу та замикає ключі K_1 та K_2 , а схема повертається у початкове положення, у якому автоматично коректується дрейф підсилювача.

Таким чином, вимірювана зміна магнітного потоку Φ стає пропорційною інтервалу часу T_X , протягом якого діє опорна напруга U_N :

$$\Phi = \frac{R_1}{R_2} U_N T_X.$$

Вимірювання магнітного потоку Φ здійснюється шляхом розрахунку квантованих за час T_X імпульсів.

Цифровий тесламетр Ф5155/2 призначається для вимірювання магнітної індукції при іспитах магнитотвердих матеріалів. Великий час інтегрування (до 30 с) у тесламетрі дозволяє визначити магнітні характеристики при повільній зміні магнітного потоку. Тесламетр складається з електронного інтегратора та аналого-цифрового перетворювача.

Цифровий ферометр Ф5063 визначається для вимірювання характеристик змінного магнітного поля при іспитах феромагнітних матеріалів. Дія ферометра заснована на визначенні різниць миттєвих значень періодичних несинусоїдних індукцій та напруженості

магнітного поля за середніми значенням їхніх похідних за допомогою фазоуправляючих перетворювачів. Середнє значення ЕРС індукційного перетворювача магнітної індукції B дорівнює:

$$U_{cp} = \frac{2}{T} \int_{t_1}^{t_1+T/2} K \frac{dB}{dt} = \frac{2K}{T} [B(t_1 + T/2) - B(t_1)] = KB.$$

Ферометр має два вимірювальних канали, в яких змінні ЕРС пропорційні похідним від індукції та напруженості.

Індукційний метод у приладах для вимірювання B і H реалізується також шляхом обертання або вібрації вимірювальної котушки ВК у магнітному полі. Обертання здійснюється за допомогою синхронного двигуна СД (рис. 9.25, а).

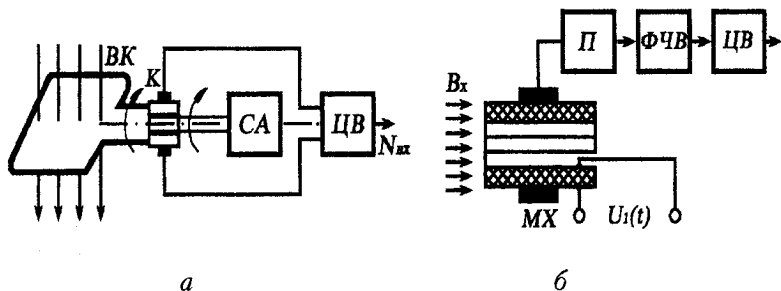


Рис.9.25. Схематичні устрої цифрових індукційних тесламетрів:

а – з обертвою вимірювальною котушкою;

б – з магнітострикційним віброзондом

У котушці з постійної K_{sw} при цьому індукується ЕРС

$$e_x = -K_{sw} \frac{dB}{dt}.$$

Змінна напруга випрямляється колектором К і вимірюється цифровим вольтметром (ЦВ) постійної напруги. Індукційні тесламетри мають похибку 1, 2...5 %, нижня межа вимірювання 5...10 мГн. Точність вимірювання може бути підвищена шляхом використання компенсаційного методу вимірювання. Для цього на загальному шпинделі двигуна прикріплюють дві вимірювальні

катушки з постійними K_{SW1} та K_{SW2} . Перша котушка обертається в полі з індукцією B_x , друга – в полі з індукцією B_0 , яке утворюється зразковою мірою. В обох котушках індукується ЕРС з такими миттєвими значеннями:

$$I_x = B_x K_{SW1} \omega \cos(\omega t + \varphi); \quad I_0 = B_0 K_{SW2} \omega \cos(\omega t + \varphi).$$

Якщо застосовується зразкова регульована міра B і утворювана індукція B визначається струмом у котушці I_0 , компенсація ЕРС досягається зміною фази і сили постійного струму I_0 у зразковій мірі, що вимірюється цифровим амперметром постійного струму. В момент компенсації $|I_x| = |I_0|$; $|\varphi_x| = |\varphi_0|$

$$B_x = B_0 \frac{K_{SW2}}{K_{SW1}} \equiv N_{f_0}.$$

Подібні вимірювачі магнітної індукції мають похибку 0,1...0,2 %.

Основним їх недоліком є наявність обертових частин. Природно прагнення до створювання перетворювачів-вібраторів, в яких обертальний рух був би замінений коливальним. На рис. 9.25, б зображений тесламетр із магнітострикційним вібратором. Основу останнього складає тонкостінний циліндричний вібратор із полікристалльної сегнето-керамики, внутрішня і зовнішня поверхня якого металізована. Внутрішня металізована поверхня має непровідний зазор, що перешкоджає проходженню вихорових струмів. На зовнішній металізованій поверхні циліндра, який наданий у вигляді короткозамкнутого витка, розташована багатовиткова обмотка БВ. Якщо до металізованих поверхонь підвести змінну напругу $U_i(t)$ потрібної величини, вібратор буде чинити електрострикційні радіальні коливання подвоєної частоти. При наявності постійного вимірювального магнітного поля B_x , що діє уздовж осі циліндра у короткозамкнутому витку, виникає вихоровий струм. В результаті періодичної зміни площі поперечного перерізу витка в ньому виникає вихоровий струм, що індукує у багатовитковій котушці БК ЕРС, пропорційної вимірюваній індукції B_x . Ця ЕРС посилюється підсилю-

вачем П, випрямляється фазочутливим випрямлячем ФЧВ і подається на цифровий вольтметр постійної напруги (ЦВ).

Найбільш високу точність вимірювання магнітної індукції та напруженості магнітного поля забезпечують тесламетри, засновані на фізичних явищах, що виникають при взаємодії мікрочастинок із магнітним полем, найбільш простими з них є вимірювачі, засновані на використанні ядерного магнітного резонансу (ЯМР). Визначення магнітної індукції в них, по суті, зводиться до вимірювання частоти, яка, як відомо, може бути виміряною найбільш точно.

В постійне магнітне поле B_x поміщається ампула з речовиною, на якій розміщена котушка, яка живиться струмом від генератора Г електричних коливань і створює в ампулі ЯМР змінне магнітне поле. Збіг частоти генератора з частотою прецесії ядер у вимірювальному полі B_y індукується на екрані осцилографа. Відлік частоти проводиться за цифровим частотоміром, що градується в одиницях магнітної індукції. Промисловістю на основі ЯМР випускається вимірювач магнітної індукції типу Е11-2.

З усіх вимірювачів магнітної індукції в нашій країні і за рубежом найбільш широко застосовується тесламетри, засновані на використанні ефекту Холла. ЕРС Холла виражається такою формулою:

$$e_x = R_x \frac{i_x B_x}{d} \cos \alpha,$$

де R_x – постійна Холла; d – товщина пластини; i_x – струм живлення; α – кут між вектором магнітної індукції та нормаллю до поверхні пластини.

Основним недоліком перетворювачів Холла є наявність великої адитивної похибки, яка обумовлена не еквіпотенціальним припаюванням холловських електродів, в наслідок чого вихідна напруга дорівнює:

$$u = I_x + R_{H.E.} \cdot i_P,$$

де $R_{H.E.}$ – опір несиметрії припаювання холловських електродів.

В інституті електродинаміки АН України запропонований засіб автоматичної корекції цієї адаптивної похибки. Принцип автоматичної корекції заснований на тому, що при заміні місця-ми токових і холловських електродів напруга нееквівалентності змінює знак, а ЕРС Холла не змінює його. Цей принцип покладений в основу роботи комбінованих цифрових вимірювальних приладів, розроблених Інститутом електродинаміки АН України типів Щ4310 та Щ4311. Ліве положення рухливих контактів перемикального пристрою (ПП) відповідає прямому вмиканню перетворювача Холла, праве – інверсному (рис. 9.26). ЕРС Холла пропорційна B_x в обох положеннях. ПП та вимірюється за допомогою перетворювача напруга-код і одночасно усереднюється.

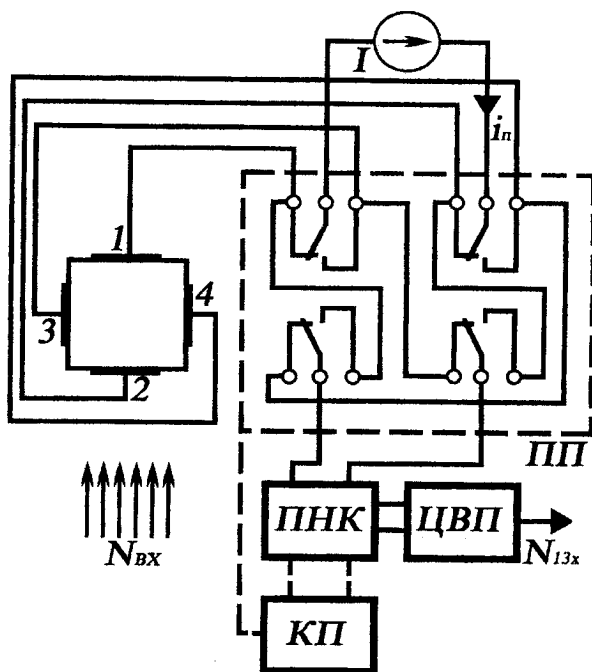


Рис. 9.26. Схематичний пристрій тесламетра Щ4311 з перетворювачем Холла

вий частотомір вимірює частоту вхідного сигналу і формує код, що управляє резистивними та ємнісними елементами режекторних кіл режекторного підсилювача. В приладі здійснюється цифрове настроювання режекторного фільтра на частоту вхідного сигналу. Режекторний фільтр заглушає напруга першої гармоніки, а напруга вищих гармонік досліджуваного сигналу вимірюється цифровим вольтметром ЦВ ефективних значень з автоматичним перемикачем меж вимірювання. Нормований рівень напруги на виході автоматичного вхідного пристрою та коефіцієнт передачі режекторного підсилювача обрані таким чином, що відлік за ЦВП цифрового вольтметра дає значення N_y .

9.7. МЕТРОЛОГІЧНІ ХАРАКТЕРИСТИКИ АВП

Перелік нормованих характеристик АВП встановлюють таким чином, щоб забезпечити можливість їхнього використання при розрахунках похибок результатів вимірювань з використанням цих ЗВ. Якщо АВП використовується в ІВС або ВОК, то бажано роздільне нормування випадкової та систематичної складовою їх похибок і повної динамічної характеристики згідно ГОСТом 508-84 [17, 25].

Для АВП встановлюють такі основні нормовані метрологічні характеристики: межа допустимого значення основної похибки (з розподілом і без розподілу на складові); межа допустимого значення додаткової похибки, повні або часткові динамічні характеристики.

Межа допустимого значення основної похибки нормується для нормальних умов експлуатації, додаткової – для робочої області застосування. Динамічні характеристики аналогових приладів характеризуються часом встановлення показань, а у ЦВП – швидкодією (часом вимірювання).

Перелік нормованих МХ для АВП встановлюється в НТД на конкретні види приладів і відповідають ГОСТу 8.508-84 [17]. Головною МХ в цьому переліку для всіх ЗВТ є основна похибка.

Метрологічні характеристики автоматичних приладів системи ГСП встановлюються ГОСТом 7164-78 і відповідають вимогам ГОСТу 12997-84 для загальнодержавної системи приладів. Для автоматичних приладів встановлені такі класи точності

0,1; 0,15; 0,25; 0,5; 1,0 і 1,5, які відповідають межі допустимої основної похибки в наведеному вигляді $\pm 0,1$; $\pm 0,15$; $\pm 0,25$; $\pm 0,5$; $\pm 1,0$ і $\pm 1,5$ %. За наявності реєструючого пристрою похибка запису не повинна переважати подвоєного значення основної похибки; варіація показань і запису не повинна перевищувати 0,1 % для приладів класу точності 0,15; 0,2; 0,25 % і половини абсолютного значення основної припустимої похибки для приладів інших класів точності. Аналогічним образом нормуються і додаткові похибки, зумовлені зміною напруги і частоти мережі живлення, зміною магнітного поля, зміною температури тощо.

Для цифрових вимірювальних приладів границя допустимого значення похибки (в %) встановлюється за двоїчною формулою у відносному вигляді:

$$\delta_{II} = \pm \left[c + d \left(\frac{x_k}{x - 1} \right) \right],$$

де x_k – кінцеве значення встановленого діапазону вимірювання, x – значення вимірювальної величини; c і d – постійні числа.

Значення постійних чисел c та d згідно з [17] вибирають з ряду (1; 1,5; 2; 2,5; 3; 4; 5; 6; 7; 8) $\cdot 10^n$, де $n = 1; 0; -1; -2$ тощо.

Крім того, для ЦВП нормують ступінь квантування, коди вихідних сигналів та інші характеристики.

Додаткові похибки АВП нормують або в частках від основної похибки, або у вигляді функції впливу.

Порівняння цифрових і аналогових приладів по точності (умовно) та швидкодією показує [18], що в області середньої і високої точності більшою швидкодією володіють цифрові прилади. Зі збільшенням швидкодії зростає точність аналогових приладів. У більшості цифрових приладів швидкодія достатньо висока, але їхня точність в області високої швидкодії різко зменшується. Це викликане тим, що підвищення швидкодії після використання самих швидкодіючих ключів можливо лише шляхом зменшення кількості ступенів квантування, що призведе до зниження точності. Зі збільшенням швидкодії знижується і точність аналогових приладів, але більш повільно, ніж у цифрових.

КОНТРОЛЬНІ ЗАПИТАННЯ

1. Які відомі засоби забезпечення стабільності коефіцієнтів перетворення окремих ланок ЗВ з розімкненою структурною схемою?
2. Проаналізуйте особливості засобів вимірювання з розімкненою структурною схемою.
3. Розповісти про склад і різноманітні варіанти структурних схем АВП зі статичною характеристикою.
4. Розповісти про принцип дії фотогальванометричного компенсаційного мікровольтметра.
5. Розповісти про принцип дії фотогальванометричного мікроамперметра.
6. Як працює автоматичний компенсатор постійного струму?
7. Розповісти про роботу автоматичного чотириплечого мосту.
8. Перерахувати метрологічні характеристики автоматичних мостів і компенсаторів.
9. Пояснити принцип дії часоімпульсного ЦВ.
10. Пояснити принцип дії ЦВ подвійного інтегрування.
11. Як працюють кодоімпульсні ЦВ?
12. Розкажіть про різноманітні типи цифрових омметрів.
13. Як працюють цифрові частотоміри миттєвих та середніх значень?
14. Як працюють цифрові фазометри миттєвих та середніх значень?
15. Розкажіть про способи нормування метрологічних характеристик АВП.

ГЛАВА 10. МІКРОПРОЦЕСОРИ У ВИМІРЮВАЛЬНИХ ПРИЛАДАХ

Для сучасного етапу розвитку техніки все більш характерне інтенсивне і глибоке проникнення в її різноманітні галузі мікропроцесорів, які радикально перетворюють властивості багатьох пристроїв і відкривають нові можливості їх застосування. За широтою та ефективністю застосування мікропроцесорів одне з перших місць посідає інформаційно-вимірювальна техніка.

Мікропроцесор – це напівпровідниковий прилад, який складається з однієї або кількох програмно-керуючих великих інтегральних схем і виконує функції автоматичної обробки інформації.

10.1. ПЕРЕВАГИ І НЕДОЛІКИ МІКРОПРОЦЕСОРНИХ ВИМІРЮВАЛЬНИХ ПРИЛАДІВ

Сучасні мікропроцесорні вимірювальні прилади можуть бути представлені як засоби вимірювання, що здійснюють двосторонню взаємодію – з оператором і системою збирання інформації; і односторонню – з об'єктом вимірювання і навколишнім середовищем. Застосування у вимірювальних приладах мікропроцесорів, що мають можливості програмної обробки інформації, вводить у прилад деякий “інтелект” і дозволяє не тільки поліпшити параметри приладу, але й надати йому абсолютно нових якостей. На рис. 10.1 розглянуті ті основні якості і властивості, які може набути мікропроцесорний вимірювальний прилад.

Розглянемо детально властивості вимірювальних приладів із мікропроцесорним управлінням.

Розширення вимірювальних можливостей. Застосування мікропроцесорів (МП) дозволяє істотно розширити можливості переліку параметрів сигналів і характеристик пристроїв. Це пов'язано, перш за все, з використанням непрямих і сукупних вимірювань.

Дійсно, за командою, одержаною з клавіатури, автоматично, відповідно до заданої програми, визначаються режими вимірювань, запам'ятовуються результати прямих вимірювань, виконуються необхідні обчислення і видається значення вимірюваної фізичної величини на дисплей. Хоча вимірювання за своєю при-

родою залишаються непрямыми, оператор сприймає їх як прямі, оскільки, підключивши прилад до об'єкта дослідження, безпосередньо одержує результат вимірювання. Ще ефективнішими є мікропроцесорні системи при сукупних вимірюваннях, тобто таких, коли одночасно вимірюються кілька однойменних фізичних величин, при яких шукані значення величин знаходять розв'язанням системи рівнянь, одержаних при прямих вимірюваннях.

Поліпшення метрологічних характеристик. Наявність у приладі МП дозволяє скоригувати, виключити систематичні похибки і зменшити вплив випадкової складової похибки.

Для виключення зміщення (рівня) нуля, наприклад, в цифровому вольтметрі, його вхідні затискачі замикаються та заземлюються. При цьому число, одержане на виході АЦП, характеризує рівень нуля. Воно запам'ятовується і вираховується з показу приладу.

Випадкова складова похибки вимірювання не може бути виключена. Її вплив можна зменшити раціональною обробкою результатів спостережень. Проведення багаторазових вимірювань із наступним усередненням результатів – ефективний спосіб зменшення впливу випадкової похибки на результат вимірювання.

Інваріантність, реалізована за допомогою мікропроцесорів, дозволяє додатковими вимірюваннями і операціями над ними виробити таку корекцію результату вимірювання, яка дозволить у відомих межах зробити результат вимірювання нечутливим до зовнішніх умов, змін внутрішніх параметрів приладу та інформативних параметрів вимірюваного сигналу.

Сервіс. В процесі взаємодії приладу з оператором останньому надається значний сервіс у розумінні як надання результатів у зручній формі (наприклад, у натуральних і логарифмічних одиницях, полярних або прямокутних координатах), так і спрощення керування приладом. Легко реалізується нормалізація результату, збільшення інформативності зображення результату вимірювання шляхом зміни кольору, мигіння, звукової сигналізації тощо.

Організація вимірювальних систем. Прилад, що містить МП, як правило, споряджений (або може бути доповнений) різноманітними інтерфейсами, що дозволяють під'єднувати його до міні- або мікро-ЕОМ. Це дає можливість об'єднувати певну сукупність

приладів у єдину вимірювальну систему.

Особливо слід відзначити і виділити можливість реалізації діагностики в мікропроцесорних вимірювальних приладах. Це визначає ступінь придатності приладу для вмикання в автоматичні системи.

При розробці вимірювальних приладів і систем, що містять МП, найважчим є програмне забезпечення. Складність вирішення цього завдання визначається:

необхідністю оволодіння спеціалістами основами програмування;

високою вартістю програмного забезпечення, яка в кілька разів перевищує апаратні затрати;

складністю налагоджувальної процедури, що вимагає застосування спеціальних засобів налагодження технічних засобів спільно з програмним забезпеченням.

Обмежена швидкодія МП. Розглядаючи питання про застосування мікропроцесора, слід уважно проаналізувати його швидкодію, з'ясувати, чи достатня вона для вирішення сформульованого завдання. При цьому треба орієнтуватися в довідкових даних, які характеризують швидкодію мікропроцесора.

Труднощі вибору базового МП. Промисловість випускає багато типів мікропроцесорів і кількість нових розробок зростає лавиноподібно. Достатня кількість різноманітних мікропроцесорних засобів, які не завжди з потрібною повнотою висвітлені у довідкових виданнях, хоча і надає великі можливості, але без сумніву ускладнює процедуру вибору базового мікропроцесора для засобу вимірювання, що проектується.

Мікропроцесор є основним елементом мікропроцесорної системи, яка складає ядро мікропроцесорного вимірювального приладу.

10.2. СТРУКТУРНА СХЕМА МІКРОПРОЦЕСОРНОЇ СИСТЕМИ

Мікропроцесорна система (МПС) – це зібрана в єдине ціле сукупність взаємодіючих великих інтегральних схем мікропроцесорного комплексу, яка організована в обчислювальну або в керуючу систему з мікропроцесором як вузлом обробки інформації.

Узагальнена структура мікропроцесорної системи наведена на рис. 10.2. Коротко охарактеризуємо основні елементи, що входять до її складу.

Генератор тактових імпульсів – джерело послідовності прямокутних імпульсів, за допомогою яких здійснюється управління 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) та оперативного (ОЗП) запам'ятовуючих пристроїв.

Постійний запам'ятовуючий пристрій – це пристрій, в якому зберігається програма (а при необхідності – сукупність констант). Вміст, тобто все, що є в ПЗП, не може бути стертий. Він використовується як пам'ять програми, складеної раніше виробником відповідно до вимог замовника

Оперативний запам'ятовуючий пристрій – це пам'ять даних, що належать обробці та результатам обчислень, а в деяких МПС – також програм, які часто змінюються. ОЗП припускає як запис, так і зчитування інформації.

Пристрій введення–виведення. Пристрій введення (ПВВ) здійснює введення в систему даних, що належать обробці. Пристрій виведення (ПВ) перетворює вихідні дані (результат обробки інформації) у форму, зручну для сприйняття користувачем або зберігання. Пристроями введення–виведення є гнучкі магнітні диски, клавіатура, дисплей, аналого-цифрові та цифро-аналогові перетворювачі, графобудівники, друкуючі пристрої тощо.

Далі розглянемо системи шин. Особливістю структури МПС є магістральна організація зв'язків між модулями, що входять до її системи. Вона здійснюється за допомогою трьох шин. Ці шини з'єднують мікропроцесор із запам'ятовуючим пристроєм (ПЗП, ОЗП) та інтерфейсами введення–виведення, внаслідок чого створюється можливість обміну даними між розглянутими нами модулями системи.

Шина даних (ШД). Це двонапрямлена шина: по ній дані можуть направлятися в мікропроцесор або з нього. При цьому необхідно підкреслити, що одночасна передача даних в обох напрямках неможлива. Ці процедури рознесені в часі у результаті застосування часового мультиплексування.

Шина адреси (ША). По ній інформація передається тільки в одному напрямку – від мікропроцесора до модуля пам'яті або введення–виведення.

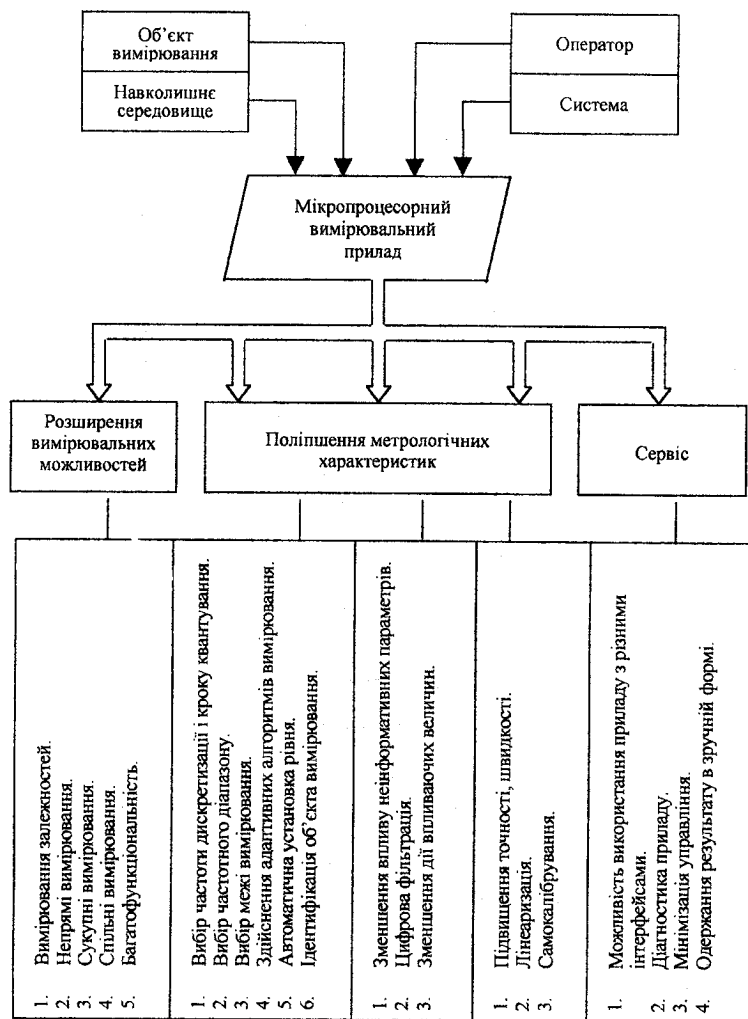


Рис. 10.1. Основні властивості та якості вимірювальних приладів із мікропроцесорним управлінням

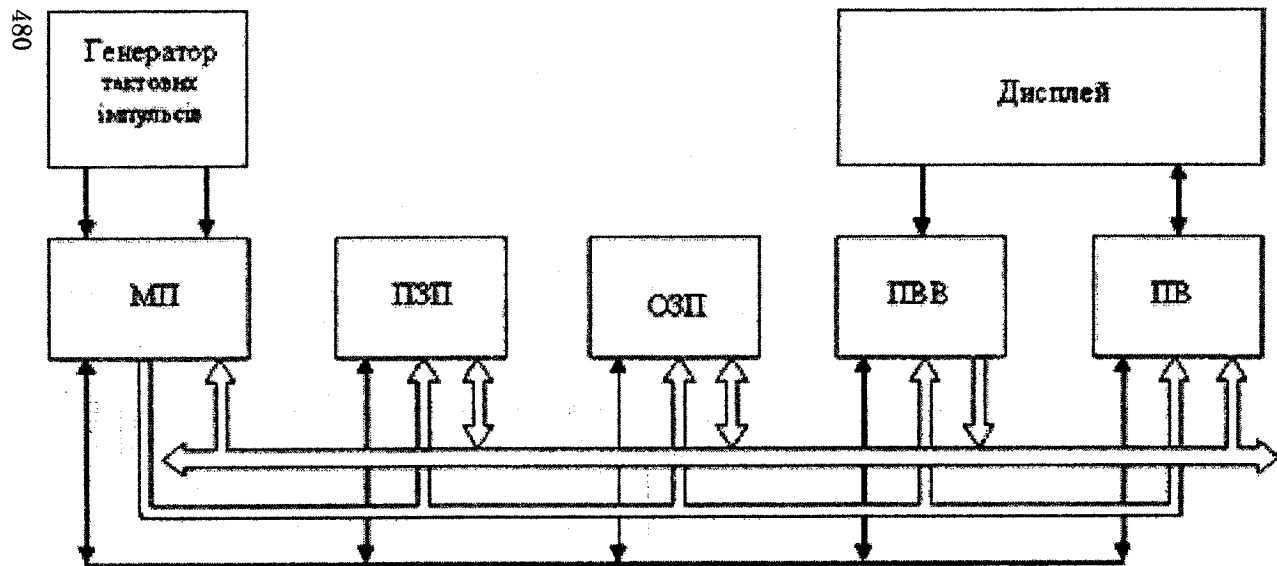


Рис. 10.2. Узагальнена схема мікропроцесорної системи

Шина управління (ШУ). Призначена 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 та ПЗП, для одержання потрібного обсягу пам'яті.

10.3. ПОХИБКИ ВИМІРЮВАНЬ МІКРОПРОЦЕСОРНОЇ СИСТЕМИ

Розгляд процедури процесорних вимірювань як послідовності виконання аналогових, аналого-цифрових і цифрових вимірювальних перетворень дозволяє уявити похибку у вигляді суми відповідних компонент. Відмінність результатів цифрових вимірювальних перетворень від потрібних 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 результаті вимірювання;
динамічна процесорна похибка, джерелом появи якої є обмеженість швидкодії мікропроцесора.

Розвиваючи ідеї класифікації, засновані 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 значенню вимірюваної величини. Наприклад, застосовуючи закон Ома, можна відповідні визначення сили струму I , напруги U і опору R ($I = \frac{U}{R}$,

$U = I \cdot R$, $R = \frac{U}{I}$) 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 така умова: абсолютна похибка обчислень не повинна перевищувати $\Delta_0 = 2^{-n}$, де n – розрядність мікропроцесора.

Операції округлення в МП здійснюються, як правило, простим відсіканням неврахованих розрядів або симетричним округленням з урахуванням значення старшого розряду, що відкидається. Якщо L – кількість неврахованих при округленні розрядів при рівномірному законі розподілу імовірностей округлювання (що справедливо в більшості випадків при $n \geq 8$), то дисперсії похибки простого відсікання і симетричного округлення (вже при порівняно невеликих L):

$$D_y = 2^{-2n} / 12 = \Delta_0^2 / 12.$$

Математичне сподівання інструментальної похибки округлення

$$M_y = [2^{-(n+L+1)}].$$

Похибки відсікання мають негативний знак для будь-яких арифметичних операцій над числами, представленими у прямому та додатковому кодах. Тому при значній кількості послідовних арифметичних операцій похибки можуть нагромаджуватись 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 вимірювання, де похибка датування відліку залежить від стану вимірювальних модулів і програмних драйверів, необхідно

передбачати експериментальне визначення характеристик цієї похибки.

Вплив похибки датування відліку на загальну похибку мікропроцесорного засобу вимірювання Δ залежить від швидкості зміни вхідного сигналу dx/dt :

$$\Delta = \Delta_{МПЗВ} + dx/dt \cdot \delta_t,$$

де $\Delta_{МПЗВ}$ – абсолютна похибка мікропроцесорного засобу вимірювання; δ_t – похибка датування відліків.

Похибка δ_t може визначатись як різниця астрономічного та реального часу виконання вимірювань, або як міра відхилення інтервалу між послідовними опитуваннями АЦП і заданого інтервалу, котрий має підтримуватись постійним.

При організації опитування аналого-цифрових перетворювачів їх швидкість вибирають так, щоб у межах припустимих похибок можна було між двома послідовними вимірюваннями використати лінійну інтерполяцію ($dx/dt = const$). Однак при дослідженні швидких процесів, як правило, не можна задовольнити цю умову, що призводить до появи динамічної похибки.

10.4. ПРИНЦИПИ ПОБУДОВИ МІКРОПРОЦЕСОРНИХ СИСТЕМ

Найбільш поширеними видами вимірювальних приладів, що містять мікропроцесори, є цифрові вольтметри і частотоміри. Для сучасного етапу розвитку “інтелектуальних” приладів характерна корінна зміна принципів їх побудови: органічною частиною таких засобів вимірювання стала мікропроцесорна система. В цьому зв'язку розглянемо їх особливості, принципи побудови і виконання функцій на прикладі аналогового та частотно-го вимірювальних каналів із мікропроцесорним управлінням.

10.4.1. Аналоговий вимірювальний канал мікропроцесорних систем

Обов'язковим вузлом кожного цифрового вольтметра, в тому числі мікропроцесорного, є аналого-цифровий перетворювач.

Сучасна мікроелектронна техніка надає розробнику вимірювальних приладів АЦП в інтегральному виконанні, що випускаються у вигляді великих інтегральних схем. Однак не слід вважати, що наявність АЦП і мікропроцесора повністю гарантує успішне створення ЗВ.

Перш за все, необхідно відзначити, що завдання сумісності АЦП із мікропроцесором та його робота в складі МПС – це конкретне завдання сумісності модулів, котрі утворюють аналоговий вимірювальний канал, який містить аналого-цифровий перетворювач, паралельний інтерфейс (що складається з одного або кількох портів), програмований таймер, мікропроцесорну систему і відповідний програмний драйвер.

На рис. 10.3, *а* наведено структурну схему аналогового вимірювального каналу з мікропроцесорним управлінням, а на рис. 10.3, *б* – часові діаграми його роботи.

Приклад функціонального закінченого АЦП – мікросхема КНІЗПВІ, що виконує функцію десятирозрядного аналого-цифрового перетворення з поданням результату в паралельному двійковому коді. В основу побудови внутрішньої організації та принципу дії АЦП цього типу покладено метод порозрядного зрівноважування, який називають також методом послідовного наближення (зважування) (див. підрозд. 9.6.1).

Аналого-цифровий перетворювач КНІЗПВІ може перетворювати однополярну 0...10 В і двополярну ± 5 В напругу. Встановлення АЦП у початковий стан і запуск його в режим перетворення проводяться за зовнішнім логічним сигналом “Запуск” (ЗП). При нульовому рівні сигналу ЗП (рис. 10.3, *б*) запускається внутрішній тактовий генератор і починається перетворення вхідного аналогового сигналу U_x у цифровий код N . По закінченні перетворення АЦП виробляє сигнал “Кінець” (КЦ), нульовий рівень якого свідчить про встановлення результату перетворення на його виходах.

Однією з найбільш поширених мікросхем введення результату перетворення в МПС є паралельний інтерфейс типу КР80ВВ55. Він дозволяє переключати шину даних (ШД) МПС на роботу з одним із трьох портів введення-виведення –А, В або С.

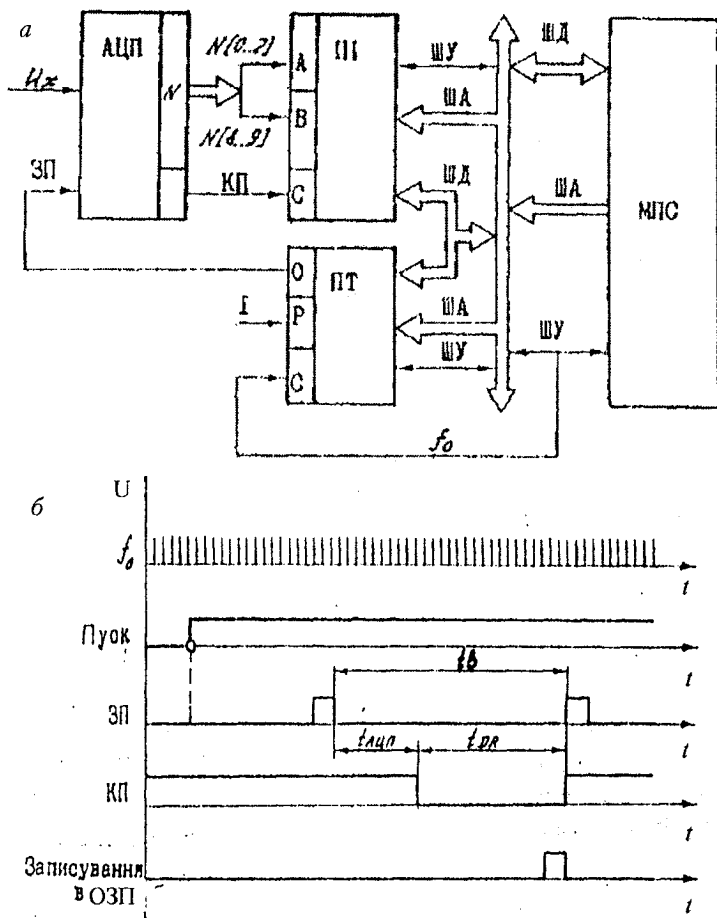


Рис. 10.3. Структурна схема (а) аналогового вимірювального каналу з мікропроцесорним управлінням і часові діаграми (б) його роботи

Управління паралельним інтерфейсом (ПІ) виконується програмно. Після початкової установки через ШД записується керуюча інформація, яка визначає режим роботи кожного з портів. Таких режимів три: просте введення-виведення (режим "0"), стробірована односпрямована (режим "1") і двоспря-

мована (режим "2") передачі інформації. До входів портів А і В ввімкнені виходи АЦП, а один із розрядів порту С використовується як стробований.

Програмуючий таймер (ПТ) КР380ВИ53 використовують для формування сигналу ЗП для аналого-цифрового перетворювача. Цей таймер містить три 16-розрядних лічильники, котрі можуть бути запрограмовані як для двійкового, так і для двійково-десятькового числення. Програмним способом можна також здійснювати і початкову установку лічильників, записуючи в них будь-яке початкове число. Кожний із лічильників таймера має тактовий вхід (СО, С1, С2), вхід управління – дозвіл числення (РО, Р1, Р2) і вихід (01, 02, 03). Лічильники можуть працювати в одному з шести режимів, формуючи на виходах однократні або періодичні позитивні чи негативні імпульси.

Порти паралельного інтерфейсу та лічильники програмуючого таймера мають організацію програмно-керованого введення-виведення. При такій структурі всі дії з вимірювання, обміну та запам'ятовування мають виконуватися під управлінням програмного драйвера.

Програмно-кероване введення включає в себе виконання таких дій:

1. Ініціалізація апаратних засобів (ПТ та ПІ).
2. Ініціалізація програмних засобів (початкова адреса ОЗП та кількість вимірювань).
3. Запуск аналого-цифрового перетворювача.
4. Зчитування слова стану з порту С паралельного інтерфейсу.
5. Перевірка готовності порту до введення.
6. Якщо порт С не готовий до обміну, то дії 4 та 5 циклічно повторюються.
7. Якщо порт готовий до обміну, то МП мікропроцесорної системи здійснює введення і скидає біт (прапор) готовності порту С.

Із попередніх викладок можна зробити висновок, що час вимірювання t_B аналогового сигналу складається з часу, необхідного на виконання процедур програмного драйвера t_{DR} , і часу перетворення $t_{АЦП}$ аналого-цифрового перетворювача:

$$t_B = t_{АЦП} + t_{DR}$$

Час $t_{\text{АЦП}}$ визначається з паспортних даних АЦП. Максимальний час, необхідний для виконання процедур програмного драйвера, доцільно оцінити за його вхідним лістингом:

$$t_{DR} = T_q \sum_{i=1}^n p_i,$$

де T_q – період тактової частоти f_0 мікропроцесора; i – кількість команд у програмному драйвері; p_i – кількість тактів в одній команді.

За вихідним лістингом програмного драйвера визначається час t_{DR} його виконання, який становить 70 мкс. Час перетворення АЦП серії КНІЗПВІ складає 30 мкс. Загальний час t_B між двома сусідніми вимірюваннями має бути таким

$$t_B = t_{\text{АЦП}} + t_{DR} = 30 + 70 = 100 \text{ мкс.}$$

Тоді частота проходження запускаючих імпульсів аналого-цифрового перетворювача

$$f_{\text{ЗП}} = \frac{1}{t_0} = \frac{1}{t_{\text{АЦП}} + t_{DR}} = \frac{1}{100 \cdot 10^{-6}} = 10 \text{ кГц.}$$

Відповідно до цієї частоти в програмований таймер записується код k , який формує на його виході 0 датуючі сигнали ЗП. Коефіцієнт ділення лічильника програмованого таймера:

$$k = \frac{f_0}{f_{\text{ЗП}}},$$

де f_0 – тактова частота мікропроцесорної системи.

Якщо припустити, що МПС є мікропроцесором серії КР5801К80А, то числове значення коефіцієнта:

$$k = \frac{2000000}{1000} = 2000.$$

10.4.2. Частотний вимірювальний канал мікропроцесорних систем

При побудові МПС і приладів часто виникає необхідність у реалізації функції вимірювання частотно-часових параметрів сигналів (період, частота).

Використання мікропроцесорної системи не виключає наявності в складі частотоміра блоків електронної техніки (таких, як пристрій виділення періоду T , формувач імпульсів ФІ, схеми збігу СЗ, лічильники ЛІ, тощо, що складають апаратну частину засобів вимірювання (див. підрозд. 9.6.2). Але, порівняно з звичайними цифровими частотомірами, виконаними згідно з схемами з жорсткою логікою, апаратна частина мікропроцесорних частотомірів доповнюється паралельним інтерфейсом ПІ для зв'язку з мікропроцесорною системою.

При безпосередньому (прямому) вимірюванні частоти періодичного сигналу найвагомішими є дві складові похибки – міри та порівняння. Похибка міри δ_0 (див. підрозд. 9.6.2) визначається нестабільністю частоти напруги кварцового генератора. Ця складова похибка може бути відчутною при вимірюванні дуже високих частот. Похибка порівняння визначається, головним чином, похибкою квантування δ_k . При вимірюванні низьких частот похибка квантування є визначаючою складовою похибки вимірювання. Наприклад, якщо вимірюється частота $f_x = 10$ Гц при $T_0 = 1$ с, то максимальна похибка квантування така:

$$\delta_{кч} = \frac{100\%}{f_x T_0} = \frac{100\%}{10 \cdot 1} = 10\% ,$$

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 напрямків розробки цифрової частотно-вимірювальної техніки. Перед тим як розглядати частотний вимірювальний канал із мікропроцесорним управлінням, який радикально розв'язує вказане завдання, зупинимось на чотирьох способах зменшення похибки квантування при вимірюванні частоти.

Перший спосіб очевидний: збільшення тривалості еталонного часового інтервалу T , тобто часу вимірювання. Але можливості такого способу обмежені, оскільки для одержання малої похибки квантування (наприклад, $\delta_{\text{кч}} = 0,01\%$; $f_x = 10$ Гц) потрібний дуже великий час вимірювання:

$$T_0 = \frac{100\%}{\delta_{\text{кч}} f_x} = \frac{100\%}{0,01 \cdot 10} = 1000 \text{ с.}$$

Другий спосіб зводиться до збільшення кількості імпульсів, що квантують еталонний часовий інтервал T_0 , який досягається множенням вимірюваної частоти f_x . Виконання даного способу поєднано з застосуванням додаткового блоку помножувача частоти, що ускладнює і підвищує вартість апаратурної частини.

Третій спосіб, який враховує випадкову природу похибки квантування, припускає проведення багаторазових вимірювань та усереднення їх результатів. Це ефективний шлях зменшення впливу випадкової похибки на результат вимірювання.

Четвертий спосіб полягає у безпосередньому вимірюванні періоду досліджуваного сигналу з наступним обчисленням частоти: $f_x = \frac{1}{T_x}$. 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 стробіруючий імпульс тривалістю, що дорівнює періоду T_x , і проквантуємо його імпульсами, частота проходження яких $f_x = 10$ МГц (що звичайно має місце в цифрових частотомірах). У цьому разі похибка квантування така:

$$\delta_{\text{кп}} = \frac{100\%}{T_x f_0} = \frac{100\%}{0,1 \cdot 10^7} = 10^{-4} \%.$$

Можна зробити висновок, що непряме вимірювання частоти

$f_x = \frac{1}{T_x}$ у даному разі 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, $f_0 = 10^7$ Гц) похибка квантування цифрового частотоміра

$$\delta_{кч} = \frac{100\%}{T_x f_0} = \frac{100\%}{1 \cdot 10^6} = 10^{-4}\%,$$

а похибка квантування цифрового періодоміра надмірно зростає:

$$\delta_{кп} = \frac{100\% \cdot f_x}{f_0} = \frac{100\% \cdot 10^6}{10^7} = 10 \, \%.$$

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.

Частота (назвемо її критичною частотою $f_{хк}$), при якій необхідно здійснювати перемикання режиму роботи частотоміра або періодоміра, визначається з умови [26]:

$$\delta_{кч} = \delta_{кп}.$$

Підставимо відповідні похибки квантування:

$$\frac{100\%}{T_0 f_x} = \frac{100\%}{f_0 T_x}$$

і визначимо критичну частоту:

$$f_{хк} = \sqrt{f_0 / T_0}.$$

При $f_x \leq f_{хк}$ доцільно використовувати апаратну частину цифрового періодоміра, а при $f_x > f_{хк}$ – цифрового частотоміра.

Алгоритм роботи частотного вимірювального каналу з мікропроцесорним управлінням, що дозволяє досліджувати періодичні процеси в широкому частотному діапазоні, наведено на рис. 10.4. Спочатку настроюють апаратну та програмну частини на режим, наприклад, цифрового періодоміра. Потім вимірюють невідому частоту f_x і задають потрібною похибкою квантування $\delta_{кч}$. На основі значень f_x і $\delta_{кч}$ визначають тривалість еталонного часового інтервалу:

$$T_0 = \frac{1}{\delta_{кч} f_x} \cdot 100\%.$$

Як квантуючу частоту f_0 в мікропроцесорних частотомірах доцільно використовувати сигнал $\tau 2$, що присутній на шині управління (ШУ) мікропроцесорної системи. Для МП серії КР580 частота $f_0 = 2$ МГц. Якщо значення f_0 і T_0 відомі, визначають критичну частоту $f_{кк}$.

Якщо $f_x \leq f_{кк}$, то апаратну частину настроюють на режим цифрового періодоміра і переходять до підпрограми вимірювання частоти в цьому режимі. В противному разі ($f_x > f_{кк}$) здійснюється режим цифрового частотоміра. У цьому режимі роботи формується еталонний часовий інтервал T_0 .

Структурна схема мікропроцесорного частотного вимірювального каналу, яка дозволяє реалізувати наведений алгоритм, надана на рис. 10.4, а. Вона складається з лічильного тригера Т (пристрою виділення періоду), чотирьох схем збігу СЗ, лічильників ЛІ0 та ЛІ1, паралельного інтерфейсу і мікропроцесорної системи. Схеми збігу СЗ0 і СЗ1 призначені для квантування періоду T_x у прилеглих інтервалах. Операції числення та кодування здійснюються в лічильниках. Паралельний інтерфейс (ПІ) виконує функції сполучення з МПС. Часові діаграми, що пояснюють роботу частотного вимірювального каналу, наведені на рис. 10.4, б.

Таким чином, застосування МПС у цифрових частотомірах дає можливість:

- а) автоматизувати установку потрібного діапазону частот і обчислювальні процедури (зокрема, знаходження числового значення частоти, зворотного результату прямого вимірювання періоду);
- б) здійснювати управління всіма блоками частотоміра і організовувати їх взаємодію;
- в) визначати потрібну тривалість еталонного часового інтервалу T_0 і формувати його безпосередньо в МПС;
- г) обробляти результати спостережень і відображати їх у зручній формі на дисплеї МПС.

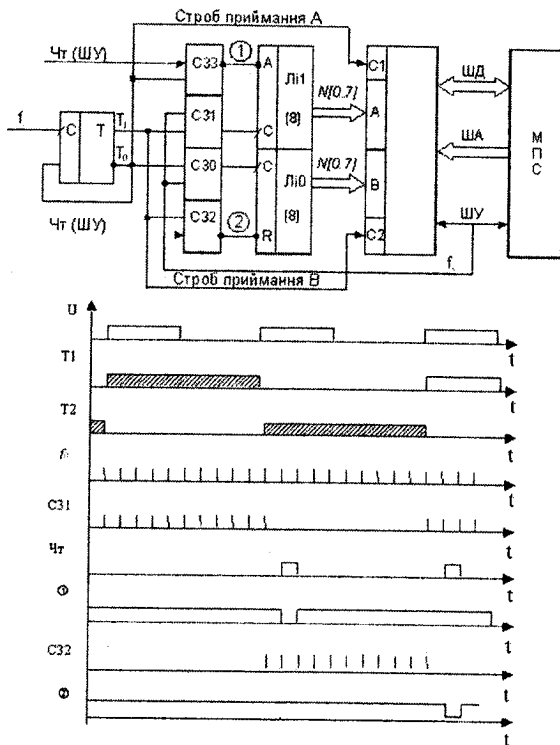


Рис. 10.4. Структурна схема (а) частотного вимірювального каналу з мікропроцесорним управлінням і часові діаграми (б) його роботи

10.5. АВТОМАТИЗОВАНІ ВОЛЬТМЕТРИ З ВМОНТОВАНИМ МІКРОПРОЦЕСОРОМ

Розглянемо застосування мікропроцесора в цифрових вольтметрах на прикладі вольтметра-омметра типу В7-39. Цей 5,5-розрядний цифровий прилад вимірює напругу постійного струму в діапазоні 0,2...200 В і опір до 2 МОм із похибкою не більш 0,007 % при температурі $(23 \pm 5)^\circ\text{C}$. Вбудований мікропроцесор управляє індикацією, робить корекцію похибки вимірювання, здійснює нелінійну цифрову фільтрацію сигналу, цифрову корекцію дрейфу нуля, порівняння номінального й вимірюваного значень напруг або опорів.

Принцип роботи вольтметра, що працює в режимі вимірювання напруги пояснює структурна схема, яка зображена на рис. 10.5.

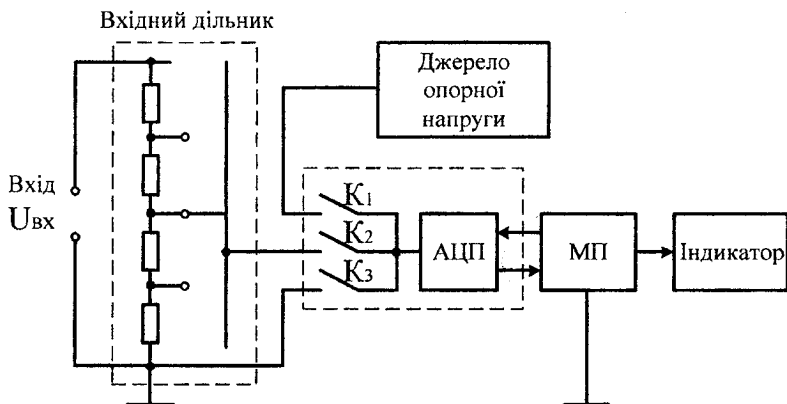


Рис. 10.5. Структурна схема вольтметра в режимі вимірювання напруги

За допомогою електронних ключів K_1 ; K_2 ; K_3 за командою мікропроцесора МП вхід аналого-цифрового перетворювача АЦП по черзі підключається до виходу дільника, джерела опорної напруги і «заземленої» клеми входу. Електронні ключі виконані на польових транзисторах і забезпечують мінімальні

значення падіння напруги на ключах у відкритому стані і струмів відпливу в закритому. При вмиканні ключа K_1 на вхід АЦП подається зразкова напруга $U_{оп}$ від джерела опорної напруги. На вході АЦП утвориться код Y_1 , значення якого відповідає напрузі $U_{оп}$. Цей код запам'ятовується МП. Потім вмикається ключ K_2 . На вхід АЦП подається напруга $U_c = KU_x$, де K – коефіцієнт ділення вхідного дільника. Відповідний йому код Y_2 також вводиться в пам'ять МП. При замиканні ключа K_3 , АЦП формує код Y_3 , значення якого визначається деякою початковою напругою $U_{поч}$, що еквівалентно дрейфу нуля підсилювача. Цей код також запам'ятовується МП. Вважаючи, що характеристика перетворення АЦП лінійна та описується рівнянням $Y = a + U_{поч}$, можна записати для кожного перетворення:

$$Y_1 = aU_{оп} + U_{поч};$$

$$Y_2 = aU_c + U_{поч} = aKU_c + U_{поч};$$

$$Y_3 = U_{поч},$$

де a – коефіцієнт перетворення АЦП.

Вирішуючи цю систему, знайдемо:

$$U_x = \frac{U_{оп}}{K} \cdot \frac{Y_2 - Y_3}{Y_1 - Y_3}. \quad (10.1)$$

Таким чином, за значеннями кодів Y_1 , Y_2 , Y_3 , та $U_{оп}$, які введені у пам'ять, мікропроцесор обчислює за алгоритмом (10.1) дійсне значення вхідної напруги U_x , код якого передається на цифровий індикатор приладу.

З виразу (10.1) випливає, значення U_x , що відображається на індикаторі, не залежить від коефіцієнта a і $U_{поч}$, тобто неточність установки коефіцієнта перетворення, його тимчасова чи температурна зміна, а також зсув і дрейф нуля перетворювача не викликають похибки вимірювання напруги. Варто зауважити, що застосування розглянутого алгоритму не виключає похибки,

зумовленої нелінійністю характеристик перетворення.

Цикл вимірювання для даного приладу складається з двох тактів загальною тривалістю 200 мс. У першому такті, котрий триває 100 мс, перетворюється вимірювана напруга. Протягом інтервалу часу, що залишився, робиться перетворення опорної або початкової напруги, як інше для кожного циклу. Значення U_x обчислюється в кінці кожного циклу, при цьому використовується значення кодів Y_1 або Y_3 , отриманих у попередньому циклі. Такий підхід є цілком припустимим, тому що напруги $U_{оп}$ і $U_{поч}$ вважаються досить стабільними, протягом двох циклів вимірювань (400 мс). Це дає деякий вииграш у швидкодії.

Розглянемо принцип роботи приладу в режимі вимірювання опору. Для цього випадку схема має вигляд, наданий на рис. 10.6. Як зразковий резистор R_0 використовується дільник вхідної напруги, виконаний на тонкоплівкових елементах із високою точністю. На рис. 10.6 показана чотирьохпровідна схема підключення вимірюваного резистора, що дозволяє зменшити вплив опору з'єднувальних провідників на похибку вимірювання. Передбачено також можливість підключення і до трьохпровідної схеми. За командою МП напруги U_0 , U_1 , U_2 , U_3 , що знімаються з відповідних точок вимірювального ланцюга, утворені джерелом опорної напруги, зразковим та вимірюваним резисторами через електронні ключі K_1 , K_2 , K_3 , K_4 по черзі подаються на АЦП, який перетворює їх у числові еквіваленти, що вводяться в пам'ять МП.

За умови лінійності характеристики перетворення АЦП значення цих кодів визначаються через напруги і параметр a такими співвідношеннями:

$$\left. \begin{aligned} Y_0 &= aU_0 + U_{нач} \\ Y_1 &= aU_1 + U_{нач} \\ Y_2 &= aU_2 + U_{нач} \\ Y_3 &= aU_3 + U_{нач} \end{aligned} \right\} \quad (10.2)$$

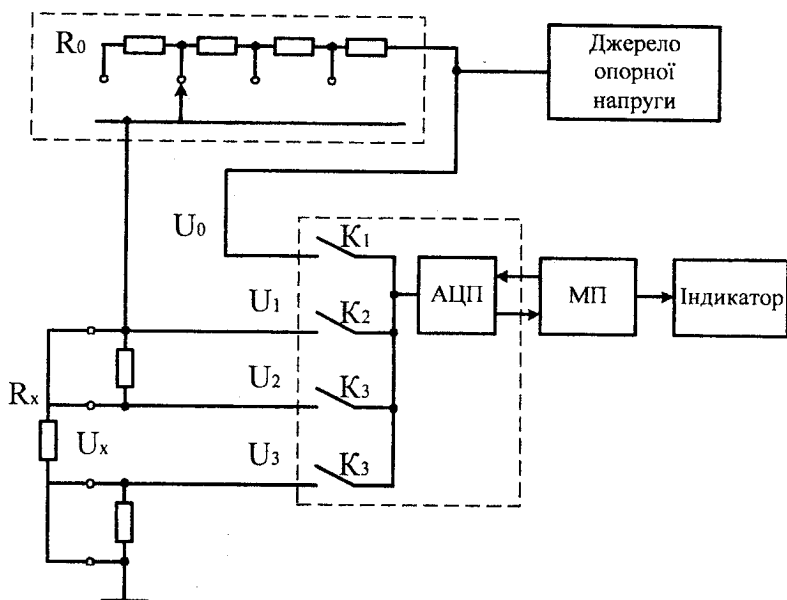


Рис. 10.6. Структурна схема в режимі виміру опору

Знайдемо зв'язок між значеннями опорів R_0 і R_X та значеннями напруг U_0 , U_1 , U_2 , U_3 . Вимірювальний струм протікає як по зразковому, так і по вимірюваному резистору (вважаємо, що вхідний опір АЦП досить великий і не шунтує вимірюваний опір), на основі чого можна записати рівність $R_X = U_X / I$, але

$$U_X = U_2 - U_3 \text{ й } I = (U_0 - U_1) / R_0, \text{ отже } R_X = R_0 \cdot (U_2 - U_0) / (U_0 - U_1).$$

Підставивши в цю формулу значення U_0 , U_1 , U_2 , U_3 з рівняння (10.2), одержимо вираз, що зв'яже дійсні значення опорів R_X з числовими значеннями Y_0 , Y_1 , Y_2 : $R_X = R_0 \cdot (Y_2 - Y_3) / (Y_2 - Y_1)$.

Як впливає з останньої рівності, результат вимірювання опору R_X не залежить від опорної напруги, коефіцієнта перетворення a та дрейфу нуля $U_{\text{поч}}$, що дозволяє значно знизити похибку вимірювання опору.

Одна з переваг розглянутих методів полягає в тому, що при вимірюваннях як напруги, так і опору в усьому діапазоні їхніх

змін теоретично достатньо використовувати однозначну міру напруги або опору (U_0 або R_0). Реально в схемі приладу для вимірювання на декількох межах використовується ряд значень опорних напруг і зразкових опорів.

Похибка вимірювання напруги (опору) визначається таким складовими похибками:

- калібрування джерела опорної напруги і вхідного дільника;
- через довгочасну нестабільність цих вузлів вольтметра;
- обумовлена нелінійністю характеристики перетворення АЦП;
- викликана флуктуаціями параметрів ключів, порогових пристроїв та інших елементів АЦП;
- дискретності (квантування);
- округлень у МП.

Одна з найважливіших складових похибки, що визначає довгочасну стабільність метрологічних характеристик приладу, є стабільність джерела опорної напруги і вхідного резистивного дільника. Дільник виконаний на основі гібридної тонкоплівкової мікросхеми таким чином, що температурний коефіцієнт відношення опору не перевищує $5 \cdot 10^{-6}, K^{-1}$, а температурний коефіцієнт опору дільника – $15 \cdot 10^{-6}, K^{-1}$. Перша цифра визначає стабільність характеристик приладу при вимірюванні напруги, а друга – при вимірюванні опору. Основний елемент джерела опорної напруги – стабілітрон з інтегральним нагрівачем, що підтримує постійну температуру кристала стабілітрона. Температурний коефіцієнт його напруги складає $2 \cdot 10^{-6}, K^{-1}$.

Висока рідко здатність вольтметра (1 мкВ) обумовлює чутливість приладу до паразитних сигналів низького рівня, наприклад у ТЕРС, що діє на його вході. Для виключення складової похибки, викликані вказаним фактором, використовується автоматична цифрова корекція нульового рівня, яка відбувається при натисканні відповідної клавіші на передній панелі. Отримане при цьому значення запам'ятовується і надалі враховується при розрахунках результатів вимірювання. Крім того, даний режим може використовуватися для порівняння номінальних значень напруг або опорів. При цьому замість нульового вхідного сигналу запам'ятовується задане значення і надалі прилад відображає лише різницю між заданим і виміряним значеннями.

В приладі застосовується нелінійна цифрова фільтрація отриманих результатів. Необхідність даного режиму зумовлена вимогою стабільної індикації результатів вимірювань при досить високій швидкодії приладу. Цифрова фільтрація знижує не тільки дію зовнішніх перешкод, наявних у сигналі, але і вплив флуктуацій на поріг спрацьовування порівнювальних і граничних пристроїв, що не можуть бути відфільтровані звичайними методами.

Цифрова фільтрація являє собою усереднення результатів декількох вимірювань. Кількість усереднених результатів залежить від установки межі вимірювання. Так на межі 200 мВ обчислюється середнє з восьми результатів, при цьому вплив шуму і перешкод зменшується в $\sqrt{8}$ разів. Мікропроцесор обчислює середнє значення наприкінці кожного циклу вимірювання, тобто кожні 200 мс. На табло індикатора відображається "поточне" середнє, що одержується за даними останнього результату вимірювання і семи попередніх значень, записаних заздалегідь у пам'ять МП. У кожному наступному циклі вимірювання перше із семи попередніх значень відкидається і середнє обчислюється з урахуванням останнього отриманого результату.

При різких змінах вхідного сигналу усереднення за результатами восьми вимірювань не достовірне, в зв'язку з чим у випадку зміни вхідного сигналу при останньому вимірюванні більш ніж на 10 одиниць молодшого розряду усереднення не робиться. Порівняння кодів здійснюється мікропроцесором автоматично. У діапазоні вимірювання до 2 В усереднення робиться за результатами чотирьох вимірювань, а відповідне граничне значення дорівнює трьом одиницям молодшого розряду. Даний спосіб дозволяє забезпечити стабільність показань індикатора при вимірюванні постійних напруг при сумарному часі встановлення показів 0,5 с замість 1,5 с при використанні аналогових фільтрів.

Вольтметр В7-39 має високу точність. Наприклад, похибка вимірювання напруги постійного струму складає значення порядку 0,02 %. Вбудований МП виконує такі операції: корекція похибок; керування і проведення обчислень при математичному опрацюванні результатів вимірювань; введення і збереження програми; тестовий контроль і часткова діагностика відмов спеціальної апаратури. Підпрограму обчислення логарифма

відношень зручно використовувати при випробовуваннях і перевірці підсилювачів, дільників, фільтрів та вольтметрів із логарифмічною шкалою.

Програма визначення максимуму і мінімуму забезпечує запам'ятовування поточних значень – максимальних і мінімальних – вимірюваної величини та виведення їх на індикацію. Ця програма може бути використана, наприклад, при перевірці генераторів сигналів при визначенні короточасної нестабільності опорного рівня.

Програма «Допусковий контроль» дає можливість порівняти результати вимірювань із попередньо введеними граничними значеннями вимірюваної величини та здійснити виведення інформації «Вище норми», «Нижче норми», «У допуску», а також одночасно вести підрахунок кількості вимірювань, що знаходяться в межах поля допуску. Застосування даної програми зручно при здійсненні контролю та розбраковуванні продукції при випробовуваннях.

Програма «Статистичний аналіз» дозволяє обчислювати середнє значення, дисперсію, середнє квадратичне значення вимірюваної величини та її середнє квадратичне відхилення. При цьому загальна кількість значень, що підлягають статистичній обробці, вводиться оператором, підрахунок кількості вимірювань здійснюється приладом.

10.6. АВТОМАТИЗОВАНІ ОСЦИЛОГРАФИ

Бурхливий розвиток мікропроцесорної техніки та інтенсивне впровадження її у вимірювальні прилади торкнулося і електронно-променевих осцилографів, що призвело до появи автоматизованих засобів вимірювання параметрів форми сигналу. Можна виділити два напрямки цього розвитку: аналогові осцилографи з вбудованим мікропроцесором і цифрові осцилографи.

Структурні схеми осцилографів першої групи будуються в своїй основі за класичною схемою універсальних осцилографів, у яких здійснюється пряме аналогове представлення сигналу на екрані електронно-променевої трубки (ЕПТ). Вбудована цифрова і мікропроцесорна техніка дозволяє здійснювати напівавтоматичне вимірювання деяких параметрів сигналу: амплітуди і миттєвих значень напруги, тривалості імпульсів, тривалості фронту

і зрізу, викиду і нерівномірності вершини імпульсів, частоти, шпаруватості та ряду інших параметрів й представляти результати вимірювання на цифровому табло. Вимірювання здійснюються за допомогою спеціальних міток, формованих цифровими зразковими мірами осцилографа, або шляхом суміщення характерних ділянок зображення з відповідними лініями масштабної сітки та зображення. До таких осцилографів можна віднести СІ-85, СІ-108, СІ-116, блок вертикального відхилення ЯЧС-105 до осцилографа СІ-91 та ін. Застосування цифрової та мікропроцесорної техніки підвищує ступінь автоматизації і точності вимірювань. Наприклад, осцилограф СІ-108 може бути віднесений до осцилографів першого класу точності.

Друга група осцилографів – цифрові осцилографи – відрізняється від звичайних аналогових приладів першої групи тим, що всі операції обробки здійснюються не над аналоговим сигналом, а над множиною цифрових еквівалентів миттєвих значень сигналу. Результати обробки можуть бути подані в аналоговому вигляді на екрані ЕПТ або у цифровому вигляді на цифровому табло чи екрані. Цифрові осцилографи вимагають застосування потужної мікропроцесорної техніки, отже, вони в більш повній мірі реалізують програмні засоби обчислювальної техніки, що дозволяє одержати нові функціональні можливості, які практично не можуть бути реалізовані в аналогових осцилографах реального часу. До цифрових осцилографів, що випускаються вітчизняною промисловістю, можна віднести СІ-121, С9-5, С9-8, С9-16, С9-18, С9-19, С7-16, С7-17.

До універсальних електронно-променевих осцилографів (ЕПО), що мають вбудований мікропроцесор (МП), відноситься широкосмуговий ЕПО підвищеної точності СІ-108. Особливість цього осцилографа – можливість проведення автоматизованих вимірювань не тільки амплітудних і часових параметрів сигналу, але і параметрів, визначення яких пов'язано з обчислювальними операціями: шпаруватості, частоти, викиду у відсотках і т. п.

Вимірювання амплітудних і часових параметрів сигналу на екрані ЕПТ здійснюється методом порівняння лінійного розміру між двома характерними точками на досліджуваному сигналі з лінійним розміром (у вертикальному або горизонтальному напрямках) між двома яскравими мітками, сформованими за до-

помогою каліброваних напруг (меандрів). Зображення вхідного сигналу і яскравих міток на екрані ЕПО висвічується поперемінно з частотою, обумовленою комутатором осцилографа.

Схема приладу (рис. 10.7) містить у собі як традиційні для ЕПО вузли (вхідний пристрій (ВП), генератор розгортки (ГР), підсилювачі вертикального (П"Y") і горизонтального відхилень (П"X")), так і спеціальні – комутатори (К) в каналах вертикального і горизонтального відхилень, блок логіки комутації (БЛК), шифратори (Ш) настроюваних значень коефіцієнта відхилення K_0 і коефіцієнта розгортки K_p , а також блок цифрових вимірювань (БЦВ).

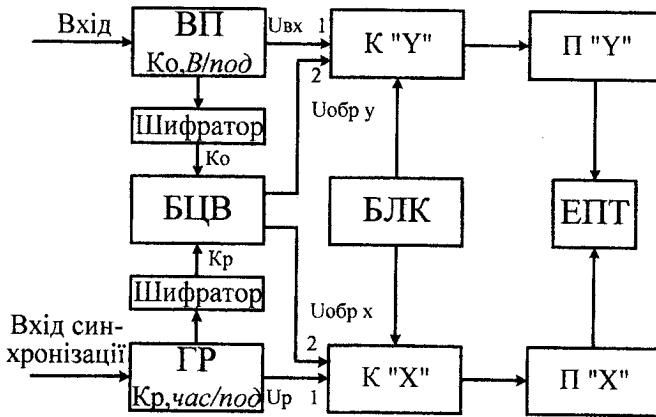


Рис. 10.7. Схема осцилографа

Блок цифрових вимірювань (рис. 10.8) містить: автомат управління (АУ), за допомогою якого можна встановити необхідний вигляд вимірювання; цифрове чотиризначне табло (ЦТ), на якому відображаються результати вимірювань; мікропроцесор, що виконує обчислювальні операції; автомат введення (АВ), який забезпечує зв'язок мікропроцесора з іншими вузлами; два цифроаналогових перетворювачі ЦАП Y і ЦАП X, що забезпечують перетворення цифрового коду у відповідні зразкові напруги U_Y і U_X ; два формувача меандра $U_{ЗРУ}$ і $U_{ЗРХ}$ (ФМ).

При вимірюванні параметрів сигналу оператор попередньо

встановлює необхідні значення коефіцієнта відхилення K_0 каналу вертикального відхилення та коефіцієнта розгортки K_p каналу горизонтального відхилення. Ці значення перетворюються в шифраторах K_0 і K_p у цифровий код і запам'ятовуються в запам'ятовуючому пристрої мікропроцесора (МП).

Блок логіки комутації по черзі перемикає комутатори X і Y у положення 1 і 2 (рис. 10.7). При перемиканні комутаторів в положення 1 на вертикально-відхиляючі пластини індикатора подається підсилений досліджуваний сигнал $U_{вх}$, а на горизонтально-відхиляючі – пилоподібна напруга з генератора розгортки.

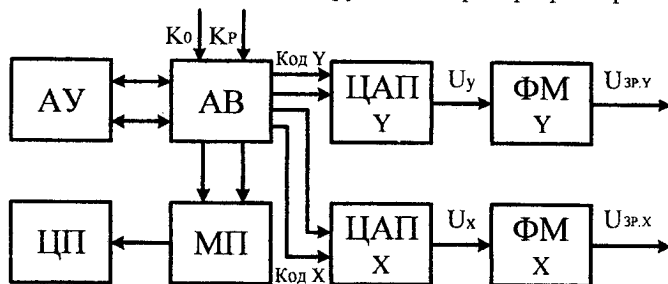


Рис. 10.8. Блок цифрових вимірювань

На екрані висвічується зображення сигналу. При переключенні комутаторів у положення 2 на вертикально і горизонтально-відхиляючі пластини подаються дві напруги $U_{зр.Y}$ і $U_{зр.X}$ прямокутної форми з генератора меандра Y і з генератора меандра X, в результаті чого на екрані ЕЛТ виникає зображення двох підсвічених міток (рис. 10.9, а). Зсув міток у вертикальному та горизонтальному напрямках щодо координатних ліній масштабної сітки ЕПТ пропорційний напругам меандрів $U_{зр.Y}$ і $U_{зр.X}$, тобто $h = a U_{зр.Y}$ та $l = b U_{зр.X}$, де a і b – коефіцієнти передачі трактів вертикального та горизонтального відхилень відповідно. Тривалість перебування мітки в одній з областей екрана ЕПТ визначається тривалістю T півперіода меандра. Потім комутатори знову переключаються в положення 1 і на екрані ЕПТ з'являється зображення сигналу (рис. 10.9, б). При нас-

тупному перемиканні виникає зображення міток. Завдяки післясвічінню люмінофора на екрані спостерігається одночасно зображення сигналу і яскравих міток. Змінюючи амплітуду і постійну складову меандра, можна переміщати мітки одну відносно іншої в обох напрямках до суміщення їх з характерними точками зображення.

Суміщення міток з точками зображення у вертикальному напрямку означає, що миттєве значення напруги сигналу $U_{вх}$ на вході комутатора дорівнює алгебраїчній сумі позитивної та негативної амплітуд меандра $U_{зр.х}$, тому що після комутатора тракт для передачі обох сигналів залишається загальним. Аналогічно суміщення міток з точками зображення сигналу в горизонтальному напрямку означає рівність миттєвої напруги розгортки U_p відповідному певному інтервалу часу та сумарній амплітуді меандра $U_{зр.х}$.

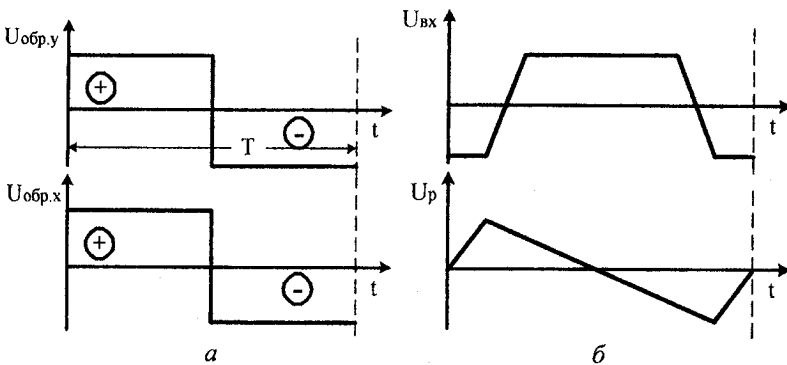


Рис. 10.9. Часові діаграми

Параметри обох меандрів визначаються формувачами меандрів X і Y (рис. 10.8.) і входними напругами U_x і U_y , що виробляються цифро-аналоговими перетворювачами ЦАП Y і ЦАП X за заданими кодами Y і X , які формуються автоматом введення або мікропроцесором. Коди X і Y , що відповідають координатам яскравих міток, перераховуються мікропроцесором з урахуванням установлених значень коефіцієнта відхилення K_0 і коефіцієнта розгортки K_p у значення амплітудних або тимча-

сових параметрів сигналу і потім відображаються на цифровому табло з вказівкою одиниці вимірюваного параметра.

Завдяки застосуванню методу порівняння похибка вимірювання параметрів сигналу за допомогою осцилографа розглянутого типу менше, ніж у звичайних універсальних осцилографів, тому що виключається вплив нелінійних характеристик підсилювачів вертикального та горизонтального відхилень, дрейфу нуля, нестабільності коефіцієнта підсилення, а також спотворень, внесених ЕПТ.

Для розглянутої схеми побудови ЕПО похибка вимірювання напруги буде визначатися такими складовими похибками:

вхідного атенюатора;

перетворення лінійного розміру по вертикалі між яскравими мітками на екрані ЕПТ у двійковий еквівалент і похибкою обчислення МП значення досліджуваного параметра сигналу;

суміщення яскравих міток із зображенням сигналу, тобто візуальною похибкою.

Похибка вхідного атенюатора в частотному діапазоні вимірюваних сигналів складає більшу частину загальної похибки вимірювання напруги і сягає значення 1,5 %.

Похибка перетворення лінійного розміру, в свою чергу, включає:

похибку квантування лінійного розміру зображення (зразкової напруги $U_{зр.у}$). При десятих двійкових розрядах похибка квантування ЦАП, приведена до робочого розміру екрана ЕПТ, не перевищує 0,1 % (при робочому розмірі екрана ЕПТ-10 поділок). Для розміру зображення, рівного 2 поділкам, кількість дискретних рівнів відліку складає 200, а похибка квантування – біля 0,5 %;

похибку ЦАП, рівну приблизно 0,1%;

похибку формування меандра і похибку, внесену комутатором, порядку 0,15 % кожна.

Похибка суміщення яскравих міток із зображенням сигналу зумовлена кінцевим розміром мітки і шириною лінії променя. Її абсолютне значення складає приблизно 0,15...0,2 мм. Для зображення розміром в 2 поділки (20 мм) відносна похибка суміщення дорівнює 0,25...1,0 %.

Загальна похибка вимірювання тимчасових інтервалів визначається такими складовими:

перетворення лінійного розміру по горизонталі (між яскра-

вими мітками на екрані ЕПТ) у двійковий еквівалент і обчислення МП значення вимірюваного параметра сигналу;
 суміщення яскравих міток із зображенням сигналу;
 встановленого значення коефіцієнта розгортки K_p .

Перші дві складові аналогічні розглянутими вище похибкам. Третя складова визначається тільки властивостями генератора пилкоподібної напруги і не залежить від характеристик підсилювача горизонтального відхилення. Ця обставина дозволяє знизити похибку вимірювання тимчасових інтервалів до 2 %.

Використання в ЕПО розглянутого вище принципу вимірювання із застосуванням МП дозволяє підвищити ступінь автоматизації вимірювань «стандартних» параметрів імпульсного сигналу за рахунок виключення таких операцій:

відліку розміру зображення за масштабною сіткою на екрані осцилографа;

встановлення та визначення рівнів 0,1...0,9 і 0,5...0,5 для відліку тимчасових інтервалів;

проведення обчислень для визначення значень вимірюваних параметрів сигналу.

Розглянемо процедуру вимірювання параметрів періодичної послідовності імпульсів прямокутної форми.

1. Вимірювання амплітуди імпульсу. Оператором встановлюється таке значення K_0 , при якому розмір зображення по вертикалі має найбільший розмах. Натискається кнопка вимірювання напруги, при цьому перемикач «РІВНІ» встановлюється в положення «0-1». Органами керування мітки суміщуються з вершиною та основою імпульсу. Мікропроцесор перераховує значення числового коду, еквівалентного напрузі меандра $U_{зр.у}$ з врахуванням введенного значення K_0 у вимірюване значення напруги, яке висвічується на табло осцилографа у відповідній розмірності.

2. Вимірювання викиду, нерівномірності та спаду вершини. Мітки попередньо розміщуються на основі та вершині імпульсу. Оператор натискає кнопку «%», при цьому МП запам'ятовує значення амплітуди імпульсу. Потім мітка, що знаходиться на вершині, переміщається оператором у характерну точку осцилограми (викиду, нерівномірності або спаду). МП обчислює відхилення, відносить його до амплітудного значення імпульсу і видає на табло результат вимірювання у відсотках.

3. Вимірювання тривалості фронту (зрізу) імпульсу. Мітки встановлюються на основу і вершину імпульсу при положенні «0–1» перемикача «РІВЕНЬ». При цьому МП запам'ятовує значення амплітуди імпульсу. Далі натисканням кнопки «Т» ЕПО переводиться в режим виміру часу. При вмиканні рівня «0,1–0,9» МП перераховує зафіксоване раніше значення амплітуди імпульсу U у значення $0,1 U$ та $0,9 U$. Цифро-аналоговий перетворювач ЦАП Y переводить кодові значення цих рівнів у відповідні напруги, в результаті чого мітки автоматично встановлюються на рівні, необхідні для вимірювання фронту (зрізу). Органами керування (шляхом зміни напруги меандра $U_{ЗР.Х}$) мітки переміщуються в горизонтальному напрямку до суміщення з фронтом (зрізом) імпульсу. З урахуванням встановленого K_p , МП перераховує числовий код, що відповідає напрузі меандра $U_{ЗР.Х}$, у значення тривалості фронту (зрізу), яке висвічується на цифровому табло.

4. Вимірювання тривалості імпульсу. Мітки сполучаються з основою і вершиною імпульсу при положенні «0–1» перемикача «РІВЕНЬ». Далі включається рівень «0,5–0,5». МП перераховує амплітудне значення імпульсу в значення, рівне половині амплітуди, в результаті чого на виході ЦАП формується напруга, при якій обидві мітки розташовуються на рівні 0,5 амплітуди зображення імпульсу.

5. Вимірювання періоду або частоти повторювання імпульсів. Вимірювання проводяться в такій же послідовності, як і в попередньому випадку. При цьому мітки встановлюються на фронти двох сусідніх імпульсів. На вимірювальному табло висвічується тривалість тимчасового інтервалу, рівного періоду проходження імпульсів. При натисканні кнопки «F» на табло висвічується частота повторювання з відповідною розмірністю.

Після встановлення міток на фронти сусідніх імпульсів оператор натискає кнопку «%». МП запам'ятовує значення періоду. Потім мітки суміщаються в горизонтальному напрямку до суміщення з фронтом і зрізом імпульсу. Введений у МП код, що відповідає тривалості імпульсу, перераховується з урахуванням вимірюваного значення періоду в шпаруватість, яка представляється у відсотках на цифровому табло.

Осцилограф С1-108 дозволяє здійснити реєстрацію на фотоплівці одиночних сигналів. Для підвищення точності вимірю-

вання параметрів сигналу за його зображенням на фотоплівці передбачене спеціальне цифрове табло, яке розташоване поруч з екраном осцилографа, й на якому висвічуються цифри встановлених значень коефіцієнтів відхилення та розгортки. При фотографуванні ці значення відображаються на фотоплівці. Крім того, в осцилографі є спеціальний пристрій відтворення електронної шкали (масштабної сітки) на екрані ЕПТ. За його допомогою електронний промінь зображує масштабну сітку, що має 8×10 поділок із п'ятьма малими інтервалами на кожній поділці. Яскравість сіткових ліній регулюється незалежно від яскравості зображення досліджуваного сигналу. При фотографуванні на фотоплівці утворюється зображення досліджуваного сигналу на фоні електронної масштабної сітки, а також значення масштабу осцилограми як на осі напруги, так і на осі часу.

Підвищення точності вимірювання реєстрованих параметрів сигналів забезпечується за рахунок того, що при використанні електронної шкали виключається похибка через нелінійність амплітудних характеристик підсилювальних трактів вертикального та горизонтального відхилень і через спотворення, що внесені електронно-променевою трубкою.

Технічні характеристики осцилографа С1-108.

Смуга пропускання 0...350 МГц.

Діапазон вимірюваних напруг 20 мВ ... 25 В.

Діапазон вимірюваних інтервалів часу 5 нс ... 100 мс.

Діапазон	установки	коефіцієнта	відхилення
10 мВ/под...	1 В/под.		

Діапазон	установки	коефіцієнта	розгортки
1 нс/под...	10 мс/под.		

Основна похибка вимірювання:

напруги – $\pm (1 + 0,5 \cdot 10/n) \%$;

часових інтервалів – $\pm (0,5 + 0,4 \cdot 10/n) \%$ в діапазоні зміни

$K_p = 10$ нс/под...10 мс/под та $\pm (2 + 0,1 \cdot 10/n) \%$ в діапазоні зміни $K_p = 1...5$ нс/под, де n – розмір зображення в под.

Похибка вимірювання відносних значень (викид, нерівномірність, спад) $\pm 0,5 \%$.

Похибка встановки рівнів вимірювання 0,1; 0,5; 0,9 не перевищує $\pm 1 \%$.

Похибка коефіцієнтів відхилення і розгортки (при використанні електронної масштабної сітки) не перевищує $\pm 2 \%$.

10.7. ЦИФРОВІ АНАЛІЗАТОРИ СПЕКТРУ

Цифрові аналізатори спектру (ЦАС) можна поділити на дві групи:

аналізатори, що містять аналогову виборчу систему і цифрову частину, яка включає цифрові вимірювачі частоти і рівні спектральних складових;

аналізатори, що реалізують цифровий аналіз спектру.

Аналізатори першої групи будуються в основному за схемою фільтрових аналізаторів послідовного аналізу. Вимірювання частоти і рівня окремих спектральних складових здійснюється за допомогою мітки (маркера), яка встановлюється на вершині досліджуваного відгуку, при цьому здійснюється стробування напруги, яка знімається з вузькополосного аналогового фільтра, що після детектування та підсилення вимірюється цифровим вольтметром, і результати відображаються на цифровому табло або на екрані ЕПТ.

Частота спектральних складових вимірюється вбудованими електронно-обчислювальними частотомірами (ЕОЧ) також за допомогою мітки (або маркера), що встановлюється на вершину досліджуваного відгуку. Результати вимірювання відображаються на табло ЕОЧ.

Аналізатори другої групи реалізують цифрові методи аналізу спектру і можуть бути поділені на:

аналізатори, що здійснюють аналіз спектру на основі дискретного перетворення Фур'є (див. підрозд. 8.6.3);

аналізатори, виконані на базі цифрових фільтрів.

Аналізатори спектру на базі цифрових фільтрів. Цифровий фільтр (ЦФ) являє собою спеціалізований обчислювальний пристрій (апаратна реалізація) або його обчислювальний алгоритм, що виконується за відповідною програмою на цифровій мікро-ЕОМ (програмна реалізація).

При апаратній реалізації цифровий фільтр складається з різноманітних операційних пристроїв (регістрів, суматорів, множників тощо), що з'єднуються між собою відповідно до необхідного алгоритму обчислень. У випадку програмної реалізації цифровий фільтр складається з мікропроцесорів, оперативної та постійної пам'яті, пристроїв введення-виведення. В ряді випадків сукупність цих перерахованих елементів являє собою спеціалізовану

мікро-ЕОМ. При апаратній реалізації операцій ЦФ є більш швидкодіючим пристроєм, а у випадку його програмної реалізації не потрібно застосування спеціалізованих апаратних засобів, проте знижується його швидкодія.

Властивості та параметри цифрового фільтра практично ідентичні відповідним характеристикам еквівалентного аналогового фільтра. Передаточну функцію ЦФ записують через Z -перетворення, що є дискретним перетворенням Лапласа. Наприклад, передаточна функція $H(Z)$ для рекурентного ЦФ другого порядку може бути записана у вигляді:

$$H(Z) = H_0 \cdot \frac{a_0 + a_1 Z^{-1} + a_2 Z^{-2}}{1 - b_1 Z^{-1} + b_2 Z^{-2}}.$$

Тут коефіцієнти a_0 ; a_1 ; a_2 ; b_1 ; b_2 визначають характеристики фільтра, тобто форму його частотної кривої, відносну ширину смуги пропускання, а також характер фільтра (фільтр нижніх частот; фільтр верхніх частот, смуговий або режекторний).

Символ Z^{-1} характеризує затримку, що визначає робочий частотний діапазон фільтра.

Структурну схему функціонування такого фільтра можна представити у вигляді схеми, зображеної на рис. 10.10. До складу фільтра входять два регістри, множники і суматори. Регістри здійснюють збереження кодів, що надійшли на їхні входи за час, рівний міжтактовому періоду T_n . Значення цього періоду встановлюється кратним інтервалу дискретизації T_n і може бути будь-яким (мінімальне значення T_n дорівнює T). Цифрові коди, що надходять на вхід регістрів, являють собою проміжні результати $X_{\text{пр}}[(i-1)T_n]$ та $X_{\text{пр}}[(i-2)T_n]$ математичної обробки кодів двох попередніх відліків $(i-1)$ та $(i-2)$.

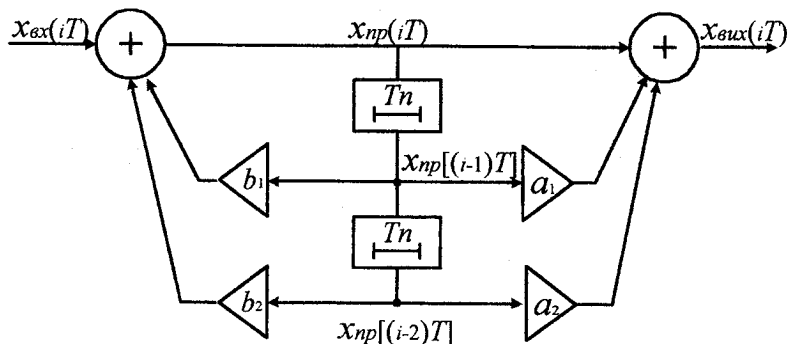


Рис. 10.10. Структурна схема фільтра

Розглянемо алгоритм роботи фільтра для випадку, коли $T_N = T$. На вхід фільтра на кожному такті вибірки подається послідовність кодів $X_{BX}(iT)$ – (рис. 10.11, а), що є числовими еквівалентами миттєвих значень, які відраховуються через інтервал T пристроями вибірки та збереження. В момент часу iT над вхідним коло $X_{BX}(iT)$ і проміжними кодами $X_{PP}[(i-1)T]$ та $X_{PP}[(i-2)T]$ двох попередніх відліків, узятих в момент часу $(i-1)T$ та $(i-2)T$, апаратним або програмним способом, виконуються операції підсумування та множення кодів на константи b_1 і b_2 відповідно до різницевого рівняння $X_{PP}(iT) = X_{BX}(iT) - b_1 X_{PP}[(i-1)T] - b_2 X_{PP}[(i-2)T]$. З цього рівняння видно, що проміжний результат в i -му такті визначається не тільки значенням вхідного коду, але і кодами проміжних результатів двох попередніх відліків, узятих із ваговими коефіцієнтами b_1 і b_2 . Ці проміжні результати з ваговими коефіцієнтами a_0 ; a_1 та a_2 у другому суматорі утворюють вихідний код $X_{ВНХ}(iT)$ для такту iT , що обчислюється за формулою:

$$X_{ВНХ}(iT) = iX_{PP}(iT) + a_1 X_{PP}[(i-1)T] + a_2 X_{PP}[(i-2)T]$$

Таким чином, реакція фільтра, тобто послідовність значень $X_{ВНХ}(t)$ (рис. 10.11, б) буде визначатися не тільки формою аналізованого сигналу $X_{BX}(t)$ але і параметрами амплітудно-

частотної характеристики фільтра, які залежать від коефіцієнтів a_1 ; a_2 ; b_1 ; b_2 , що визначають відносну смугу пропускання фільтра і «прямокутність» характеристики. Частотний діапазон фільтра визначається інтервалом відліку T . Якщо інтервал відліку дорівнює інтервалу дискретизації, тобто $T_n = T$, то частота фільтра максимальна. Збільшення вдвічі періоду дискретизації (інтервалу вибірки) призводить до зсуву частотного діапазону фільтра на октаву нижче, причому відносна ширина смуги пропускання залишається незмінною.

Звідси випливає висновок, що перестроювання цифрового фільтра в частотному діапазоні зводиться до відповідного вибору інтервалу вибірки iT . Слід зазначити, що частотна характеристика та її параметри можуть бути визначені точніше, ніж відповідні параметри еквівалентного аналогового фільтра. Крім того, для цифрового фільтра характерна висока стабільність параметрів його частотної характеристики в силу того, що вони визначаються числовими коефіцієнтами, а не фізичними параметрами деяких ланцюгів.

На базі цифрових фільтрів можна побудувати аналізатори спектрів, в яких можуть бути реалізовані паралельний або послідовний аналіз спектрів. Паралельний аналіз здійснюється шляхом одночасного опрацювання цифрових даних кількома цифровими фільтрами, кожний з яких «настроєний» на певну частоту. Такий спосіб використовується для аналізу сигналів із відносно широким спектром частот. Його недоліком є апаратурна складність. При послідовному аналізі цифрові відліки вибірок попередньо запам'ятовуються в ОЗП, а потім робиться багатократне зчитування цих даних, які поступають на вхід смугового цифрового фільтра. При наступному черговому зчитуванні тривалість тактового інтервалу змінюється, наприклад, збільшується в 2 рази. Це відповідає «розрідженню» у 2 рази номерів зчитуваних вибірок зафіксованої реалізації, що призводить до відповідної зміни резонансної частоти фільтра. Таким чином, за час аналізу цифровий фільтр, «перестроюючи» від циклу до циклу резонансну частоту, сформує на своєму виході послідовність відгуків, що являтимуть собою частотний спектр сигналу. Даний метод вимагає порівняно більшого часу аналізу, ніж для рівнобіжного АС.

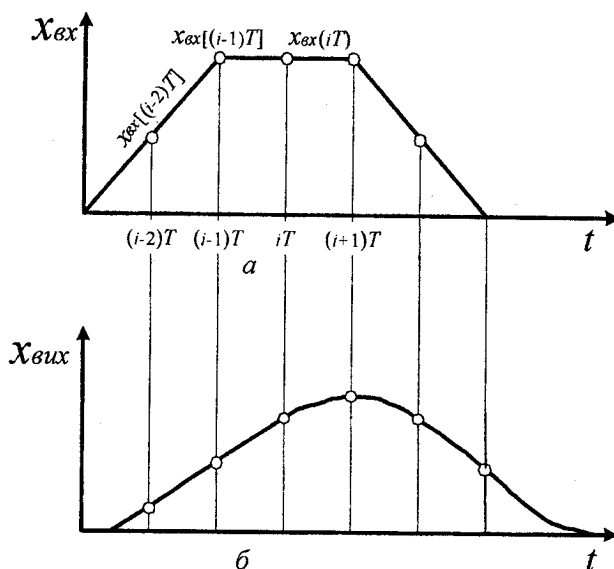


Рис. 10.11. Послідовність кодів на вході фільтра

Розглянемо принцип роботи ЦАС на базі ЦВ на прикладі цифрового аналізатора спектру, фірми «Брюль і К'єр» типу 2131. У цьому аналізаторі (рис. 10.12) використовується цифровий паралельний аналіз спектрів сигналів. Підсилений у вхідному пристрої сигнал дискретизується пристроєм вибірки і збереження та перетворюється в АЦП у послідовність кодів, еквівалентних миттєвим значенням напруги. Коди надходять у блок цифрових фільтрів, структура якого дозволяє реалізувати режим третинооктавного частотного аналізу в реальному масштабі часу (42 полоси із середніми частотами в діапазоні від 1,6 Гц до 20 кГц) і режим октавного частотного аналізу з врахуванням 14 полос з середніми частотами в діапазоні від 2 Гц до 16 кГц.

Отримана на виході фільтрів сукупність кодів $x_{вих}(iT)$ надходить на вхід цифрового детектора середніх квадратичних значень (СКЗ), який представляє спеціалізований обчислювальний пристрій, що виконує розрахунок середнього квадратичного значення напруги за відомою формулою:

$$x_{СКЗ} = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N x_{ВІХ}^2(i\Delta T)},$$

де $x_{ВІХ}(iT)$ – числове значення коду в момент i -го відліку на виході цифрового фільтра; N – кількість відліків.

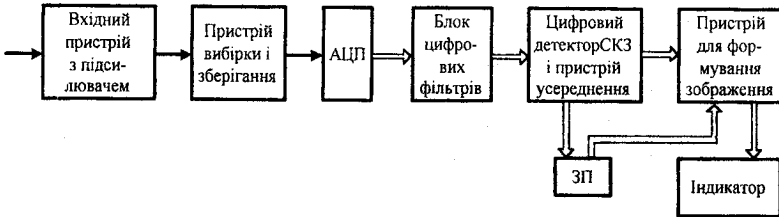


Рис. 10.12. Структурна схема аналізатора спектру

Особливість цифрового детектора в тому, що на його виході формується числове значення, яке відповідає «істинному» середньому квадратичному значенню напруги аналізованого сигналу без технічних обмежень на пік-фактор, що мають місце для аналогових детекторів.

Цифровий пристрій усереднення забезпечує усереднення даних за лінійним законом, при якому усереднення здійснюється за певний інтервал часу, і за показниковим законом, при якому забезпечується поточне усереднення в часі. В загальних режимах усереднення передбачені 13 постійних часу в діапазоні від $1/32$ до 128 с. Аналізатор спектру містить запам'ятовуючий пристрій, в якому можуть зберігатися два частотних спектри. Таке рішення дозволяє робити порівняльний аналіз двох досліджуваних процесів.

Спектр сигналу відображається у вигляді смуг на осцилографічному екрані. Керування цим процесом здійснює пристрій керування та формування зображення.

Для вимірювання рівня спектральних складових аналізатор оснащений внутрішнім джерелом опорної напруги, амплітуда якого може встановлюватися дискретно з кроком 10 дБ в діапазоні ± 50 дБ.

10.8. ЦИФРОВІ ВИМІРЮВАЧІ КОЕФІЦІЄНТА ГАРМОНІК

Всі методи вимірювання K_r можуть бути поділені на аналогові та цифрові.

За способом аналізу спектру розрізняють спектральні та квазіспектральні аналогові вимірювачі нелінійних спотворень (ВНС). Останні ВНС у свою чергу, реалізуються методами фільтрації, компенсації та графічними. Фільтрові ВНС поділяють на: ВНС з заглушенням першої гармоніки; ВНС з виділенням першої гармоніки; компенсаційні; із зовнішнім генератором; компенсаційно-фільтровою.

Спектральні методи вимірювання K_r засновані на застосуванні селективних приладів (аналізаторів спектру, селективних вольтметрів, вимірювальних приймачів). Квазіспектральні методи базуються на виділенні або заглушенні першої складової гармоніки.

Фільтрові методи. Найбільше поширення одержав метод заглушення гармоніки. Метод із виділенням першої гармоніки є більш складним, тому що виникає проблема забезпечення виділеного сигналу досить малим K_r . Крім того, коефіцієнт передачі селективної системи повинний бути суворо постійним у діапазоні частот і рівним одиниці, що представляє складну технічну задачу.

Компенсаційні методи визначення K_r засновані на заглушенні першої гармоніки вимірюваного сигналу конкретним (запротифазним) сигналом із малим (у порівнянні з вимірюваним) значенням K_r .

Компенсуюча напруга, може бути отримана від допоміжного генератора, прив'язаного за фазою до вимірюваного сигналу, або відфільтровуванням вищих гармонік із досліджуваного сигналу (компенсаційно-фільтровий метод). При реалізації **компенсаційно-фільтрового методу** передбачається, що відфільтровування вищих гармонік робиться фільтром вищих частот або резонансним фільтром з ослабленням другої гармоніки в K разів, тобто в складі компенсуючої напруги будуть присутні $U_2 = U_2/K_2, \dots, U_n = U_n/K_n$, де U_n — напруга гармонік у вимірюваному сигналі; U_n — напруга гармонік у компенсуючому

сигналі; K_n – коефіцієнт ослаблення гармонік.

Цифрові **вимірювачі коефіцієнта гармонік** K_r . Вимірювання K_r може здійснюватися цифровими методами, що полягають у перетворенні аналогового сигналу (його миттєвих значень) в цифрову послідовність і розрахунку за відомими формулами. Узагальнена структурна схема вимірювача надана на рис. 10.13. Дискретизатор (Д) формує послідовність відліків у часі, напруга яких відповідає миттєвому значенню напруги у відповідні моменти часу. Квантователь (К) разом із АЦП здійснює перетворення аналогового сигналу в цифровий код.

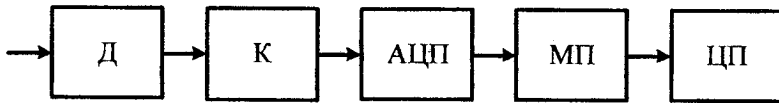


Рис. 10.13. Структурна схема вимірника K_r

Цифрова обробка отриманого масиву робиться за формулою:

$$K_r = \sqrt{\frac{U^2 - U_0^2 - U_1^2}{U_{d1}^2}},$$

де U – середнє квадратичне значення напруги вхідного сигналу; U_0 – постійна складова вимірюваного сигналу; U_1 – середнє квадрати́чне значення першої гармоніки.

При постійному кроці квантування:

$$U_d = \sqrt{\frac{1}{n} \sum_{i=0}^{n-1} (U_i)^2};$$

$$U_0 = \frac{1}{n} \sum_{i=0}^n U_i;$$

$$U_1 = \frac{A_1}{\sqrt{2}} = \sqrt{(a_1^2 + \beta_1^2)/2},$$

де $\alpha_1 = 2/n \cdot \sum_{i=0}^n U_i \cos \varphi_i$; $\beta_1 = 2/n \cdot \sum_{i=0}^n U_i \sin \varphi_i$; $\varphi_i = 2\pi i / n$,

(де $i = 0, 1, 2, \dots$) – перші члени ряду Фур'є.

Після підстановки і перетворення одержимо:

$$K_r = \frac{n \left[\sum_{i=0}^{n-1} (U_i)^2 - \sum_{i=0}^{n-1} U_i^2 \right]}{2 \left[\left(\sum_{i=0}^{n-1} \cos \varphi_i \right)^2 + \left(\sum_{i=0}^{n-1} \sin \varphi_i \right)^2 \right]}.$$

КОНТРОЛЬНІ ЗАПИТАННЯ

1. Дайте визначення понять “мікропроцесор” і “мікропроцесорна система”.
2. Наведіть структурну схему мікропроцесорної системи. Охарактеризуйте її основні елементи.
3. Які похибки належать до процесорних?
4. Наведіть чотири способи зменшення похибки квантування при вимірюванні частоти.
5. Як визначається критична частота?
6. Призначення мікропроцесорів в електронно-лічильних часотомірах.
7. Як працює вольтметр з вставленим МП?
8. Як працює осцилограф з вставленим МП?
9. Назвати основні вузли цифрового аналізатору спектру.
10. Які методи використовуються для вимірювання коефіцієнта нелінійних спотворень.

ГЛАВА 11. ВИМІРЮВАННЯ ХАРАКТЕРИСТИК ВИПАДКОВИХ СИГНАЛІВ

11.1. ЗАГАЛЬНІ ВІДОМОСТІ

Випадковим сигналом називається такий сигнал, миттєві значення якого точно визначити неможливо (рис. 11.1). Випадкові сигнали поділяються на стаціонарні та нестаціонарні. Випадковий сигнал називається стаціонарним, якщо густина розподілу імовірностей будь-якої сукупності його миттєвих значень не змінюється при будь-якому зсуві цієї сукупності у часі, тобто

$$\begin{aligned} p_n(x_1, t_1; x_2, t_2; \dots; x_n, t_n) = \\ = p_n(x_1, t_1 + \tau; x_2, t_2 + \tau; \dots; x_n, t_n + \tau). \end{aligned}$$

Нестационарним називається випадковий сигнал, в якого густина розподілу імовірностей деякої сукупності його миттєвих значень змінюється при деякому зсуві цієї сукупності у часі, тобто

$$\begin{aligned} p_n(x_1, t_1; x_2, t_2; \dots; x_n, t_n) \neq \\ \neq p_n(x_1, t_1 + \tau; x_2, t_2 + \tau; \dots; x_n, t_n + \tau), \end{aligned}$$

де τ — довільний інтервал часу. Імовірнісні характеристики нестаціонарного випадкового сигналу є функціями часу.

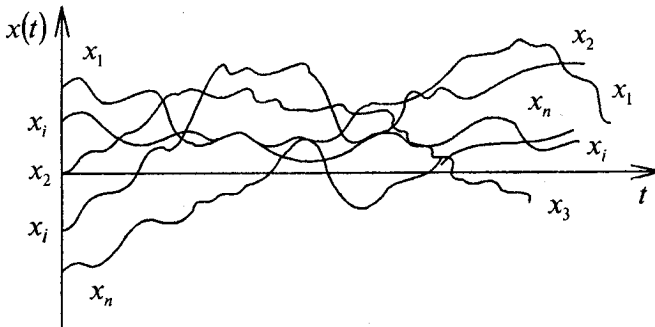


Рис. 11.1. Графік випадкової функції

Випадковий сигнал, будь-яка імовірнісна характеристика якого отримана усередненням по множині можливих реалізацій з імовірністю, як завжди близького до одиниці, дорівнює тимчасовому середньому, що отримане усередненням за достатньо великий проміжок часу однієї реалізації, називається ергодичним (рис. 11.2).

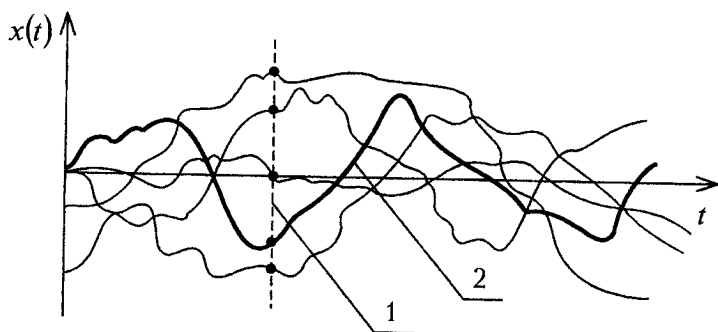


Рис. 11.2. До використання властивості ергодичності:
1 – усереднення по множині реалізацій;
2 – усереднення за часом реалізації

Відомо, що випадковий сигнал $x(t)$ можна характеризувати як завжди повно його n -мірною густиною розподілу імовірностей. На практиці обмежуються чисельними характеристиками випадкових сигналів, так званими моментами, що представляють собою середні значення:

$$m_k = M[X^k(t)] = \int_{-\infty}^{\infty} x^k p(x, t) dt, \quad (11.1)$$

де M – знак математичного очікування; k – порядок моменту.

На практиці, як правило, вимірюються моменти першого та другого порядків.

Для ергодичних сигналів відповідно до їхнього визначення, середнє за групою реалізацій $M[X(t)]$ еквівалентно середньому за часом $x(t)$. Ця властивість сигналів дозволяє здійснити вимірювання простими способами. Дійсно, одночасне

спостереження за множиною реалізації випадкового сигналу набагато складніше тривалого спостереження за однією реалізацією. Проте варто мати на увазі, що спостереження завжди обмежене деяким інтервалом часу і результати експерименту завжди дають наближені значення; отримані в таких умовах характеристики називають статистичними характеристиками, або оцінками.

Таким чином, момент першого порядку (11.1) для стаціонарного ергодичного сигналу має такий вигляд:

$$m_1 = M[X(t)] = \overline{x(t)} = \lim_{T_y \rightarrow 0} \frac{1}{T_y} \int_0^{T_y} x(t) dt, \quad (11.2)$$

де T_y – інтервал часу усереднення; m_1 – середнє значення сигналу $x(t)$ або його постійної складової.

Із (11.2) слідує, що вимірювання моменту першого порядку зводиться до інтегрування.

Момент другого порядку випадкового сигналу

$$m_2 = M[X^2(t)] = \overline{x^2(t)} = \lim_{T_y \rightarrow \infty} \frac{1}{T_y} \int_0^{T_y} x^2(t) dt \quad (11.3)$$

є середньою потужністю сигналу, що виділяється на опорі 1 Ом.

Таким чином, вимірювання моменту другого порядку зводиться до двох операцій: піднесенню до квадрату та інтегруванню.

Випадковий сигнал у загальному вигляді представляється у вигляді суми постійної та змінної складових:

$$x(t) = \overline{x(t)} + x_-(t).$$

Підставляючи цей вираз у формулу (11.3), отримуємо:

$$\begin{aligned}
 m_2 = \overline{x^2(t)} &= \lim_{T_y \rightarrow \infty} \frac{1}{T_y} \int_0^{T_y} [\overline{x(t)} + x_-(t)]^2 dt = \\
 &= \lim_{T_y \rightarrow \infty} \frac{1}{T_y} \left\{ \int_0^{T_y} [\overline{x(t)}]^2 dt + 2 \int_0^{T_y} \overline{x(t)} x_-(t) dt + \int_0^{T_y} x_-^2(t) dt \right\} = \quad (11.4) \\
 &= [\overline{x(t)}]^2 + D_x,
 \end{aligned}$$

де $D_x = \lim_{T_y \rightarrow \infty} \frac{1}{T_y} \int_0^{T_y} x_-^2(t) dt = \overline{x_-^2(t)}$ – середнє значення квадрата змінної складової – дисперсія.

Нагадаємо, що середньоквадратичне відхилення σ , яке характеризує величину розсіювання реалізації випадкового сигналу, дорівнює позитивному квадратному кореню з дисперсії:

$$\sigma = \sqrt{D_x}.$$

Кореляційна функція $R(\tau)$ випадкового сигналу $x(t)$ дорівнює середньому значенню добутку змінної складової випадкового сигналу і такої ж змінної складової, але з запізненням на заданий час τ :

$$R(\tau) = \overline{x_-(t) x_-(t - \tau)}. \quad (11.5)$$

Функція (11.5) характеризує статистичний зв'язок між миттєвими значеннями випадкового сигналу, розділеними заданим інтервалом часу. Якщо віднести кореляційну функцію випадкового сигналу до його дисперсії, то отримаємо нормовану кореляційну функцію

$$r(\tau) = \frac{R(\tau)}{\overline{x^2(t)}}. \quad (11.6)$$

Взаємкореляційна функція дорівнює середньому значенню добутку змінної складової одного випадкового сигналу і з

запізненням на заданий час змінної складової іншого випадкового сигналу:

$$R_{x_1 x_2}(\tau) = \overline{x_1(t) x_2(t - \tau)}. \quad (11.7)$$

Функція (11.7) характеризує статистичний зв'язок між миттєвими значеннями двох випадкових сигналів, розділених заданим інтервалом часу.

Середню потужність випадкового сигналу можна виразити через його енергетичний спектр, що характеризує розподіл потужності єдиної реалізації сигналу за спектром частот. Енергетичний спектр виражається функцією $W(f)$, що представляє собою пряме перетворення Фур'є від кореляційної функції (11.5), аргументом якої є частота:

$$W(f) = 4 \int_0^{\infty} R(\tau) \cos 2\pi f \tau d\tau, \text{ Вт/Гц}. \quad (11.8)$$

Нестационарні випадкові сигнали не можна досліджувати на одній реалізації, якою б тривалою вона не була. Те ж відноситься і до стаціонарних неергодичних сигналів. Основним засобом дослідження є такий. Деяку кількість реалізацій нестационарного сигналу попередньо запам'ятовують, наприклад, шляхом запису на магнітну стрічку. Потім послідовно зчитують значення усіх реалізацій в одному "перерізі", що відповідає потрібному моменту часу, і записують знову в деякому масштабі умовного часу у вигляді дискретних значень. Отриману нову залежність досліджують так само, як одну реалізацію стаціонарного ергодичного сигналу.

Надалі будуть розглянуті вимірювання характеристик тільки випадкових стаціонарних ергодичних сигналів.

11.2. ВИМІРЮВАННЯ СЕРЕДНЬОГО ЗНАЧЕННЯ

Середнє значення стаціонарного ергодичного сигналу визначається за однією реалізацією тривалості T_y . В результаті замість формули (11.2) одержуємо оцінку середнього значення у вигляді:

$$m_1^* = \frac{1}{T_y} \int_0^{T_y} x(t) dt. \quad (11.9)$$

Цю оцінку можна виміряти аналоговими або дискретними пристроями, в останніх інтегрування замінюється підсумовуванням. До аналогових інтегруючих відносяться: магнітоелектричні прилади, інтегруюче RC -коло, інтегратор на базі операційного підсилювача і фільтр нижніх частот.

Дискретний засіб визначення середнього значення можна здійснити пристроєм, що складається з трьох приладів: аналого-цифрового перетворювача, генератора імпульсів опитування і електронно-лічильного частотоміра (рис. 11.3). Напругу реалізації $x(t)$ подають на вхід аналого-цифрового перетворювача, до якого також надходять імпульси опитування від генератора імпульсів. У моменти опитування значення $x(t)$ перетворюється в пропорційне йому число імпульсів, що надходять на перший вхід електронно-лічильного частотоміра, який працює в режимі вимірювання відношення двох частот, тобто при виключеному внутрішньому генераторі. Перший імпульс генератора опитування, що надійшов на другий вхід частотоміра, викликає формування стробуючого імпульсу, який відчиняє тимчасовий селектор першого входу, і на лічильник проходять імпульси від аналого-цифрового перетворювача. Тимчасовий селектор знаходиться у відкритому стані протягом інтервалу часу, що відповідає заданій кількості вибірок (опитувань). Кількість вибірок N встановлює оператор шляхом вмикання деякої кількості декад b дільника частоти електронно-лічильного частотоміра: $N = 10^b$. Припустимо, що кількість імпульсів за одну вибірку $n_i = kx(iT_0)$, де $k = 10^a$ – декадний коефіцієнт пропорційності; T_0 – інтервал між вибірками. Тоді в лічильнику накопичиться:

$$A = \sum_{i=1}^N n_i = kNm_1^* = 10^a \cdot 10^b \cdot m_1^*,$$

звідси

$$m_1^* = A \cdot 10^{-(a+b)}.$$

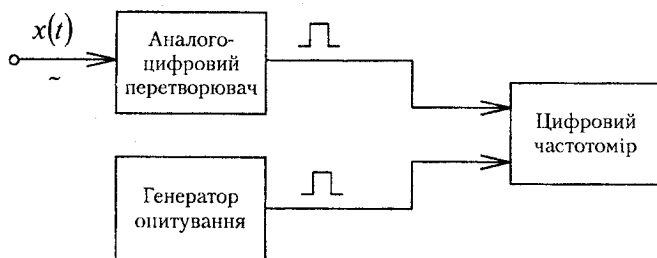


Рис. 11.3. Вимірювальний пристрій для визначення середнього значення випадкового сигналу

Таким чином, покази лічильника A безпосередньо дорівнюють оцінці середнього значення з врахуванням суми $a + b$, що визначає положення коми.

11.3. ВИМІРЮВАННЯ СЕРЕДНЬОЇ ПОТУЖНОСТІ ТА ДИСПЕРСІЇ

Відповідно до формули (11.3), оцінка середньої потужності випадкового стаціонарного ергодичного сигналу визначається виразом:

$$m_2^* = \overline{x^2(t)} = \overline{P}_1 = \frac{1}{T_y} \int_0^{T_y} x^2(t) dt.$$

Отже, для її вимірювання необхідно спочатку сигнал $x(t)$ піднести до квадрата, а потім усереднити за інтервалом T_y . Ці операції виконуються за допомогою електронних вольтметрів середньоквадратичного значення з відкритим входом. Показ такого вольтметра:

$$U^* = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T x^2(t) dt} = \sqrt{\overline{x^2(t)}}.$$

При піднесенні U^* до квадрату отримаємо:

$$(U^*)^2 = \overline{P}_1 = m_2^*.$$

Варто зауважити, що не кожний вольтметр середньоквадратичного значення придатний для вимірювання реалізації випадкових процесів. Вольтметри, що застосовуються для цього, повинні бути широкосмуговими, мати велику протяжність квадратичної ділянки характеристики і значний час усереднення. До таких вольтметрів відносяться мікровольметри типу ВЗ-40 і мілівольметри типу ВЗ-5 та ВЗ-6.

Дисперсія – середнє значення квадрата змінної складової випадкового сигналу (11.4) – може бути виміряна аналогічно середній потужності, але електронним вольтметром середньоквадратичного значення з закритим входом, в якому виключена постійна складова. Показання відповідає квадратному кореню з дисперсії, тобто σ .

Дисперсію можна визначити і непрямим методом як різницю середньої потужності сигналу та потужності його постійної складової.

11.4. ВИМІРЮВАННЯ КОРЕЛЯЦІЙНИХ ФУНКЦІЙ

Відповідно до формул (11.5) та (11.7), для вимірювання кореляційних і взаємкореляційних функцій стаціонарних ергодичних сигналів необхідно здійснювати перемноження та усереднення отриманого добутку двох сигналів, один з яких затриманий щодо іншого на інтервал часу τ . Ці операції виконують за допомогою приладів – корелометрів. Найпростіший аналоговий корелометр (рис. 11.4) складається з двох вхідних каналів, в одному з яких здійснюється регульована затримка сигналу, пристроїв, що перемножують, усереднюють та реєструють.

Вхідний пристрій (ВП) виконується з закритим входом і містить атенюатор, фільтр верхніх частот, емітерний повторувач, узгоджуваний перетворювач і підсилювач. Реалізації випадкових сигналів, що підлягають дослідженню, записують на магнітну стрічку; для перетворення цих записів в електричну напругу використовують відповідні пристрої для зчитування.

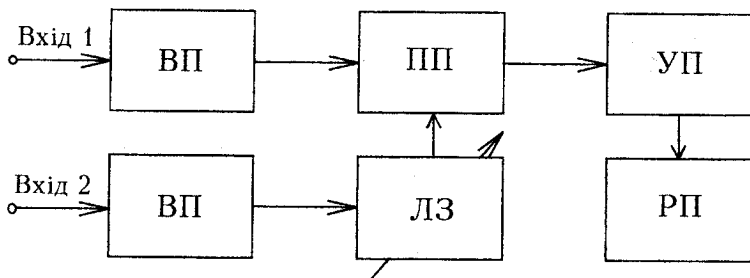


Рис. 11.4. Структурна схема найпростішого корелометра

Конструкція блока регульованої затримки залежить від частоти досліджуваного сигналу і часу затримки τ . Для затримки височастотних сигналів при малому τ використовують лінії затримки (ЛЗ), а для низькочастотних – магнітні пристрої, що записують. В останніх час затримки τ_i легко регулюються зміною відстані між записуючою та зчитуючою голівками й швидкістю руху магнітного носія (стрічки або барабана). Для дискретної зміни τ_i відстань між голівками (при незмінній швидкості носія) змінюється дискретно, а для плавного – голівка, що зчитує, повільно переміщується щодо магнітного носія. Головною вимогою до блока затримки є мінімальне спотворення затриманого сигналу.

Перемножуючі пристрої (ПП) виконуються у вигляді кільцевого модулятора на діодах або на пристроях, основаних на ефекті Холла в напівпровіднику. Іноді використовується схема двох квадраторів, які здійснюють операцію

$$x_1 x_2 = \frac{1}{4} [(x_1 + x_2)^2 - (x_1 - x_2)^2].$$

Основними вимогами до перемножуючого пристрою є широкосмугові і швидкодія. Цим вимогам найкраще задовольняють інтегральні перемножувачі типу ПС. Як усереднюючі пристрої (УП) використовуються інтегратори. Реєструючими пристроями (РП) є самописні вольтметри, осцилографи та магнітографи.

Для визначення кореляційної функції досліджуваних сигнал подають одночасно на обидва входи корелометра; при визначенні взаємкореляційної функції сигнали подають на відповідні входи роздільно. Потім установлюють деяке значення часу затримки τ_i і після виконання у корелометрі операцій

множення та усереднення одержують одну точку кореляційної $R(\tau_i)$ або взаємкореляційної $R_{x_1x_2}(\tau_i)$ функцій.

Щоб одержати графік кореляційної функції, повторюють вимірювання при різних значеннях τ_i через обраний інтервал відліку τ_0 у межах заданого часу затримки $\tau = n\tau_0$ ($n = 0, 1, 2, \dots$). Є багатоканальні корелометри, що містять, крім двох вхідних каналів, n пристроїв перемножування та усереднення і n -канальний РП. На i -й перемножувач надходить перший та другий, затриманий на час $i\tau_0$, сигнали так, що на РП з'являється одночасно декілька значень ординат у вигляді дискретних величин, за якими будується крива $R(\tau)$ або $R_{x_1x_2}(\tau)$.

Замість того, щоб встановлювати дискретні значення часу затримки, неперервно змінюють його від 0 до τ одночасно з записом одержуваних значень ординат. У цьому випадку графік кореляційної функції робиться сильно розтягнутим за часом, тому що зміна часу затримки від 0 до τ відбувається протягом деякого інтервалу поточного часу t . Швидкість зміни часу затримки $\nu = \tau/t$ називається швидкістю розгортки функції кореляції. Звичайно ν обчислюється у відносних одиницях – мкс/с або мс/хв.

Існує велика кількість методів вимірювання кореляційних функцій і ще більша – схем корелометрів. Поширення одержали переважно методи дискретного рахунку і відповідно цифрові корелометри.

11.5. ВИМІРЮВАННЯ ЕНЕРГЕТИЧНОГО СПЕКТРУ

Енергетичний спектр $W(f)$ характеризує розподіл потужності випадкового сигналу за спектром частот. Вимірювання можна виконати різноманітними методами, найбільш поширеними з яких є методи фільтрації та кореляції.

Метод фільтрації є прямим і полягає в послідовному виділенні вузькосмуговим фільтром ділянок спектру досліджуваного сигналу, в яких можна вважати енергетичний спектр постійним, і у вимірюванні середньої потужності на кожній ділянці. Тоді, приблизно енергетичний спектр має вигляд:

$$W(f) = P_1(f)/(2\Delta f), \text{ Вт/Гц},$$

де f – середня частота вузькосмугового фільтра; $2\Delta f$ – його смуга пропускання.

Прилад, оснований на цьому методі, являє собою аналізатор спектру (див. глави 7, 9).

Кореляційний метод вимірювання енергетичного спектру є непрямим і полягає у вимірюванні кореляційної функції $R(\tau)$ та обчисленні функції $W(f)$ відповідно до формули (11.8). Варто мати на увазі, що через обмеженість інтервалу часу при вимірюванні кореляційної функції результат обчислення енергетичного спектру являє собою грубу оцінку, а іноді може бути і помилковим.

Взагалі похибки вимірювання характеристик випадкових сигналів значно більш небезпечні, чим похибки вимірювання детермінованих сигналів. Якщо в останньому випадку характер сигналу відомий і похибки в основному визначаються застосовуваною вимірювальною апаратурою, то при вимірюванні випадкового сигналу головними є методичні похибки, що залежать від характеру сигналу, його динамічного діапазону, ширини спектру, вибору часу усереднення, кількості вибірок та інтервалу часу між вибірками.

Вимірювання ускладнюється тим, що в більшості випадків характер випадкового сигналу точно невідомий і доводиться вибирати метод та апаратуру для вимірювання характеристик передбачуваної моделі сигналу. В процесі вимірювання ця модель уточнюється й відповідно повинні вибиратися більш підходящі методи і прилади.

У результаті вимірювання випадкового сигналу завжди одержують оцінки його характеристик, а не їхнє точне значення.

11.6. ВИМІРЮВАННЯ ОДНОМІРНОЇ ГУСТИНИ РОЗПОДІЛУ ІМОВІРНОСТІ

Випадковий сигнал характеризується законом розподілу імовірностей його миттєвих значень. Повна характеристика

сигналу визначається багатомірною функцією розподілу імовірностей. На практиці обмежуються розглядом стаціонарних ергодичних випадкових сигналів, що дозволяє обмежитися вимірюванням одномірної густини розподілу імовірності однієї реалізації випадкового сигналу.

За визначенням, одномірною густиною розподілу імовірності випадкового сигналу $p_1(x)$ називається функція, що дорівнює межі відношення можливості перебування випадкового сигналу в деякому інтервалі значень до ширини цього інтервалу при прагненні його до нуля, причому її аргументом є значення, до якого стягується інтервал:

$$p_1(x) = \lim_{\Delta x \rightarrow 0} \frac{\left[x - \frac{\Delta x}{2} < x(t) < x + \frac{\Delta x}{2} \right]}{\Delta x}, \quad (11.10)$$

де Δx – ширина інтервалу.

Для стаціонарного ергодичного сигналу існує зв'язок між його одномірною густиною розподілу імовірності та відносним часом перебування реалізації цього сигналу всередині інтервалу Δx (рис. 11.5):

$$p_1(x) = \frac{1}{T\Delta x} \sum_{i=1}^n \Delta t_i. \quad (11.11)$$

На основі цієї формули побудовані аналогові вимірювальні прилади; структурна схема найпростішого з них наведена на рис. 11.6, а.

Амплітудні селектори (АС) виділяють сигнали з амплітудою, що перевищує деякий заданий рівень – поріг селекції. Поріг першого селектора встановлюється рівним $x + \Delta x/2$, другого – $x - \Delta x/2$. На виході селектора утворюються прямокутні імпульси тривалістю, що дорівнює інтервалам часу, за які реалізація сигналу для першого селектора (U_1) перевищує рівень $x + \Delta x/2$; для другого (U_2) – $x - \Delta x/2$ (рис. 11.6, б).

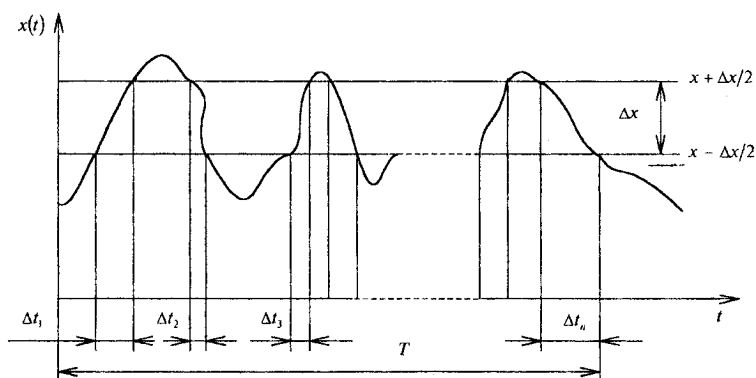
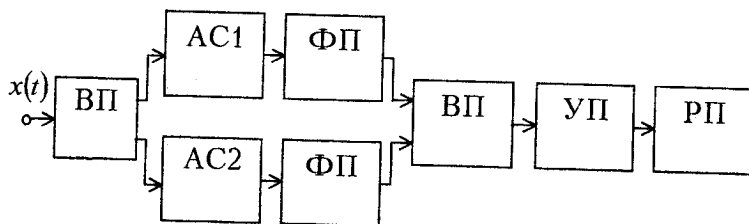
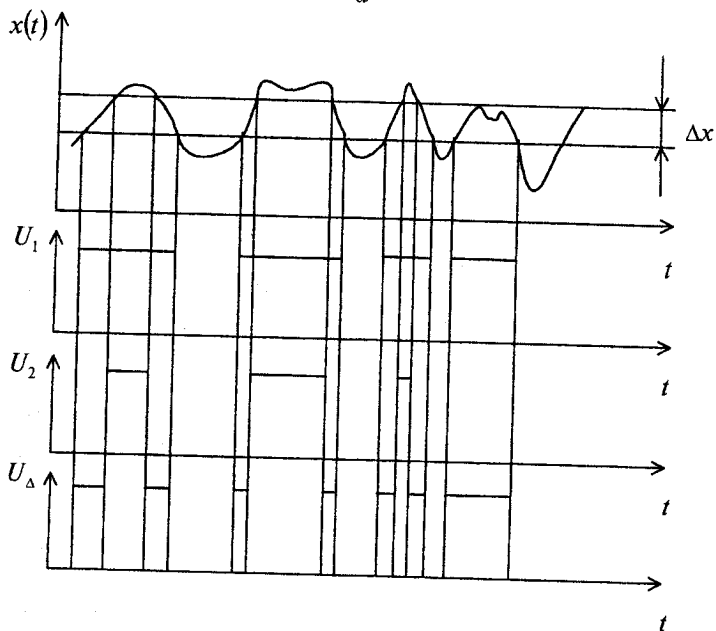


Рис. 11.5. До визначення поняття “час перебування всередині інтервалу значень”

Формуючий пристрій (ФП) являє собою підсилювач-обмежувач, що порівнює висоту імпульсів. Обидві послідовності імпульсів надходять на віднімаючий пристрій (ВП), на виході якого виникає різниця імпульсів, пропорційна часу перебування реалізації сигналу в Δx інтервалі, тобто пропорційна деякій точці графіка оцінки одномірної густини розподілу імовірності (11.11). Для одержання усього графіка необхідно провести n вимірювань при різних рівнях x : $x - \Delta x/2 < x(t) < x + \Delta x/2$, але при рівних інтервалах Δx . Для цього амплітудні селектори виконуються з регульованими порогоми селекції. Усреднюючий (УП) та реєструючий (РП) пристрої є логічні розглянутими вище. При можливості швидкої зміни порогів селекції як РП зручно застосувати електроннопроменеву трубку з тривалим післясвіченням. Якщо напругу, що управляє порогоми селекції, використовувати і для керування розгорткою зображення, то отримана осцилограма буде являти собою графік оцінки функції одномірної густини розподілу імовірності досліджуваної реалізації сигналу.



а



б

Рис. 11.6. До визначення одновірної густини розподілу імовірності

Похибка визначення оцінки одновірної густини розподілу імовірності аналоговим методом залежить від багатьох причин. Головними з них є: кінцевий інтервал часу вимірювання, обмежена кількість порогів селекції та кінцевої ширини інтервалу Δx , що практично встановлюється в межах 2...5 % вхідної

напруги. Крім цих методичних причин, є і інструментальні: неточність установки порогів селекції та їхнього дрейф, спотворення фронту і зрізу імпульсів, недостатня швидкодія амплітудного селектора. Всі ці причини не дозволяють досліджувати сигнали, частота яких перевищує декілька десятків кілогерц.

Більшість причин інструментальних похибок усувається при використанні дискретного методу вимірювання одномірної густини розподілу імовірності. Принцип цього методу полягає в тому, що аналогова функція випадкового сигналу перетворюється в дискретну, наприклад, шляхом амплітудно-імпульсної модуляції, і потім за допомогою електронного лічильника підраховується кількість імпульсів n за інтервал часу перебування реалізації сигналу в інтервалі Δx . Якщо вибрати крок дискретизації τ_0 , то $\sum \Delta t_i = n\tau_0$, а $T = N\tau_0$, де N – загальне число імпульсів опитування за час спостереження T . Тоді формулу (11.11) можна представити так:

$$p_i^*(t) = \frac{1}{\Delta x} \frac{n\tau_0}{T} = \frac{1}{\Delta x} \frac{n}{N}.$$

На підставі цієї формули розроблені прилади, так звані статистичні аналізатори (рис. 11.7, а). Визначення оцінки одномірної густини розподілу імовірності відбувається в такий спосіб. На обидва входи аналізатора подають реалізацію досліджуваного сигналу, що після вхідних пристроїв потрапляє на входи 1 пристроїв, що порівнюють. Одночасно на входи 2 цих пристроїв надходять напруги, що встановлюють порогови порівняння $x - \Delta x/2$ та $x + \Delta x/2$. Порівнюючі пристрої працюють тільки тоді, коли до них надходить напруга живлення, за яку якої використовуються імпульси напруги генератора опитування. Частота проходження опитувальних імпульсів f_0 відповідає обраному кроку дискретизації: $f_0 = 1/\tau_0$. Таким чином, якщо значення реалізації $x(t)$ перевищує встановлений поріг $x - \Delta x/2$, то на виході порівнюючого пристрою 1 з'являється послідовність U_1 імпульсів, кількість яких пропорційна часу перевищення цього рівня (рис. 11.7, б).

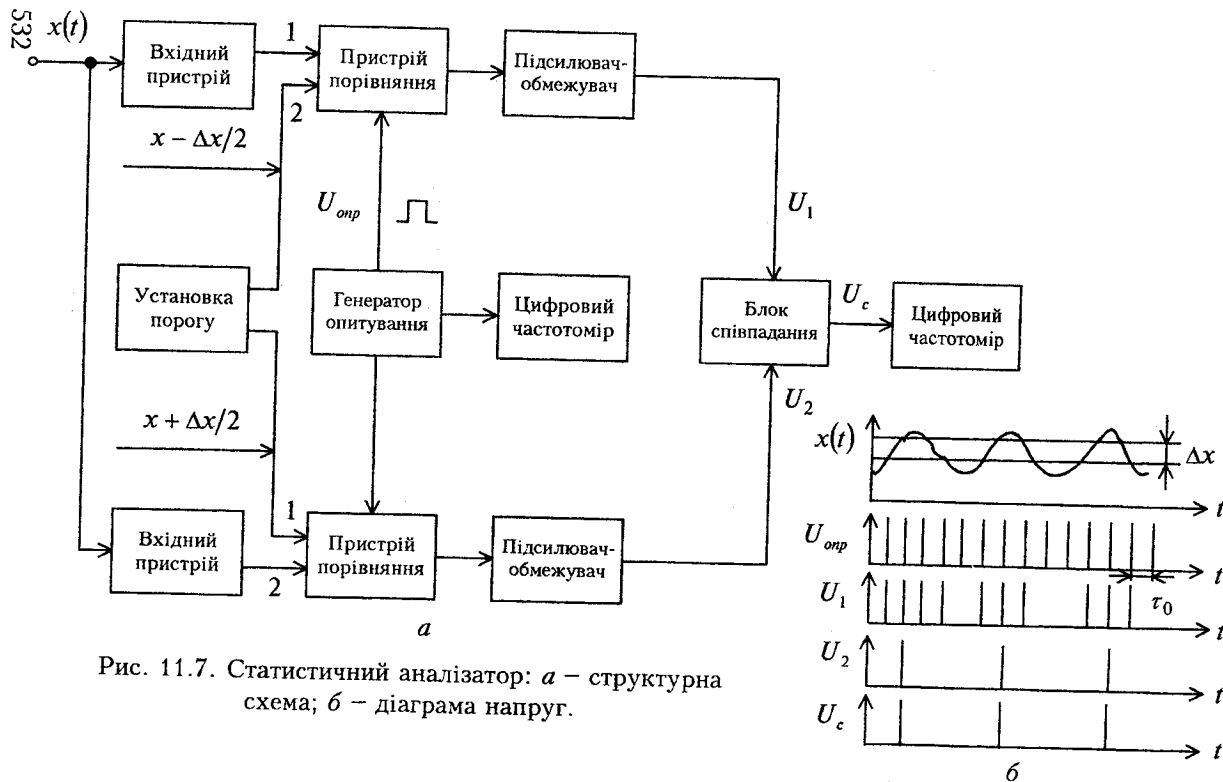


Рис. 11.7. Статистичний аналізатор: а – структурна схема; б – діаграма напруг.

Аналогічно, якщо $x(t) > x + \Delta x/2$, то на виході порівнюючого пристрою 2 з'являється відповідна кількість U_2 імпульсів.

Обидві послідовності імпульсів формуються в підсилювачах-обмежувачах і з позитивною полярністю надходять у схему співпадання. Якщо на її входи одночасно виникають два позитивних імпульси, що трапляється щоразу, коли досліджувана реалізація перебуває в інтервалі Δx , то на виході утворюється позитивний імпульс U_c , який реєструється електронним лічильником. Число n порахованих лічильних імпульсів пропорційно значенню оцінки одномірної густини розподілу імовірності на даних рівнях:

$$\rho_1^*(x_i) = \frac{n}{\Delta x T f_0} = \frac{n}{\Delta x N},$$

де N – показання лічильника кількості імпульсів опитування.

Для одержання графіка оцінки густини розподілу імовірності необхідно послідовно виконати розглянуте вимірювання на заданих рівнях при незмінному Δx . Є багатоканальні аналізатори з пристроєм комутації, що значно скорочують час вимірювання.

Час спостереження (вимірювання) T або кількість вибірок N визначається кроком дискретизації τ_0 , який для забезпечення відсутності кореляції між спостереженнями повинний перевищувати максимальний час кореляції $\tau_{\text{мк}}$ (рис. 11.8).

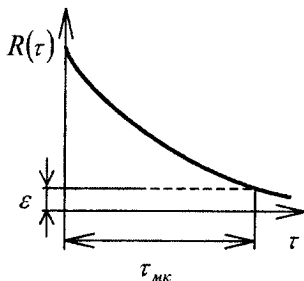


Рис. 11.8. Визначення максимального часу кореляції

Розмір інтервалу Δx вибирають в залежності від середньоквадратичного відхилення σ_x досліджуваної реалізації та кількості вибірок N , наприклад, для нормального закону розподілу при нормованому розмірі рівня аналізу ($x/\sigma_x = 3$):

$$(\Delta x)_{opt} \approx \frac{3,5\sigma_x}{\sqrt[5]{N}}.$$

КОНТРОЛЬНІ ЗАПИТАННЯ

1. Дайте визначення випадкового сигналу та перерахуйте його основні характеристики.
2. Який процес називається ергодичним?
3. Дайте визначення кореляційної та взаємкореляційної функціям випадкового сигналу.
4. Розкрийте сутність основних блоків структурної схеми корелометра.
5. Наведіть структурну схему та поясніть принцип дії статистичного аналізатора.

ГЛАВА 12. ВИМІРЮВАННЯ НЕЕЛЕКТРИЧНИХ ВЕЛИЧИН ЕЛЕКТРИЧНИМИ МЕТОДАМИ

12.1. ОСОБЛИВОСТІ ВИМІРЮВАННЯ НЕЕЛЕКТРИЧНИХ ВЕЛИЧИН

Швидкий розвиток автоматизованих систем контролю різних технологічних процесів, машин і механізмів, впровадження гнучких автоматизованих виробництв поставили невідкладне завдання – забезпечити такі системи датчиками різних фізичних величин.

До датчиків, що діють у найнесприятливіших умовах контрольованого середовища та об'єкта, висуваються різноманітні, часто суперечливі вимоги: довгочасна стабільність; висока надійність; низька похибка вимірювання; стійкість проти впливу різних дестабілізуючих факторів; висока статична та динамічна чутливість; незначне енергоспоживання; інформаційна, конструктивна і технологічна сумісність з мікропроцесорними системами; невисока вартість в умовах серійного виробництва.

Розширення промислових процесів, що проходять в екстремальних умовах (високі й надійні температури, потужні електромагнітні поля, високий рівень радіації тощо), висувають перед датчиками вимогу збереження високих метрологічних характеристик у межах жорстких умов експлуатації.

В той же час, має місце надзвичайно швидке зростання кількості фізичних величин, які необхідно вимірювати (контролювати), в сучасній промисловості, науці, сільському господарстві, транспорті та в інших галузях народного господарства. На сучасному етапі необхідно (як свідчать роботи за 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 (табл. 12.1).

Сучасні засоби вимірювання і системи складаються з певної кількості окремих вимірювальних перетворювачів. Існує безліч різновидів ЗВ, а кількість типів вимірювальних перетворювачів дещо обмежена.

Таблиця 12.1

Орієнтований розподіл частки різноманітних величин в промисловості

Основні групи	Вимірювані величини	Частка вимірювань в промисловості, %	Фізичні величини (100 %)
Теплові величини	Температура, кількість теплоти, теплоємність, теплопровідність тощо	50	
Механічні величини	Сила, тиск, момент, параметри вібрації, лінійні розміри, рівень, лінійні та кутові швидкості, прискорення, швидкості потоків, витрачання тощо	30	
Величини, що характеризують речовини, матеріали (аналітичні вимірювання)	Вологість, концентрація рідких і газоподібних речовин, хімічний склад тощо	9	
Час	Час, частота, період	4	
Світлові величини	Освітленість, сила світла, яскравість, колір тощо	5	
Електричні та магнітні величини	Струм, напруга, потужність, параметри електричних і магнітних кіл	5	

Ця тенденція зберігається і буде розвиватися в майбутньому. Однак процентне співвідношення при розподілі вимірювань різноманітних фізичних величин буде змінюватися.

Таким чином, широкий спектр вимірюваних неелектричних величин, недостатнє вивчення методів їх вимірювання, метрологічна незабезпеченість визначають особливості вимірювання неелектричних величин.

Зараз 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 перетворювання досліджуваної неелектричної величини у функціонально пов’язану з нею електричну.

Переважає використання електричних методів вимірювання неелектричних величин зумовлюється можливістю вимірювання на значній відстані від об’єкта дослідження, зручністю передання та обробки електричних сигналів, можливістю реєстрації величин, що змінюються як повільно, так і швидко, достатнім вивченням методів і засобів вимірювання електричних величин.

12.2. УЗАГАЛЬНЕНА СТРУКТУРНА СХЕМА ЗАСОБУ ВИМІРЮВАННЯ НЕЕЛЕКТРИЧНИХ ВЕЛИЧИН

Взагалі прилади для вимірювання неелектричних величин конструктивно найчастіше складаються з двох самостійних вузлів – датчика і вторинного вимірювального приладу, – які можуть розміщатися на значній відстані один від одного та з’єднуватися лініями зв’язку.

Розглянемо узагальнену структурну схему засобу вимірювання неелектричних величин на прикладі приладу для вимірювання тиску (рис. 12.1, *a*). Деформація пружного елемента (мембрани) використовується для переміщення повзуна потенціометра. Резистивний потенціометр перетворює лінійне переміщення l у відповідну зміну опору ΔR , яка змінює струм ΔI у лінії зв’язку, що фіксується амперметром. Послідовність вимірювальних перетворювань у приладі можна надати у вигляді:

$$\Delta P \rightarrow \Delta I \rightarrow \Delta R \rightarrow \Delta I \rightarrow \Delta \alpha_{\text{вих}}, \quad (12.1)$$

Наведена послідовність перетворень (рис. 12.1, б) дозволяє наочніше виділити основні елементи ЗВ неелектричних величин.

Датчиком приладу називається конструктивна сукупність одного або кількох вимірювальних перетворювачів, розміщених безпосередньо біля об'єкта вимірювання, які використовуються для перетворення неелектричної величини в електричну.

В розглядаємому випадку пружний елемент і резистивний перетворювач конструктивно поєднані у датчик.

Основною статичною характеристикою первинних перетворювачів неелектричних величин є градувальна. Для більшості перетворювачів неелектричних величин функція перетворення суттєво нелінійна. Тому при їх використанні з електричними вимірювальними приладами, які мають лінійну статичну характеристику, виникає необхідність лінеаризації функції перетворення датчика.

Для компенсації впливу дестабілізуючих факторів надзвичайно ефективно використовують диференціальні датчики. В цих перетворювачах використовуються два чутливих елементи, в одному з яких під дією вимірюваної величини вихідна величина збільшується, а в другому – зменшується. Результуючий вихідний сигнал формується як різниця вихідних сигналів чутливих елементів. При цьому, внаслідок впливу зовнішніх факторів, зміни вихідних сигналів взаємно компенсуються.

При використанні датчиків у вимірювально-інформаційних системах застосовують уніфікацію їх вихідних сигналів. уніфіковані струми 5, 0...20, 4...20 мА, напруги 0... 100 мВ, 0... 10 В і частоти 4...8 кГц [7, 26].

Залежно від типу первинного вимірювального перетворювача і вигляду його вихідного інформативного параметра використовуються ті чи інші технічні засоби електровимірювальних приладів. В більшості випадків апаратна частина 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 будуть прилади для вимірювання відповідних електричних величин. При цьому, як правило, вторинні прилади проградуйовані з урахуванням функції перетворення датчика 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 подальшого використання первинні вимірювальні перетворювачі поділяються на дві великі групи: генераторні та параметричні [31].

12.3. ГЕНЕРАТОРНІ ВИМІРЮВАЛЬНІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ НЕЕЛЕКТРИЧНИХ ВЕЛИЧИН

В генераторних перетворювачах вхідна величина перетворюється у вихідний сигнал, який має енергетичні властивості.

Основні різновиди генераторних перетворювачів наведені у табл. 12.2.

12.3.1. Індукційні перетворювачі

Принцип роботи таких перетворювачів ґрунтується на використанні явища електромагнітної індукції (схема 1 у табл. 12.2). При лінійних або кутових переміщеннях вимірювальної котушки у відомому магнітному полі наведена в ній ЕРС має вигляд:

$$e = -B_p L \frac{dx}{dt} \text{ або } e = -B_p S_p \frac{d\alpha}{dt},$$

де B_p – індукція в робочому зазорі; L – активна довжина вимірювальної котушки; x , α – переміщення лінійне та кутове відповідно; S_p – активна площа рамки.

Індукційні перетворювачі використовуються для вимірюван-

ня лінійної та кутової швидкостей, а також інших величин, функціонально пов'язаних із ними. Перетворювачі цього типу призначені для вимірювання кутової швидкості та виконані у вигляді невеликих генераторів постійного чи змінного струмів, вони називаються тахогенераторами.

Джерелами похибок індукційних перетворювачів є нелінійність функції перетворення та нестабільність параметрів магнітних матеріалів у часі і при зміні температури. Нелінійність зумовлена головним чином неоднорідністю магнітного поля в зазорі і зворотним впливом поля котушки при проходженні по ній струму. Похибки індукційних перетворювачів складають 0,1...1 %.

12.3.2. П'єзоелектричні перетворювачі

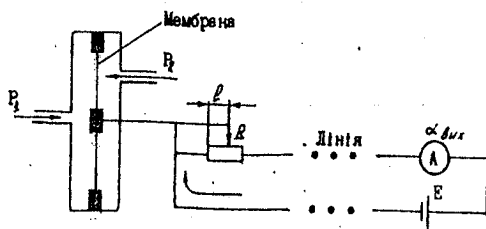
Принцип дії п'єзоелектричних перетворювачів ґрунтується на явищі п'єзоелектричного ефекту. Якщо на межі діелектрика діє механічна напруга p , то на них утворюються електричні заряди, це явище називають прямим п'єзоэффектом (схема 2 у табл. 12.2). Якщо на межі діелектрика є зовнішнє електричне поле, то він накопичує механічну деформацію; це явище називається зворотним п'єзоэффектом.

Одним із основних питань при проектуванні п'єзоелектричних датчиків є вибір п'єзоелектричного матеріалу, при якому доводиться звертати увагу на п'єзоелектричні коефіцієнти d і q . Коефіцієнт d , що називається п'єзоелектричною постійною, описує основну чутливість п'єзозаряду, який виникає при прикладанні певної сили. Коефіцієнти d для випадків прямого і зворотного ефектів чисельно однакові. Визначення, дане для коефіцієнта d , безпосередньо призводить до основного рівняння для п'єзоелектричних матеріалів:

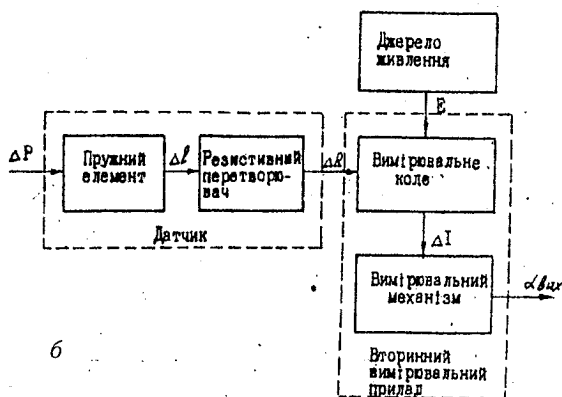
$$d = CU / F$$

Можливі різноманітні способи деформацій п'єзоелектричних матеріалів: за товщиною; довжиною; об'ємні; зсуви по поверхні 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.



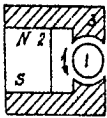
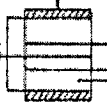
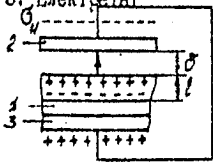
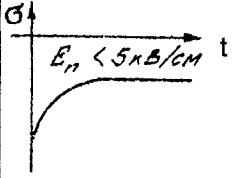
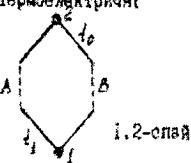
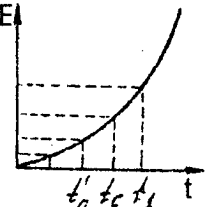
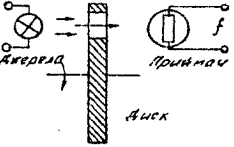
а



б

Рис. 12.1. Визначення складових частин у структурі ЗВ неелектричної величин

Таблиця 12.2

Тип перетворювачів	Рівняння перетворювача	Технічні характеристики
1. Індукційні  1- якорь 2- магніт 3- котушка	$e = nB\omega \sin nt,$ n – частота обертання; ω – кількість витків котушки; B – індукція в зазорі	Похибка (0,1...1) %
2. Пізoeлектричні  F – сила Q – кристал	$d = \frac{Q}{F} = \frac{CU}{F},$ Q – електричний заряд; F – сила; C – ємність; U – напруга	F – до 10 000Н; Q – до 100q; P – до 100Н/мм²;
3. Електретні 	$\varepsilon = \frac{Q}{\delta(C_1 + C_0)},$ Q – заряд електрета; δ – сумарна довжина; C_0 – ємність електрета; C_1 – ємність повітряного проміжку	 $E_n < 5 \text{ кВ/см}$
4. Термоелектричні  1, 2-спай	Результуюча ТЕРС: $e_{AB} = U_{AB}(t_0) + U_{AB}(t_0, t_1) + U_{BA}(t_0, t_1),$ $U_{AB}(t_0), U_{BA}(t_0)$ – ТЕРС Зеебека; $U_B(t_0, t_1), U_A(t_0, t_1)$ – ТЕРС Томсона	
5. Фотоелектричні  Аперекла Принимач Диск	$f = \frac{nZ}{60},$ n – частота обертання; Z – кількість прорізів	$D_n - (10^{-3} \dots 10^6) \text{ об/хв};$ $\varepsilon = (0,1 \dots 1,5) \%$

12.3.3. Електретні перетворювачі

Під електретом розуміють постійний наелектризований діелектрик із різнойменними полюсами, що має зовнішнє електричне поле.

В 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. 12.2), то на металевих електродах буде виникати наведений заряд, густина якого:

$$\sigma_{\text{н}} = E_0 E = \frac{\sigma}{1 + ES / E_0 l},$$

де σ – густина електричного заряду; E, 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 підє струм:

$$i = S \frac{d\sigma_{\text{н}}}{dt}.$$

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 свого внутрішню поляризацію та поверхневий заряд. Основним фактором, що ускладнює практичне застосування електретів, є складність одержання двох або кількох електретів з різкою поверхневою густиною зарядів. І, нарешті, поверхнева густина заряду змінюється в часі, отже, електричне поле поза електретом нестабільне. В той самий час, електрет має низьку вартість і просту конструкцію.

12.3.4. Термоелектричні перетворювачі

Принцип дії термоелектричного перетворювача (термопари) ґрунтується на використанні термоелектричного ефекту, суть якого полягає у виникненні ТЕРС в колі, що складається з двох різнорідних провідників або напівпровідників, які називаються термоелектродами, якщо температура t місця з'єднання електродів (так званої робочої або гарячої спайки) і температура t вільних (холодних) кінців неоднакові (схема 4 у табл. 12.2) В загальному випадку виникаюча ТЕРС є нелінійною функцією температури t :

$$e_m = e(t_0) - C,$$

де C – стала величина, що визначається температурою t

До появи похибки перетворювача призводить нестабільність температури холодної спайки. Тому необхідно вживати відповідних заходів для стабілізації цієї температури (термостатування).

Термоелектричні перетворювачі застосовують для вимірювання та контролю температури як всередині об'єктів вимірювання, так і на їх поверхні.

12.3.5. Фотоелектричні перетворювачі

Принцип дії фотоелектричного перетворювача ґрунтується на модуляції освітлення робочої поверхні фотоелектричного елемента кількістю обертів (частотою обертання).

Із великої кількості фотоелектричних перетворювачів найбільш поширені датчики з перериванням світлового потоку (схема 5 у табл. 12.2). Світловий потік спрямовується оптичною системою на обертовий диск і після переривання потрапляє на фотоелемент, який реєструє імпульс фотоструму.

12.4. ПАРАМЕТРИЧНІ ВИМІРЮВАЛЬНІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ НЕЕЛЕКТРИЧНИХ ВЕЛИЧИН

В параметричних вимірювальних перетворювачах неелектрична величина перетворюється на приріст параметра

електричного кола (R, L, C, M), тому особливістю роботи таких перетворювачів є потреба в додатковому джерелі енергії.

Коротко розглянемо основні типи параметричних вимірвальних перетворювачів, що застосовуються на практиці [31].

12.4.1. Резисторні перетворювачі

Параметричні перетворювачі, в яких вихідною величиною є приріст електричного опору, називається резистивним.

До цієї групи належать реостатні перетворювачі, фоторезистивні; кондуктометричні (резистивні електролітичні) перетворювачі; термо- і тензорезистори. Основні характеристики цих перетворювачів наведені у табл. 12.3.

Якщо вхідною величиною є переміщення (лінійне чи кутове), використовують реостатні перетворювачі (схема 1 у табл. 12.3), 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 Δq , яка зменшується з збільшенням кількості витків на одиницю вимірюваного переміщення.

Перетворювачі контактного опору (схема 2 у табл. 12.3) побудовані на залежності перехідного опору між стичними 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 $\rho = 10$ Ом·см, оскільки перехідний опір набагато більший за об'ємний опір контактуючих елементів. Одним з перших первинних перетворювачів цього типу є вугільний мікрофон.

Контактні резистивні перетворювачі (схема 3 у табл. 12.3) 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. Їх недоліком є спрацювання контактів, ненадійність роботи при наявності вібрацій.

Фоторезистивні перетворювачі. При освітленні ряду напів-

провідників (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 до нього (схема 4 у табл. 12.3). 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.

Електрохімічні резистивні перетворювачі (їх називають також кондуктометричними) базуються на використанні залежності їх опору від складу і концентрації електроліту:

$$R = K_r / \gamma,$$

де K_r – коефіцієнт перетворення, що залежить від співвідношення геометричних розмірів і визначається, як правило, експериментально шляхом використання стандартних розчинів з відомими значеннями провідності γ .

Такі перетворювачі використовуються головним чином для вимірювання питомої електропровідності та електролітів, за якою визначають концентрацію. Найпростіший контактний кондуктометричний перетворювач містить два електрода, які опущені в досліджуваний електроліт.

Тензометричні перетворювачі. В основу принципу їх дії покладена зміна активного опору ($R = \rho l / S$) провідника при його деформації. Широко застосовуються: нині наклеювані дротові тензорезистори (схема 7 у табл. 12.3.) – це тонкий зигзагоподібний дріт 1 (тензочутливий елемент), який наклеюється на еластичну смужку (підкладку). Тензорезистори наклеюються на досліджуваний об'єкт так, щоб вони разом із ним зазнавали деформації стискання або розтягання.

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 підкладці з певною кристалографічною орієнтацією. Такі перетворювачі мають добрі пружні властивості, малу похибку гістерезису, широкий діапазон вимірюваних деформацій.

12.4.2. 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 така:

$$C = \frac{\epsilon S}{d}.$$

З цієї формули випливає, що ємність C плоского конденсатора збільшуватиметься при зростанні діелектричної проникності середовища ϵ і площі пластин S , та зменшуватиметься зі збільшенням відстані між пластинами d . Отже, всі фізичні величини, які безпосередньо або через допоміжні фактори будуть впливати на зміни, ϵ , S , d можна виміряти за допомогою ємнісних датчиків. Останні можуть мати найрізноманітніше конструктивне виконання: дві чи три плоскі пластини, циліндр у циліндрі тощо.

Таким чином, під ємнісним датчиком розуміють систему електродів, ємність яких однозначно залежить від значення заданої фізичної величини.

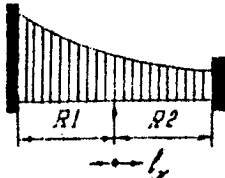
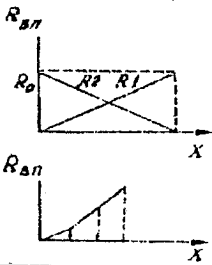
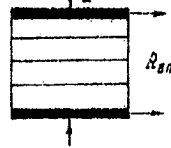
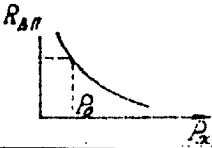
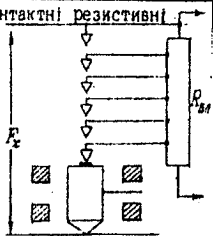
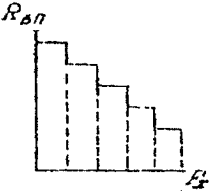
Чутливість ємнісних перетворювачів з площинними електродами є лінійною функцією зміни площі взаємодії, електродів та зміни діелектричної проникності середовища між ними:

$$\frac{\Delta C_S}{C} = \frac{\Delta S}{S}; \quad \frac{\Delta C_\epsilon}{C} = \frac{\Delta \epsilon}{\epsilon}.$$

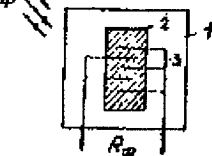
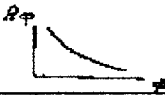
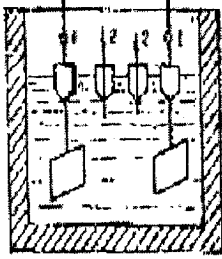
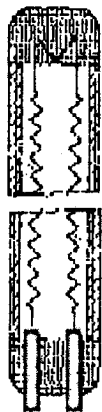
В той самий час чутливість відносної відстані між електродами є нелінійною функцією:

$$\frac{\Delta C_d}{C} = -\frac{\Delta d}{d} - \frac{1}{1 + \Delta d/d}$$

Таблиця 12.3
Основні різновиди резистивних перетворювачів

Схе- ма	Функціональна схема перетворювача	Рівняння перетворювача	Технічні ха- рактеристики
1		$R_{\Delta n} = j(X)$ 	$\Delta g = \frac{r}{2R} \cdot \frac{l}{2W}$, r – витковий опір; W – кіль- кість витків; $I_{max} \leq I_n$
2	Контактного опору 	$R = R_0 \left(1 + \frac{k}{P_x} \right)$, k – коефіцієнт пе- ретворення 	$P_{max} =$ $= 7 \cdot 10^5 \text{ Н/м}^2$; $\Delta = (3 \dots 5) \%$
3	Контактні резистивні 	$R = f(F_x)$ 	$F_x =$ (10kH...0,5MH) $\Delta = 1 \%$

Продовження табл.12.3

Схе- ма	Функціональна схема перетворювача	Рівняння перетворювача	Технічні ха- рактеристики
4	Фоторезистивні 	$R_{\Phi} = R_r - k\Phi,$ Φ – світловий по- тік; R_r – тепловий опір 	$S = 500 \dots 10^6$ мкА/лм·В
5	Кондуктометричні 	$R = \frac{K}{C_i F (\bar{U}_0 + \bar{U}_k)},$ K – коефіцієнт перетворення; F – постійна; $\bar{U}_0, \bar{U}_k$ – відносна рухомість аніонів та катіонів	Діапазон провідності $\gamma =$ (10⁻⁶...10²) Ом/м; Δ = 5 %; Δ_{дин} = 20 %;
6	Терморезистивні 	$R_t = R_0(1 + \alpha t),$ α – температурний коефіцієнт опору	$t = 200 \dots 1100^{\circ}\text{C}$

Закінчення табл.12.3

Схе- ма	Функціональна схема перетворювача	Рівняння перетворювача	Технічні ха- рактеристики
7	Тензорезистивні 	$\frac{\Delta R}{R} = \frac{\Delta l}{l} (1 + R_\mu) \frac{\Delta \rho}{\rho}$ R – опір терморезистора; l – довжина дроту; ρ – питомий опір матеріалу; μ – коефіцієнт Пуассона	$K = \frac{\Delta R}{\frac{\Delta l}{l}} =$ $= (0,5 \dots 3,6);$ $R =$ $(30 \dots 500) \text{ Ом};$ $l =$ $(3 \dots 100) \text{ мм}$

Розглянемо, перетворювачем яких фізичних величин може бути ємнісний датчик.

Зміна діелектричної проникності. Величина ε має різні значення для різних речовин. Отже, цю особливість можна використати для визначення виду речовини, що знаходиться між електродами датчика. Якщо є суміш двох речовин, значення ε_1 і ε_2 яких відомі, то, вимірюючи результуюче значення ε_c (суміші), можна визначити її процентний склад. Наприклад, відносна діелектрична проникність нафти $\varepsilon_n = 3$, а води – $\varepsilon_B = 81$. Отже, найменші домішки води у нафті будуть різко збільшувати результуючу проникність ε_c . На цій особливості ґрунтується будова ємнісних вимірювачів вологості.

Взагалі 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 міжелектродного простору в лінійних мірах або у мірах площі. На цій основі можуть бути побудовані вимірювачі переміщення твердих або рівнів сипкого, чи рідкого середовищ у закритих, недоступних безпосередньому спостереженню резервуарах.

Зрештою ε може змінюватись від температури. Якщо закон таких змін для даної речовини відомий та однозначний, то на цій основі можна створювати вимірювачі температури.

Зміна площі. Площа S може змінюватись або при лінійних переміщеннях однієї з пластин по відношенню до іншої, або при їх відносному повертанні. Таким чином, на цій основі можуть бути створені ємнісні датчики лінійних та кутових переміщень. Пластини можуть мати значні розміри (до 100 мм), складатись з спарених секцій, тому ємнісні датчики такого типу придатні для вимірювання порівняно великих переміщень і кутів від 0 до 360°.

Якщо ємнісний датчик виконати так, що вільному відносному лінійному або кутовому переміщенню пластин будуть перешкоджати відповідні пружини з 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 датчика змінюється обернено пропорційно зазору d . Це вимагає надзвичайного підходу до створення вимірювальних кіл, що працюють у парі з такими датчиками, оскільки, звичайно, намагаються забезпечити лінійну залежність між вимірюваною й вихідною величинами. Крім того, на відміну від лінійних розмірів пластин відстань d між пластинами не може бути великою через виникнення електричних полів розсіювання. Однак величина d може набувати дуже малих значень – десяті та соті частки міліметра.

Таким чином, після зміни відстані d між пластинами можна вимірювати переміщення так, як і після зміни S . Проте такі датчики придатні для вимірювання дуже малих переміщень з дуже високими чутливістю та роздільною здатністю. Так в Інституті електродинаміки АН України створені дистанційні цифрові прилади з роздільною здатністю $5 \cdot 10^6$ мм. Цифровий екстремальний міст при винесенні датчика 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 датчика також можна використати для визначення сил, моментів деформацій, зважування вантажів, вимірювання тисків та вібрацій при відповідному оснащенні датчиків пружними елементами.

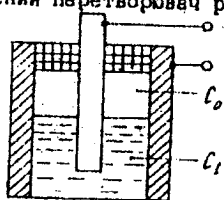
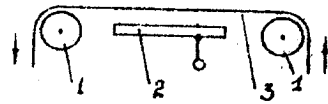
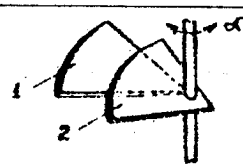
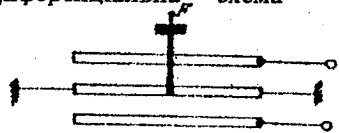
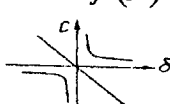
Найпоширеніші конструкції ємнісних перетворювачів наведені у табл. 12.4.

Основні переваги ємнісних датчиків – висока чутливість; від-

сутність рухомих деталей, які труться; простота конструкції; мала інерційність. До їх недоліків слід віднести вплив зовнішніх електричних полів, паразитних ємностей, температури і вологості.

Таблиця 12.4

Основні різновиди ємнісних перетворювачів

Схема	Функціональна схема Перетворювачів	Рівняння Перетворювання
1	Ємнісний перетворювач рівня 	$C = C_1 + C_0 = \frac{2\pi}{\ln R1 / R2} [\ell \varepsilon + (\ell_0 - \ell) \varepsilon_0]$ ℓ_0 – повна довжина циліндра; ℓ – рівень рідини; ε – діелектрична проникність рідини; $R1, R2$ – радіуси зовнішнього і внутрішнього циліндрів
2	Ємнісний перетворювач товщини  1 – ролики; 2 – пластина конденсатора; 3 – стрічка з діелектриком	$C = \frac{S}{(\delta - \delta_g) / \varepsilon_0 + \delta_g / \varepsilon_g}$ δ – зазор між пластинами; S – площа пластин; δ_g – товщина стрічки; ε_g – діелектрична проникність стрічки
3	 1 – нерухома частина; 2 – рухома частина	$C = f(\alpha),$ Форма пластин дозволяє отримати необхідну функціональну залежність
4	Диференціальна схема 	$C = f(\delta)$ 

12.4.3. Індуктивні перетворювачі

В індуктивних перетворювачах з змінною довжиною повітряного зазору (схема 1 у табл. 12.5) використовується залежність індуктивності L від довжини зазору δ . Якщо знехтувати опором магнітопровода, 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 – кількість витків котушки; S – ефективна площа повітряного зазору.

Як наслідок, індуктивний перетворювач з 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 $\Delta\delta/\delta$. В реальних конструкціях перетворювачів відносна зміна зазору $\Delta\delta/\delta = 0,1 \dots 0,15$ при нелінійності характеристики $1 \dots 3\%$. Тому такі перетворювачі застосовуються для перетворень невеликих переміщень ($0,01 \dots 10$ мм).

Значне поліпшення лінійності при одночасному збільшенні чутливості досягається в диференціальних перетворювачах з двома перетворювальними елементами, що мають загальну рухоми частину (схема 2 у табл. 12.5). В них рухомий якір розміщено симетрично відносно обох осердь із початковим зазором δ , а магнітні – опори для потоків, що створюються двома котушками, однакові. Зміна магнітних опорів, що проходить при переміщенні $\Delta\delta$ якоря, мають протилежні знаки, а

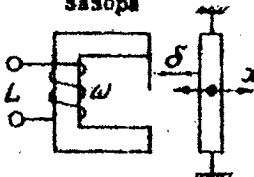
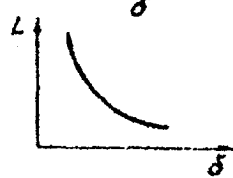
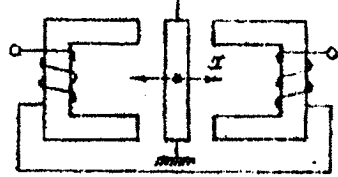
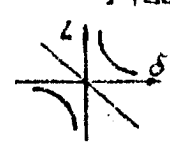
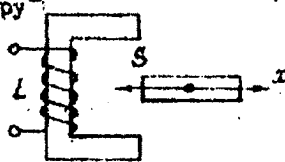
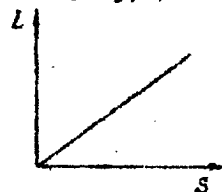
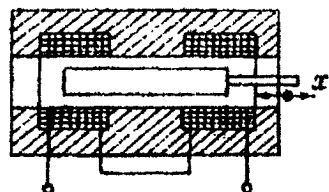
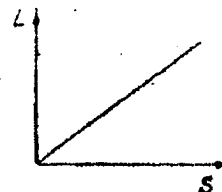
$$L = \frac{\mu_0 \omega^2 S}{\delta - \Delta\delta} - \frac{\mu_0 \omega^2 S}{\delta + \Delta\delta} = 2\mu_0 \omega^2 S \frac{\Delta\delta}{\delta} \frac{1}{1 - (\Delta\delta/\delta)^2}$$

Індуктивні перетворювачі із змінною площею повітряного зазору (схема 3 у табл. 12.5) застосовуються для перетворення переміщень рухомого феромагнітного осердя в діапазоні

5...20 мм. Функція перетворення таких перетворювачів практично лінійна.

Таблиця 12.5

Основні різновиди індуктивних перетворювачів

Схема	Функціональна схема перетворювача	Рівняння перетворення
1	Із зміною розміру повітряного зазора 	$L \propto \frac{\mu_0 \omega^2 S}{\delta}$ 
2	Диференціальна схема 	$L = 2\mu_0 \omega^2 S \frac{\Delta \delta}{\delta^2} \frac{1}{1 - (\Delta \delta / \delta)^2}$ 
3	Із зміною площі S повітряного зазору 	$L = f(S)$ 
4	Плунжерного типу 	$L = f(S)$ 

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) усередині котушки. Найчастіше застосовуються диференціальні плунжерні перетворювачі з магнітопроводом (схема 4 у табл. 12.5). Плунжерні перетворювачі мають, як правило, лінійні характеристики і забезпечують перетворення переміщень від кількох міліметрів до кількох десятків сантиметрів.

12.5. МЕТОДИ ВИМІРЮВАННЯ НЕЕЛЕКТРИЧНИХ ВЕЛИЧИН

Розглянемо головні методи та принципи вимірювання лінійних та кутових розмірів, вимірювання параметрів руху, зусилля, механічних напруг і тиску, а також методи вимірювання теплових величин іонізуючих випромінювань та каламутності й концентрації рідких середовищ.

12.5.1. Методи вимірювання лінійних та кутових величин

Лінійні вимірювання поділяються на три піддіапазони: від частинок мікрометра до декількох метрів (шорсткості поверхонь, габаритів виробів тощо);

від 100 мм до 100 м (запасів пального в баках, рівнів поверхні води на ГЕС та ін.);

від 100 м до 1000 км (радіолокації, геодезії, астрономії).

При вимірюванні шорсткості поверхонь використовують індуктивні перетворювачі, котрі реагують на перевищення допустимого порогу шорсткості, поріг їх спрацювання складає 0,1 мкм. Вимірювання рівня може бути використано за допомогою поплавкових, ємнісних п'єзоелектричних та інших датчиків. При вимірюванні рівня рідини поплавков, який переміщується вгору та вниз, надає руху рухомому контакту реостатного або потенціометричного датчика вимірювання, зміна параметрів якої пропорційна зміні рівня рідини.

Більшу точність забезпечують ємнісні рівневимірювачі, які являють собою два електроди, що розміщені один всередині ін-

шого. Ємність між обкладками конденсатора визначається таким співвідношенням:

$$C = \frac{0,24El}{\lg D2 / D1} ,$$

де E – електрична проникність середовища між обкладками конденсатора; l – висота електродів; $D1$ – зовнішній діаметр внутрішнього електрода; $D2$ – внутрішній діаметр зовнішнього електрода.

Залежно від рівня рідини змінюється інтегральна діелектрична проникність середовища і відповідно ємність конденсатора. Таким чином, значення рівня визначається як

$$h = k = c ,$$

де k – постійний коефіцієнт, що визначає тип рідини.

П'єзоелектричні рівневимірювачі засновані на вимірюванні тиску рідини при постійному значенні її щільності.

При вимірюванні великих відстаней застосовуються методи радіолокації, при яких у напрямку об'єкта посиляється імпульс і відбиті коливання приймаються приймачем. Знаючи швидкість поширення електромагнітних коливань $c = 3 \cdot 10^8$ м/с, знаходять відстань:

$$S \frac{ct_3}{2} ,$$

де t_3 – час запізнювання (затримки).

Для невеликих відстаней застосовують методи звуколокації.

Наприклад, використання акустичної локації при вимірюванні глибини моря. Швидкість поширення звуку в рідині дорівнює 1,5 км/с, тобто в 200000 разів менше, ніж швидкість розповсюдження світла, і тому можливі вимірювання малих відстаней до десятків кілометрів.

12.5.2. Оптиелектронні методи вимірювання

Переваги оптиелектронних методів: безконтактний принцип дії, який забезпечує зняття розмірів без вимірювального зусилля та зносу; висока швидкість вимірювань, яка обумовлена високою швидкістю зняття розмірів; можливість контролю рухомих предметів при застосуванні чутливих датчиків (наприклад, телекамер); результати вимірювання дають дуже високу щільність інформації (розмір, форма, положення тощо).

Як чутливі елементи застосовують – фотодіоди; фотодіодні матриці.

Як джерела світла – галогенні лампи; світлодіоди; лазери.

При цьому для вимірювання лінійних розмірів використовують такі фізичні явища: відкидання тіні; триангуляція; дифракція.

При вимірюванні методом відкидання тіні край опорної відмітки проектується на чутливий елемент (рис. 12.2).

При відхиленні вимірюваного об'єкта виникає відповідне зміщення тіншової картини повздовж лінійного ряду фотодіодів. Інформація про це зміщення обробляється в пристрої 6. Середня тривалість вимірювання становить 1 мс, а роздільна здатність – 0,3 мкм.

При використанні методу триангуляції за допомогою лазера і відповідної оптики на поверхні вимірюваного об'єкта одержують світлову пляму. Ця пляма через систему лінз відображається на датчику (рис. 12.3).

Зміна лінійних розмірів об'єкта на величину Δl викликає зміщення світлової плями на датчику. Далі ця інформація обробляється в пристрої 6.

Точність вимірювання – 1 мм.

Найбільшу роздільність отримують за допомогою методу дифракції. Він заснований на тому, що при проходженні пучка когерентного монохроматичного променя через щілину за неї виникає просторовий перерозподіл інтенсивності світла – дифракційна картина. Відстань між максимумами є функцією ряду факторів, в тому числі ширини щілини.

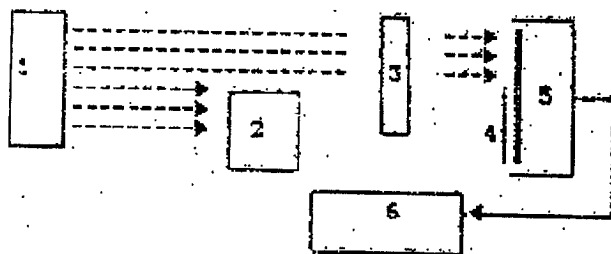


Рис. 12.2. Вимірювання розмірів предметів:
1 – джерело світла; 2 – об’єкт вимірювання; 3 – оптична система; 4 – тіньова картина; 5 – світлочутливий датчик; 6 – пристрій обробки результатів

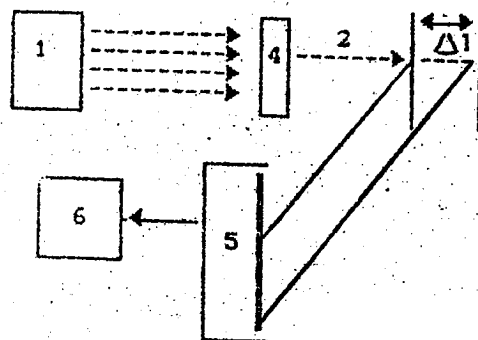


Рис. 12.3. Метод триангуляції:
1 – джерело світла лазер; 2 – пучок променів;
3 – об’єкт вимірювання; 4 – оптична система;
5 – чутливий датчик; 6 – пристрій обробки інформації

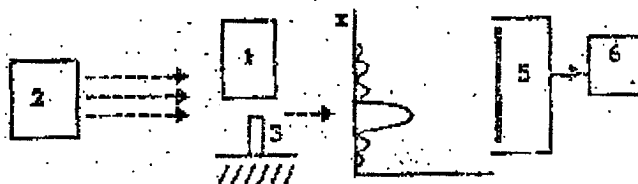


Рис. 12.4. Метод дифракції: 1 – об’єкт вимірювання; 2 – лазер;
3 – опорна поверхня; 4 – дифракційна картина;
5 – чутливий датчик; 6 – пристрій обробки

Точність, що досягається при цьому методі, знаходиться у субмікронному інтервалі.

12.5.3. Вимірювання параметрів руху

До основних параметрів руху відносяться: переміщення, швидкість, прискорення. Усі прилади, які вимірюють параметри руху, поділяються на дві групи.

До першої групи відносяться прилади, побудовані на методі контакту рухомого об'єкта з нерухомою системою як системою відліку. Вхідною величиною цих приладів є переміщення. Прилади цієї групи називаються контактними. Вони вимірюють параметри відносного руху.

До другої групи відносяться прилади, в яких немає контакту рухомого об'єкта з нерухомою системою. Тут використовується інерційність; вхідною величиною в цих приладах є сила інерції, тому прилади цієї групи називають інерційними.

Прилади, які вимірюють параметри лінійного руху, називаються сейсмічними, а кутового руху – гіроскопічними.

Прилади, які служать для вимірювання прискорень, – акселерометри. Одним із найбільш поширених приладів, який перетворює параметри руху, є витратомір речовини.

11.5.4. Витратоміри рідин та газів

Найчастіше використовуються витратоміри змінного тиску (ВЗТ), які використовують звужувальні прилади – діафрагми, вбудовані в трубопровід. В такому перетворювачі виникає перепад тиску, який залежить від вимірюваної витрати. Об'ємні витрати (кількість рідини, яка протікає через даний переріз в одиницю часу) визначаються залежністю [15]

$$Q_v = aS\sqrt{2\rho / g} ,$$

де a – коефіцієнт витрат; P – перепад тиску на звужувальному пристрої; S – переріз в звужувальному пристрої; ρ – щільність рідини.

Основною перевагою методу ВЗТ є можливість вимірювання витрат рідини та газу при високих та низьких температурах,

низьких тисках, можливість віддалення вимірювача на велику відстань і створення дистанційної системи передачі показань.

До недоліків відносяться необхідність щільності речовини, труднощі вимірювання при змінних витратах, пов'язаних з великим часом установлення тиску в камері.

Для рідин досягнуті похибки приладів із ВАТ менші 2 %, для газів – менші 3 %. Більше 60..70 % витратомірів, які використовуються в промисловості, побудовані на основі застосування ВЗТ.

Витратоміри змінного рівня застосовуються при вимірюванні витрат рідини, що витікає з трубопроводу в ємність.

Основним перетворювачем при методі змінного рівня є посудина, на дні якої є отвір. Посудина наповнюється рідиною і при усталеному режимі рівень у посудині виявляється пропорційним вимірюваній витраті.

Тиск у посудині дорівнює: $P = \rho \cdot g \cdot h$.

Тоді об'ємна витрата набуде вигляду:

$$Q_v = aS\sqrt{2gh}.$$

З наведеного виразу видно, що об'ємна витрата не залежить від щільності. Цей факт дозволяє використовувати їх для вимірювання витрат агресивних рідин, а також рідин, які містять суміші з газами та інше.

Найбільш широке поширення одержали турбінні витратоміри. В перетворювачах витрат під дією потоку змінюється швидкість обертання турбінки, встановленої у трубопроводі. Швидкість обертання вимірюється кількістю її обертів в одиницю часу. Знімання сигналу виконується електромагнітним методом. Лопата турбінки, яку виробляють з феромагнітного матеріалу, проходячи повз електромагнітний датчик, змінює індуктивний опір обмотки цього датчика. Схема під'єднання турбінного витратоміра показана на рис. 12.5.

Напруга на виході електромагнітного датчика $U_{\text{вих}}$ промодульована частотою f , яка дорівнює кількості обертів турбінки T в секунду помноженій на кількість лопат. Після підсилювача

демодулятора ПД і фільтра Φ , в якому виділяється обвідка з частотою, що дорівнює частоті обертання турбінки помноженій на кількість лопат. Далі сигнал підсилюється і подається на вимірювач частоти.

Ці витратоміри виготовляються для труб діаметром до 759 мм.

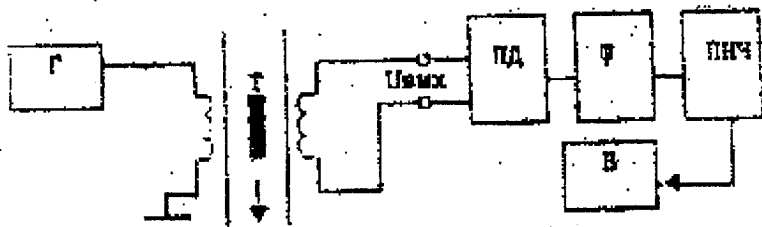


Рис. 12.5. Турбінний витратомір

Похибка вимірювання таких вимірювачів складає 0,3 ... 1,5 % при витратах $0,3 \cdot 10^{-5} \dots 0,3$ ($\text{м}^3/\text{с}$).

12.5.5. Вимірювання механічних напруг, деформацій, сил, тисків

Діапазон внутрішніх механічних напруг у деталях механізмів і конструкцій порівняно неширокий і тому для їх вимірювання найчастіше використовують тільки тензорезистивні перетворювачі, які за принципом дії є безпосередніми перетворювачами механічних деформацій.

Вимірювання відносних деформацій $\Delta l/l$ у межах постійного значення модуля пружності E_n є тим же завданням, що й вимірювання механічних напруг σ_m , оскільки для будь-якого матеріалу справедливе:

$$\sigma_m = \frac{\Delta l}{l} E_n,$$

де $\Delta l/l$ – відносне подовження.

Внаслідок того, що механічні напруги і деформації — векторні величини, тензорезистор має бути наклеєним на поверхню досліджуваної деталі в напрямі їх дії. Вихідним інформативним параметром тензорезисторів є відносна зміна опору, і тому найчастіше їх вмикають у мостове вимірювальне коло. При цьому тензорезистор може бути ввімкненим в одне, два або чотири плеча, оскільки мостове коло може складатись в цілому з тензорезистивних перетворювачів.

При вимірюванні сил і тисків вхідна величина перетворюється на переміщення Δl . Переміщення за допомогою тензоперетворювача, виконаного в окремому конструктиві, перетворюється на відносну зміну опору ΔR .

Таким чином, пристрій вимірювання механічних напруг, деформацій, сил, тисків може бути подано у вигляді узагальненої структурної схеми, що містить датчик, аналоговий вимірювальний канал і мікропроцесорну систему (рис. 12.6).

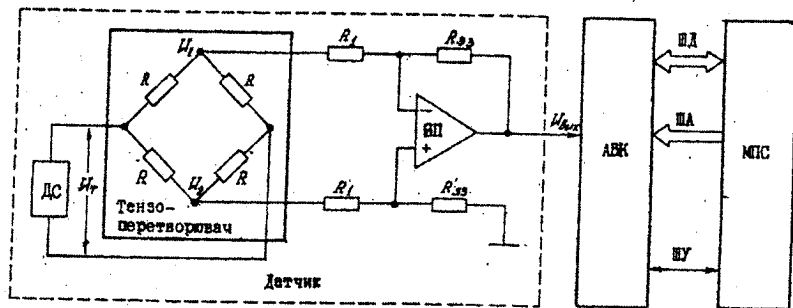


Рис. 12.6. Визначення механічних напруг та деформацій

Датчик складається з тензоперетворювача, джерела струму і вимірювального підсилювача.

Принцип дії тензоперетворювача ґрунтується на використанні п'єзоефекту у напівпровідниках. Чутливим елементом тензоперетворювача є сапфірова мембрана з кремнієвими тензорезисторами R . Під дією вимірюваного тиску або сили мембрана деформується, викликаючи зміну опору ΔR тензорезисторів, що утворюють мостову схему. Зміна опору тензорезисторів R пере-

творюється у вихідний сигнал $U_{\text{вих}}$. Якщо опори всіх чотирьох плечей моста однакові, то

$$U_1 = U_2 = U_T/2,$$

де U_T – напруга, якою живиться мостова схема тензоперетворювача.

Коли фізична дія викликала зміну опору ΔR тензоперетворювача, напруга U_1 вже не буде дорівнювати U_2 і полярність U_1 відносно U_2 буде залежати від того, чи є ΔR підвищенням чи зниженням опору тензоперетворювача. Вихідна напруга моста:

$$U_1 - U_2 = U_T [R/(4R + 2R)],$$

або при малих ΔR –

$$U_1 - U_2 = U_T R/4R.$$

Вихідна напруга $U_1 - U_2$ мостової схеми, природно, буде досить малою.

Підсилення малих різниць напруги на фоні синфазної напруги, яка часто буває більшою за вимірювану різницеву напругу, проводять вимірювальним підсилювачем.

Вимірювальний підсилювач повинен мати диференціальний вхід, великий коефіцієнт підсилення, низький зсув нульового рівня і дуже великий (як правило, більше 80 дБ) коефіцієнт послаблення синфазного сигналу.

В даному випадку диференціальний вхідний сигнал – це вихідна напруга, що змінюється з мостової схеми тензоперетворювача. Підсилений вимірювальним підсилювачем диференціальний вхідний сигнал надходить на вхід аналогового вимірювального каналу, де перетворюється на цифровий код і запам'ятовується в ОЗП мікропроцесорної системи.

Завдяки застосуванню мікропроцесорної системи, програмно змінюючи алгоритм виконання вимірювального експерименту, наведену структуру можна поширити на вимірювання інших не-

електричних величин, перетворення яких в електричну величину здійснюється за мостовою схемою. Прикладами таких перетворювачів можуть бути:

фоторезистори для перетворення рівнів освітленості у величини опору;

термістори для перетворення змін температури в зміну опору;

інші різновиди резистивних перетворювачів.

12.5.6. Вимірювання теплових величин

Існує 5 діапазонів вимірювання температури: 0...10 К – наднизькі температури; 10...800 К – низькі температури; 800...6000 К – середні температури; 6000...10000 К – високі температури; 10000...100000 К – надвисокі температури.

В діапазоні наднизьких температур застосовується термометр, який являє собою котушку індуктивності, в середині якої в однорідному магнітному полі розміщено зразок із мідно-калієвих або залізо-алюмінієвих галунів. Котушка вмикається в мостове коло і під дією температури навколишнього середовища її індуктивність змінюється.

Для низьких температур вимірювання здійснюється на основі залежності шумових напруг $U_{ш}$ резистора R від температури θ . За формулою Найквіста:

$$U_{ш}^2 = 4 \cdot \kappa \cdot \theta \cdot R \cdot f,$$

де κ – стала Больцмана; Δf – смуга сприйнятих частот.

Реалізація цього методу полягає в порівнянні шумів двох ідентичних резисторів, один із яких – R_0 – знаходиться при відомій θ_0 , а інший – R_x – при невідомій θ_x температурі. При цьому порівняння шумів виконується за їх рівнем після підсилення й випрямлення.

В області середніх і високих температур в основному використовується термопари різних типів. Для вимірювання температур розплавів застосовуються термопари з благородних металів.

В області надвисоких температур ($>2500\text{ }^{\circ}\text{C}$) речовина знаходиться в стані плазми і тут застосовуються різновиди барвистого й кольорового методів.

12.5.7. Вимірювання концентрації рідких середовищ

У промисловому виробництві, сільському господарстві, наукових дослідженнях, в процесі контролю навколишнього середовища, в медицині необхідно аналізувати рідкі речовини. Основним завданням аналізу є визначення виду компонентів цих середовищ і вимірювання їх концентрації.

Компонентами рідких середовищ бувають неорганічні (метали, солі, кислоти тощо) і органічні (нафтопродукти, мікроорганізми тощо) речовини. Діапазон вимірюваних концентрацій таких компонентів широкий. Різноманітність аналізуючих розчинів, широкий діапазон вимірюваних концентрацій, специфіка створення й зберігання зразкових розчинів обмежують точність засобів вимірювання, які використовуються. В середньому зведена похибка приладів, позначених для вимірювання концентрацій розчинів, становить $\pm (0,5 \dots 2,5) \%$.

Вимірювання концентрацій рідких середовищ розглянемо на прикладі пристрою, структурна схема якого наведена на рис. 12.7. Прилад складається з трьох конструктивно й функціонально завершених блоків: датчика, частотного вимірювального каналу та мікропроцесорної системи.

Принцип дії датчика ґрунтується на залежності показника заломлення середовища n від концентрації рідкого середовища. Імпульс оптичного випромінювання поширюється по волоконному світловоду, розташованому в контрольованому середовищі, що забезпечує проходження сигналу. При цьому розширюється імпульс оптичного випромінювання, що визначається міжрідковою дисперсією та знаходиться у взаємно однозначній відповідності до показника заломлення контрольованого середовища:

$$n = \frac{Ln_c - 2\sqrt{3}\sigma_n c}{L},$$

де L – довжина чутливої ділянки; n_c – показник заломлення

осердя світловода; σ_u – дисперсія розширення імпульсу; c – швидкість світла у вільному просторі.

Розширений і затриманий імпульс надходить на перетворювач часового інтервалу в частоту проходження імпульсів f , вимірювання якої проходить у частотному вимірювальному каналі. Обробку результатів, лінеаризацію градувальних характеристик для різних середовищ, обчислення зменшення адитивної похибки переведення у звичну для оператора розмірність здійснює мікропроцесорна система.

12.5.8. Вимірювання каламутності рідких середовищ

Якість рідких середовищ значною мірою визначається каламутністю або вмістом у них зважених часток. Прийнято вважати, що частки розміром понад 100 мкм, є частками каламутності. Нині найбільш поширені фотоелектронні, колориметричні, нефелометричні, електрофотометричні прилади для вимірювання каламутності. Суттєвим недоліком цих засобів вимірювання є залежність показників від забарвлення, діелектричної проникності й розміру зважених часток середовища, яке аналізується.

На рис. 12.8. наведена схема пристрою вимірювання каламутності, яка позбавлена визначених раніше недоліків. Прилад складається з датчика, аналогового вимірювального каналу і мікропроцесорної системи.

Основним елементом пристрою є датчик каламутності. В ньому реалізовано оптичний метод, який ґрунтується на порівнянні інтенсивностей розсіяного світла, яке поширюється під різними, що не дорівнюють нулю, кутами відносно осі поширення прямого світла. Частка від ділення електричних сигналів, пропорціональних інтенсивностям розсіяного світла, характеризує кількість неоднорідностей, присутніх в цьому технологічному середовищі.

Промінь від джерела світла проходить через вимірювальну кювету з контрольованим середовищем. Через різницю коефіцієнтів заломлення середовища й часток, що в ній знаходяться (наявність неоднорідностей), світло розсіюється. Розсіяне світло потрапляє на фотоприймачі, які розташовані під різними, що не

дорівнюють нулю, кутами α і β відносно осі поширення прямого світла. Інтенсивності розсіяного світла, що потрапляють на фотоприймачі, мають вигляд:

$$I_{\alpha} = I_0 k V_{\alpha} / R_{\alpha}^2 \dots I_{\beta} = I_0 k V_{\beta} / R_{\beta}^2,$$

де I_0 – інтенсивність світлового потоку джерела-світла; k – коефіцієнт розсіяння середовища; V_{α} , V_{β} поверхні випромінювання, значення яких залежить від кутів розташування фотоприймачів; R_{α} , R_{β} – відстані до випромінюючих поверхонь.

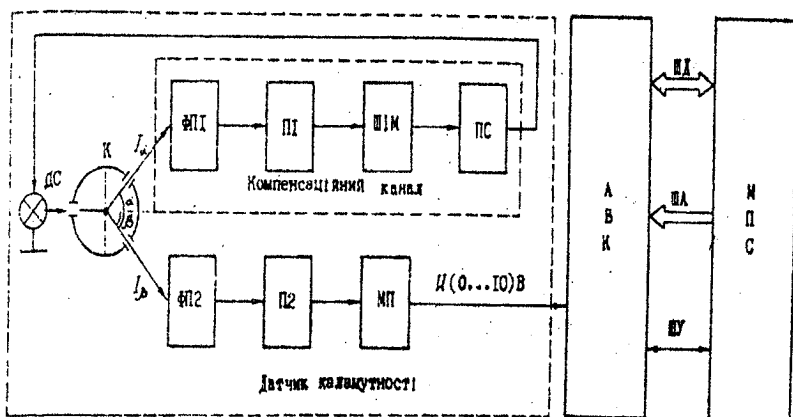


Рис. 12.8. Структурна схема пристрою вимірювання каламутності:

ДС – джерело світла; МП – масштабний підсилювач;

К – кювета; ФП – фотоприймач; П – підсилювач;

ШІМ – широтно-імпульсний модулятор;

Пс – підсилювач потужності;

АВК – аналоговий вимірювальний канал;

МПС – мікропроцесорна система

При зміні каламутності через дифракцію світла на зважених частках випромінюючої поверхні і відстань їх до об'єктів спостереження змінюються, що призводить до зміни коефіцієнта $\chi = I_{\alpha}/I_{\beta}$ і одержання корисної інформації.

Розглянемо схему технічної реалізації цього перетворювача. Датчик складається з опорного (компенсаційного) і вимірювального каналів. По компенсаційному каналу здійснюється управління світловим потоком, що потрапляє на фотоприймач ФП1, по вимірювальному – вимірювання каламутності у досліджуваному середовищі.

Фотоприймачі виконані за схемою несиметричного моста.

При вимірюванні каламутності досліджуваного середовища змінюється світловий потік, який потрапляє на фотоприймач ФП1, що призводить до розбалансування моста й появи сигналу розузгодження на виході підсилювача (ПС).

Підсилений електричний сигнал надходить на широтно-імпульсний модулятор, який, залежно від зміни вхідної напруги, прямо пропорційно змінює частоту проходження прямокутних імпульсів. Імпульсний сигнал поступає на підсилювач потужності, навантаженням якого є ПС. Напруга на лампі змінюється, що призводить до відповідної зміни світлового потоку, який потрапляє на фотоприймач ФП2, в бік, протилежний збуджуючому фактору.

Вимірювальний канал виконаний за схемою прямого перетворення. При зміні каламутності досліджуваного середовища змінюється світловий потік, що потрапляє на фотоприймач ФП2, це призводить до розбалансування моста й появи сигналу розузгодження на виході підсилювача ПС2. Після масштабного підсилювача сигнал надходить на аналоговий вимірювальний канал, сполучений з мікропроцесорною системою.

Пристрій, призначений для автоматичного контролю каламутності рідких середовищ і управління роботою технологічного обладнання на харчових підприємствах.

Каламутність вимірюється в умовних формазиовних одиницях (фод).

За одиницю формазиовної шкали приймається розбавлена у співвідношенні 1:1000 водна суспензія формазину. Діапазон вимірювання каламутності від 0 до 150 фод. Межа основної відносної похибки складає 10 %.

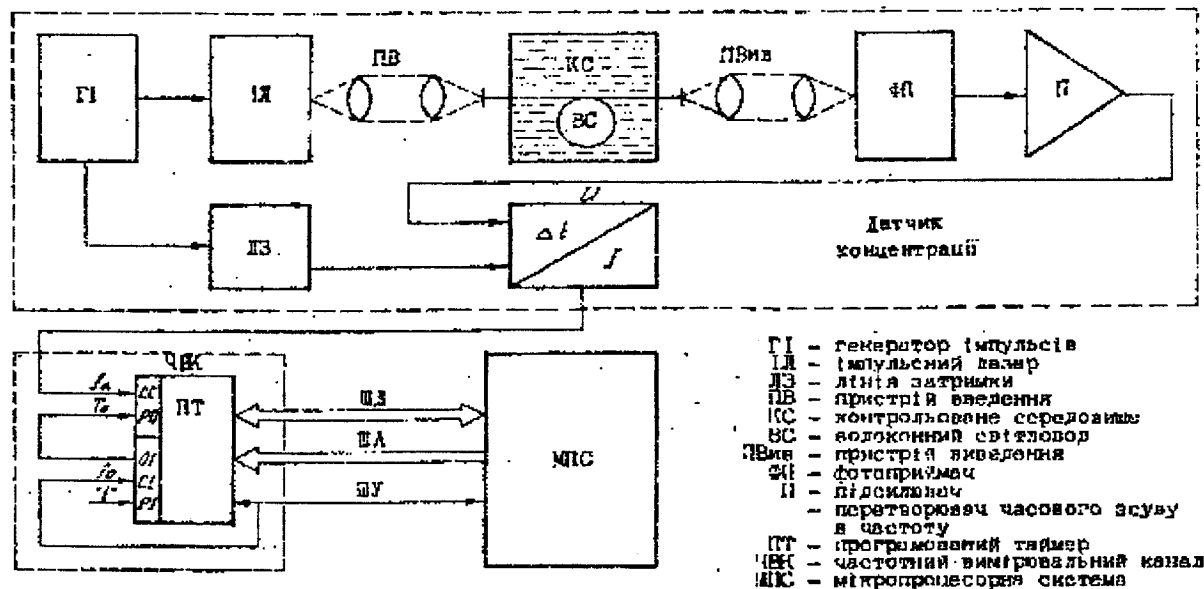


Рис. 12.7. Схема пристрою вимірювання концентрації рідкого середовища

КОНТРОЛЬНІ ЗАПИТАННЯ

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 датчик?
6. Назвіть галузі застосування індуктивних перетворювачів.
7. Які вимірювальні перетворювачі називаються генераторними?
8. Поясніть принцип дії основних різновидів генераторних перетворювачів.
9. Які функції виконує МПС у пристрої вимірювання концентрації рідких середовищ?
10. Наведіть структурну схему пристрою вимірювання каламутності.
11. Назвіть особливості і наведіть узагальнену структурну схему пристрою вимірювання механічних напруг, деформацій, сил, тиску.

ГЛАВА 13. ВИМІРЮВАЛЬНІ ІНФОРМАЦІЙНІ СИСТЕМИ

13.1. ЗАГАЛЬНІ ВІДОМОСТІ

В останні роки в зв'язку з різкою інтенсифікацією та автоматизацією процесів виробництва, ускладненням і поширенням фронту наукових досліджень істотно змінились вимоги до засобів вимірювання.

Вимоги пов'язані головним чином із переходом до одержання та використання не окремих результатів вимірювань, а потоків вимірювальної інформації. Дуже часто необхідно одержувати інформацію про сотні і тисячі одно- або різнорідних вимірюваних величин, частина яких може бути недоступною для прямих вимірювань.

Як правило, одержання всього обсягу вимірюваної інформації має відбуватися протягом обмеженого часу. Якщо ці функції покласти на людину, озброєну лише найпростішими вимірювальними та обчислювальними пристроями, то її обмежені фізіологічні можливості навіть при значному тренуванні не спроможні їх виконувати. Розв'язати цю проблему збільшенням кількості обслуговуючого персоналу не завжди можливо, а там, де можливо, найчастіше економічно недоцільно.

Таким чином, постало завдання створити нові засоби, здатні звільнити людину від необхідності збирання і обробки інтенсивних потоків інформації. Розв'язання цієї проблеми призвело до появи нового класу засобів вимірювання – вимірювальних інформаційних систем (ВІС).

ГОСТ 8.437-81 визначає ВІС як сукупність функціонально об'єднаних вимірювальних, обчислювальних та інших допоміжних технічних засобів для одержання вимірювальної інформації, її перетворення та обробки або здійснення логічних функцій контролю діагностики, ідентифікації (дод. 8).

Згідно з даним визначенням, до основних процедур ВІС належать вимірювання, контроль, діагностика, розпізнання образів.

13.2. ТИПОВІ СТРУКТУРИ ВІС

Однією з умов, що забезпечує інформаційну сумісність, є застосування стандартних інтерфейсів [6, 22, 23, 24].

В залежності від кількості рівнів складності складових частин, що створюють ВІС (тобто від рангу скомпонованих модулів), існує ієрархічна система різних рангів: внутрішньоблочний, міжблочний (приладний), загальносистемний (тобто вихідне спряження ЕОМ). Модулем АЗЕТ є функціональний блок-прилад, тому для засобів АЗЕТ може бути прийнятий приладний інтерфейс, а у ВІС на основі засобів АЗЕТ та ЕОМ – інтерфейс двох рангів: приладний та загальносистемний.

Можна сформулювати вимоги до приладного інтерфейсу АЗЕТ. Приладний інтерфейс забезпечує інформаційний та керуючий зв'язок між автономними та програмованими (за режимом робіт, межею вимірювання, за уставками тощо) модулями ВІС.

Він повинен:

забезпечувати взаємний зв'язок широкого спектру пристроїв: різноманітних датчиків та генераторів, перетворювачів інформації, цифрових вимірювальних приладів, пристроїв програмного керування, запам'ятовуючих пристроїв, дисплеїв та пультів оператора;

працювати в широкому діапазоні швидкостей передачі даних, в умовах асинхронного режиму обміну, при різній довжині кодованих інформаційних повідомлень;

забезпечувати різні маршрути передачі повідомлень у системі.

Розглянемо типові структури ВІС.

Прикладом децентралізованої структури є ланцюжкове з'єднання блоків (рис. 13.1). Тут сигнали стану *С* попереднього функціонального блоку *ФБ* є керуючими *К* – для наступного. Інформаційні сигнали *І* послідовно передаються від одного *ФБ* до іншого, зазнаючи відповідних (фіксованих) функціональних перетворень. Адресні сигнали при такому з'єднанні не потрібні, так як усі сигнали передаються по індивідуальних для кожного блоку шинах. Особливістю схеми є можливість практично безмежного нарощування блоків при зміні вимог до ВІС. У той самий час відсутня можливість передачі її роботи. Як приклад системи з такою структурою можна навести систему, створену

з'єднанням датчиків, циклічних локальних комутаторів, групових нормуючих перетворювачів, що працюють у фіксованих межах вимірювання та приводять всі сигнали до однієї шкали, циклічного основного комутатора, аналого-цифрового перетворювача та регістратора. До складу такої схеми може входити і спеціалізований пристрій обробки, що працює за однаковою для всіх каналів програмою.

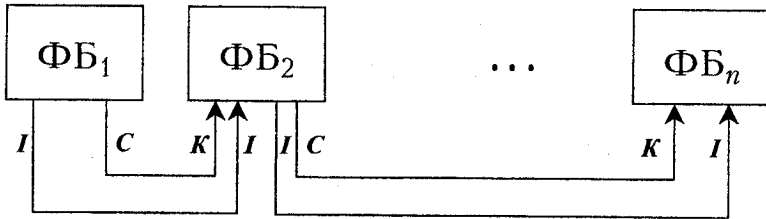


Рис. 13.1. Ланцюжкова структура ВІС

Структури систем із централізованим керуванням відрізняються значно більшою різноманітністю.

Перш за все, до них слід віднести радіальну структуру, що представлена на рис. 13.2.

Тут обмін функціональних блоків сигналами взаємодії C і K здійснюється через пристрій керування ПК. Це дозволяє шляхом подачі програмних сигналів Π змінювати параметри блоків з врахуванням специфіки перетворення інформаційних сигналів I , змінювати конфігурацію та параметри вимірювального тракту, проводити необхідну обробку інформації тощо. В даній структурі також немає необхідності у формуванні адресних сигналів, бо набір сигналів взаємодії подається до кожного блоку по індивідуальних шинах. Необхідність індивідуальних шин для сигналів взаємодії у кожного з блоків обмежує можливість даної структури з наросуванням кількості блоків фіксованою кількістю схем управління блоками та роз'ємів пристрою керування.

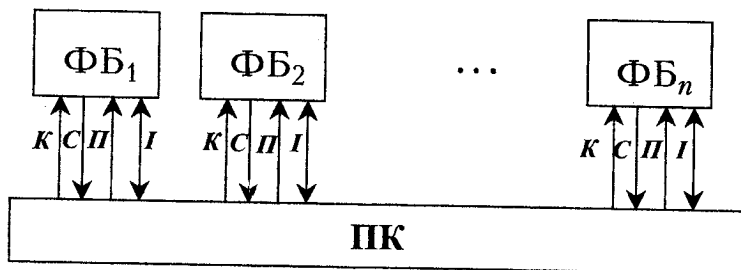


Рис. 13.2. Радіальна структура ВІС

Цього недоліку дозволяє уникнути магістральна структура, що зображена на рис. 13.3. Тут кожний із сигналів передається по загальній для всіх функціональних блоків шині (однопровідній або багатопровідній) – магістралі М. Зокрема, всі ці сигнали можуть бути кодованими K та передаватися по одній загальній для всіх блоків магістралі в складі одного інформаційного слова, яке може передаватися по магістралі у вигляді паралельного чи послідовного коду або побайтно, в залежності від кількості розрядів у слові та від кількості проводів у магістралі. Адресна частина інформаційного слова або код, що знаходиться на адресній магістралі A , показує, до якого блоку належить інформація, що знаходиться на інших магістралях або скомпонована в інформаційне слово. Магістральна структура дозволяє нарощувати кількість блоків в системі та застосовується при великій кількості взаємодіючих блоків у системі.

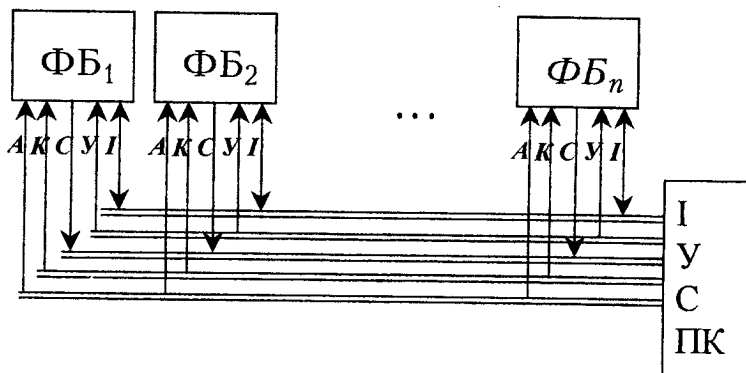


Рис. 13.3. Магістральна структура ВІС

Централізований принцип управління дозволяє побудувати цілий ряд змішаних структур, що поєднують переваги структур, які розглянуті вище.

На рис. 13.4. зображена радіально-ланцюжкова структура ВІС. Тут пристрій керування ПК керує декількома ланцюжками функціональних блоків (i -ий та j -ий). При цьому вся команда та керуюча інформація може повідомлятися від пристрою керування першому блоку ланцюжка, а потім кожний блок дешифрує та використовує інформацію (частину інформаційного слова), що належить йому, а іншу інформацію, в тому числі і отриману в результаті виконання функціонального перетворення в даному блоці, передає наступному по ланцюжку блоку. Ця структура поєднує перевагу ланцюжкової структури (нарощуваність) із невеликим потрібним об'ємом сигналів радіальної структури.

На рис. 13.5. зображена радіально-магістральна (так звана лінійна) структура, в якій адресні сигнали A передаються по індивідуальних для кожного блока шинах, а всі інші сигнали – по загальних для всіх блоків однопровідних або багатопровідних шинах. Така структура широко використовується в практиці побудови ВІС.

Інтерфейс EI-1 був першим приладним інтерфейсом, впровадженим в практику створення ВІС, який показав переваги і правильність підходу, що заключається в уніфікації спряження структурних елементів.

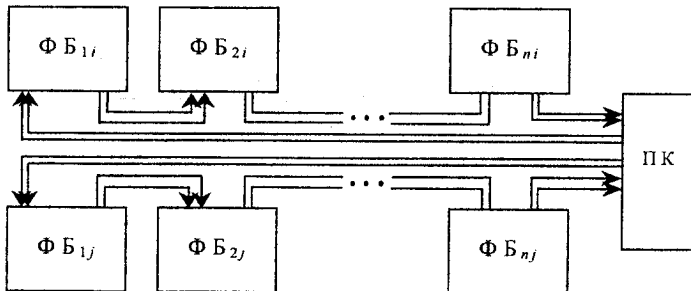


Рис. 13.4. Радіально-ланцюжкова структура ВІС

Разом з тим, його практичне застосування виявило ряд серйозних недоліків та поставило під питання доцільність подальшого використання. Ці недоліки такі.

На відміну від інших відомих інтерфейсів, в ньому дозволені різні структури ВІС та будь-який даний агрегатний засіб (функціональний блок) повинен виробляти, як було показано вище, різні сигнали при використанні його в різноманітних структурах. Вихід полягає в тому, щоб будь-який блок виробляв максимальний набір сигналів, а використовувались лише ті, котрі в даній структурі потрібні. Це веде до деякої надлишковості. Далі, цей інтерфейс дозволяє використання декількох типів роз'ємів з різною розводкою сигналів по контактах, а також використання різноманітної елементної бази з різними рівнями електричних сигналів (відповідними рівням ТТЛ- та МОП-структур) та протилежними типами логіки. В інтерфейсі відсутній сигнал вимушеної установки блоків, що мають автономне та системне призначення, в стан автономного чи дистанційного керування. Таким чином, цей інтерфейс може забезпечити сумісність лише в рамках одного агрегатного комплексу та й те, при умові розробки обмеженої нормалі. Крім того, він не відповідає ні одному з міжнародних стандартів на інтерфейс.

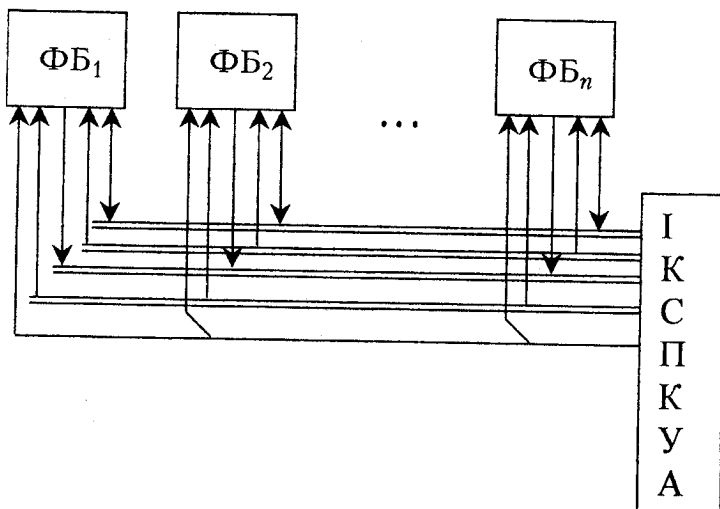


Рис. 13.5. Радіально-магістральна структура ВІС

В світлі викладеного найбільш перспективним представляється використання в АЗЕТ приладного інтерфейсу, рекомендованого Міжнародною електротехнічною комісією (МЕК) та отримавшого міжнародне визнання. Цей інтерфейс докладно розглянутий в [6]. Тут лише відмітимо, що він дозволяє підключення до однієї магістралі без проміжних блоків до 15 пристроїв з можливістю збільшення кількості взаємодіючих блоків за рахунок їх підключення до фізично окремих, але функціонально пов'язаних магістралей. Загальна довжина тракту передачі повідомлень – 20 м. Структура з'єднання модулів – магістральна (зіркоподібна або лінійна з відгалуженнями). При необхідності передачі даних на великій відстані можливе використання проміжних пристроїв, за допомогою яких здійснюється вихід на канал телепередачі даних. Обмін інформацією побайтний, максимальна швидкість асинхронної передачі даних через інтерфейс складає 1 Мбайт/с.

13.3. ЗАГАЛЬНІ СТРУКТУРНІ СХЕМИ ВІС

В рамках АЗЕТ та на основі засобів, що входять до нього розробляються ВІС, які мають широке призначення: для лабораторної практики, наукових досліджень та промислових випробувань (K484, K485, K200, K734, K744).

Основні технічні характеристики деяких згаданих ВІС наведені в табл. 13.1.

Структурні схеми ВІС K484, K200, K734, K732 наведені відповідно на рис. 13.6...13.9.

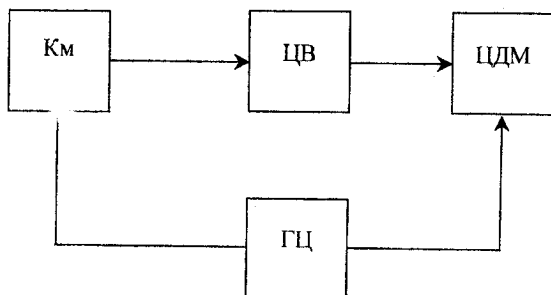


Рис. 13.6. Структурна схема системи K484:

Км – комутатор; ЦВ – цифровий вольтметр;
ЦДМ – цифродрукуюча машинка; ГЦ – годинник цифровий.

Таблиця 13.1

Тип системи	Вимірювана величина	Границі вимірювання	Похибка вимірювання, $\pm \%$	Роздільна здатність	Кількість вхідних каналів	Структура та кількість різновидів систем
K484	Напруга постійного струму	1; 10; 100; 1000 В	$\delta \leq \left[0,15 \pm 0,05 \left(\frac{x_k}{x} - 1 \right) \right]$	1 мВ	32	Ланцюжково-радіальна (ланцюжкова – для інформаційних сигналів, радіальна – для службових сигналів)
K200	Напруга постійного струму	0,1; 1; 10; 100; 1000 В	$\delta \leq \left[0,2 \pm 0,1 \left(\frac{x_k}{x} - 1 \right) \right]$	1 мВ	40 або 80	Ланцюжково-радіальна; 12 різновидів систем для трьох базових моделей: вимірювальна система, контрольно-вимірювальна система, комутація сигналів
K734	Напруга постійного струму	1 В	$\delta \leq \left[0,05 \pm 0,05 \frac{x_k}{x} \right]$	0,1 мВ	100	Магістрально-радіальна; умови взаємодії блоків наближені до інтерфейсу EI-1
		10 В	$\delta \leq \left[0,03 \pm 0,03 \frac{x_k}{x} \right]$			
	Постійний струм	10 мА	$\delta \leq \left[0,05 \pm 0,05 \frac{x_k}{x} \right]$	1 мкА		
	Діюче значення змінної синусоїдної напруги	0,05; 0,5; 5; 50 В при частотах 50Гц–50кГц	$\delta \leq \left[0,25 \pm 0,05 \frac{x_k}{x} \right]$	0,01 мВ		

Закінчення табл. 13.1

Тип системи	Вимірювана величина	Границі вимірювання	Похибка вимірювання, $\pm \%$	Роздільна здатність	Кількість вхідних каналів	Структура та кількість різновидів систем
K734	Відношення двох постійних напруг	10 %	$\delta \leq \left[0,05 \pm 0,1 \frac{x_k}{x} \right]$	0,01 %	100	Магістрально-радіальна; умови взаємодії блоків наближені до інтерфейсу EI-1
		100 %	$\delta \leq \left[0,05 \pm 0,05 \frac{x_k}{x} \right]$			
K732	Відхилення значень опорів тензорезисторів від номіналів	+2,5 % при номіналах 100, 120, 200, 400 Ом	0,5 % максимального відхилення	—	127 для одного вимірювального модуля і до 127x20 при використанні групового комутатора (кодового) Ф7019	Ланцюжково-радіальна; 6 різновидів

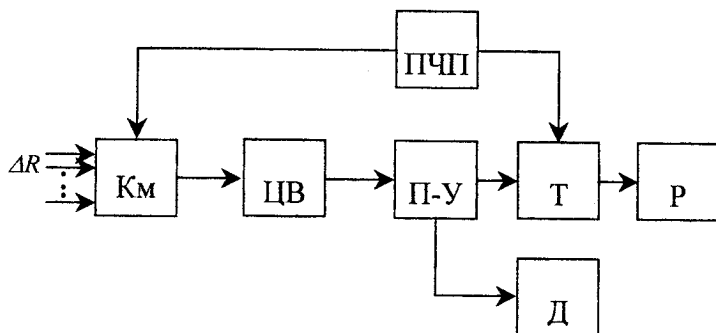


Рис. 13.7. Структурна схема системи ВІС типу К200:
 Км – комутатор (типу Ф240); ЦВ – цифровий вольтметр (типу Ф203 або Ф2000); П-У – підсилювач-узгоджувач (типу Ф270);
 Д – дискриміратор (типу П215); ПЧП – програмно-часовий пристрій (типу Ф260); Т – транскриптор (типу Ф253 або Ф250); Р – регістратор (перфоратор типу ПЛ-150 або цифрова друкуюча машинка типу ЕУМ23)

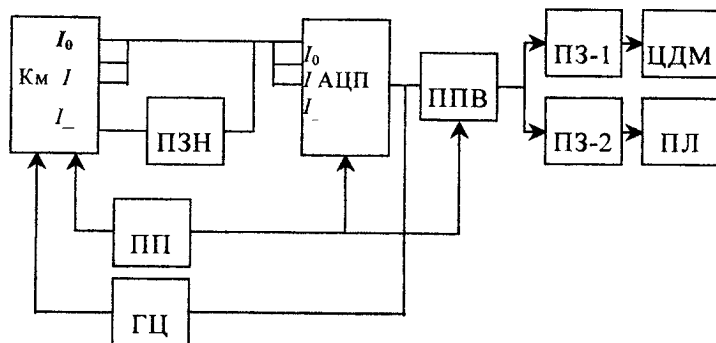


Рис. 13.8. Структурна схема системи ВІС типу К734:
 Км – комутатор типу Ф7100; ПЗН – перетворювач змінної напруги типу Ф7132; ПП – програмний пристрій типу Ф7143;
 ГЦ – годинник цифровий типу Ф7141;
 АЦП – аналого-цифровий перетворювач типу Ф7121; ППВ – перетворювач коду типу Ф7160; ПЗ-1 – пристрій зв'язку типу ЕУМ-23; ПЗ-2 – пристрій зв'язку з перфоратором типу ПЛ-150

Всі ці ВІС побудовані за блочно-модульним принципом, більшість з них створено методом індивідуальної розробки (за винятком ВІС типів К200 та К734, в котрих частково використаний принцип компоновки). Блоки, що їх утворюють, задовольняють вимогам до модулів АЗЕТ. Системи реалізують операції збору даних, вимірювання, перетворювання, первинної обробки (порівняння результатів вимірювання з уставками), видачі інформації на ЕОМ та оператору, видачі сигналів управління. Системи мають, в основному, один вимірювальний тракт (лише в К734 їх чотири), використовують радіально-ланцюжкову структуру (винятком є К734, де використовується радіально-магістральна) та в більшості випадків випускаються декількома модифікаціями з можливістю нарощування від найпростішої до більш складної.

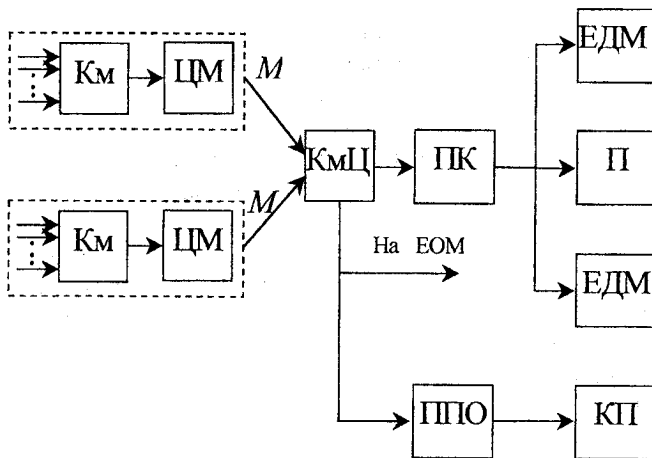


Рис. 13.9. Структурна схема ВІС К732:

Км – комутатор аналоговий типу Ф7017; ЦМ – цифровий міст типу Ф7018; М – модуль; КмЦ – цифровий комутатор типу Ф7019; ПК – пристрій керування типу Н7020; П – перфоратор стрічковий типу ПЛ-150; ЕДМ – електрокерована друкуюча машинка типу ЕУМ-23Д; ППО – пристрій первинної обробки інформації типу УПО К732; КП – кодовий двохкоординатний побудовувач типу Н-709

Принцип взаємодії блоків тільки в ВІС типу К734 максимально найближчий до вимог інтерфейсу ЕІ-1.

13.4. КЛАСИФІКАЦІЯ ВИМІРЮВАЛЬНИХ ІНФОРМАЦІЙНИХ СИСТЕМ

Класифікація ВІС надає суттєву допомогу у встановленні термінології, що стосується ВІС, і в систематизації великого матеріалу за принципом їх побудови.

За призначенням ВІС поділяють на чотири типи:

- а) вимірювальні системи (ВС);
- б) системи автоматичного контролю (САК);
- в) системи технічної діагностики (СТД);
- г) системи розпізнавання образів (СРО).

Головна, найбільш суттєва, відмінність між вимірювальними, контрольними, діагностичними та розпізнавальними системами визначається метою використання ними процесів одержання інформації та відбивається, насамперед, в алгоритмах їх роботи.

Розглянемо основні різновиди вимірювальних систем. В метрології і вимірювальній техніці прийнято вважати, що процес вимірювального експерименту обов'язково вибирає вимірювальні і, як правило, обчислювальні процедури. Під вимірювальними процедурами розуміють, в першу чергу, масштабні перетворення, порівняння вимірювальних величин з мірами, передача, запам'ятовування й одержання числових значень цих величин. До обчислювальних процедур відносяться математичні перетворення цифрових сигналів у процесі вимірювання.

Мета контролю, діагностики, розпізнавання образів різна:

при контролі визначається відповідність характеристик об'єктів їх нормам;

при діагностиці визначається місце і причини відказів об'єктів;

при розпізнаванні визначається, до яких класів відносяться досліджувані об'єкти.

Однак процеси контролю, діагностики й розпізнавання образів мають загальну методологічну основу: в кожному з них відбуваються вимірювальні процедури.

Під контролем розуміють процес встановлення відповідності між станом об'єкта контролю (ОК) і заданими нормами. В результаті контролю визначається, до якої з нормованих якісно відмінних галузей належить розглядуваний стан ОК. При контролі немає необхідності знати числове значення контрольованих величин. З цієї точки зору, контроль є операцією стиснення інформації. В системах автоматичного контролю контролюється значна кількість величин і поряд із вимірювальними процедурами виконуються операції порівняння одержаних числових значень із заданими нормами (уставками).

Основний шлях виявлення відказних технічних елементів і помилок у реалізації програм технічних об'єктів пов'язаний із раціональною та ефективною методикою виконання операцій контролю, що дозволяє розв'язати завдання діагностики з припустимими витратами. Основна мета технічної діагностики – вивчення форм і закономірностей прояву відказів і помилок, розробка методів і засобів їх виявлення та локалізації в об'єктах діагностики.

Під образом розуміється найменування області в просторі ознак, в якій відбиваються загальні властивості виділеної з певною метою множини об'єктів, а під розпізнанням образів – процес, в результаті виконання якого визначається відповідність між об'єктами, що розпізнаються, і образами. Ця відповідність встановлюється порівнянням об'єктів і образів за ознаками, які характеризують властивості образів, і прийняттям за певним алгоритмом рішення про належність розпізнавання об'єктів до того чи іншого образу.

Таким чином, якщо обмежитись процесами вимірювання, контролю, діагностики й розпізнавання образів, які виконуються з матеріальними об'єктами, то абсолютно очевидними стають спільність структур і відмінність алгоритмів.

Наявність у складі ВІС засобів обчислювальної техніки мікропроцесорів, мікро- та міні-ЕОМ, персональних комп'ютерів є дуже важливою класифікаційною ознакою. В зв'язку з цим сформувались два основних напрями розвитку ВІС:

- а) вимірювально-обчислювальні комплекси (ВОК);
- б) комп'ютерно-вимірювальні системи (КВС).

13.5. ВИМІРЮВАЛЬНО-ОБЧИСЛЮВАЛЬНІ КОМПЛЕКСИ ТА КОМП'ЮТЕРНО-ВИМІРЮВАЛЬНІ СИСТЕМИ

ВОК – це автоматизований засіб вимірювання та обробки інформації, призначений для досліджування (контролю, випробувань) складних об'єктів, який складається із сукупності програмно-керованих технічних засобів (вимірювальних, обчислювальних і допоміжних), що мають блочно-модульну структуру, певну організацію та зв'язок.

Таким чином, ВОК забезпечує одержання, перетворення, нагромадження, обробку і видання вимірювальної інформації у відповідній формі, в тому числі для дії на об'єкт дослідження.

Характерні особливості ВОК:

модульний принцип побудови;

стандартизовані інтерфейси;

наявність засобів вимірювання з нормованими метрологічними характеристиками.

Перевагою ВОК є їх компонування, що полягає в створенні комплексів із готових компонентів – блоків або модулів, для яких прийнятий уніфікований спосіб обміну інформацією через загальну шину. Впровадженню цього способу побудови ВОК, в першу чергу, сприяв уніфікації вимірюваних сигналів і конструктивів, одноманітності в описуванні компонентів і нормуванню їх характеристик.

Сучасні ВОК – це розгалужені багаторівневі керовані ЕОМ комплекси, що є складними технічними системами (рис. 13.10).

В практиці побудови ієрархічних ВОК поширена трирівнева система з жорстким розподілом функцій за рівнями.

На нижньому рівні реалізується збирання первинної, аналогової та цифрової інформації з датчиків, встановлених на об'єктах дослідження, і, як правило, аналого-цифрове перетворення. Подаються також керуючі сигнали на об'єкт і здійснюється контроль їх проходження.

Середній рівень ВОК складають автономно функціонуючі мікропроцесорні системи (контролери), кількість яких може досягати кількох десятків. Кожна з мікропроцесорних систем забезпечує виконання частини завдання з обробки інформації, яка через АЦП надходить від датчика.

Верхній рівень ВОК – це, як правило, мікро- чи міні-ЕОМ із зовнішньою пам'яттю великого обсягу. Через загальну шину за допомогою шинних інтерфейсів до неї підключаються мікро-процесорні системи. Вона оцінює стан об'єкта та оптимізує його роботу в цілому за інформацією, яка надходить із підсистем середнього рівня. Крім того, дана інформація узагальнюється для видання сигналів управління та автоматичного задання режимів роботи мікропроцесорних систем.

Сучасні ВОК, виконані на основі міні-ЕОМ (серії СМ ЕОМ), призначені для автоматизації лише складних і дорогих експериментів і випробувань. Важливу роль відіграє потреба в значних площах для розміщення комплексу.

Через названі недоліки і в зв'язку з значним поширенням мікро-ЕОМ і персональних комп'ютерів нині все частіше використовуються комп'ютерно-вимірювальні системи.

Доповнення персональних комп'ютерів (мікро-ЕОМ) набором змінних плат (аналого-цифровим і цифро-аналоговим інтерфейсом) перетворює комп'ютери на могутній засіб вимірювання з десятками вимірювальних функцій при відповідному програмному забезпеченні.

Такі ЗВ називаються **комп'ютерно-вимірювальними системами**.

Застосування персональних комп'ютерів (ПК) для розв'язання вимірювальних завдань визначається трьома факторами:

а) складом технічних засобів, що визначають конфігурацію ПК;

б) наявністю перетворювачів (АЦП, ЦАП тощо), конструктивно сумісних із системним каналом ПК;

в) обсягом відповідного програмного забезпечення (як системного, так і прикладного), орієнтованого на розв'язання даного вимірювального завдання.

Більше того, КВС за потенціальними можливостями значно багатіша свого попередника – вимірювального приладу. Будучи забезпеченою комплектами плат відповідного призначення, а також необхідним складом програмного забезпечення, персональна ЕОМ стає багаточисловою вимірювальною системою. Маючи розвинене програмне забезпечення у вигляді спеціалізованих операційних систем з мовами високого рівня, векторну систему переривання, засоби прямого доступу до пам'яті, еди-

ний системний канал, набір уніфікованих інтерфейсів, можна організувати складні системи з управлінням в реальному масштабі часу.

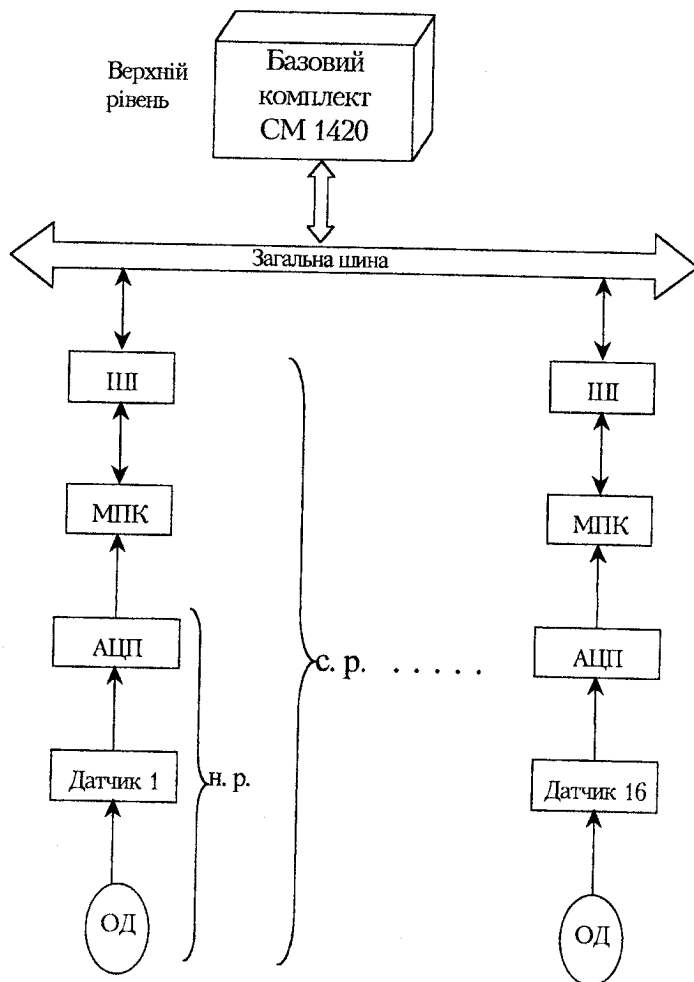


Рис. 13.10. Узагальнена структурна схема ВОК:
 ОД – об'єкт дослідження; АЦП – аналого-цифровий перетворювач; МПК – мікропроцесорний контролер; ШІ – шинний інтерфейс; н.р. – нижній рівень; с.р. – середній рівень

Узагальнену структурну схему комп'ютерно-вимірювальної системи наведено на рис. 13.11. Конструктивно вона складається з трьох функціонально закінчених блоків: датчики; аналоговий вимірювальний канал; мікропроцесорна система.

Для узгодження датчиків з МПС необхідні різноманітні периферійні схеми. Спочатку температура, вологість, тиск та інші фізичні величини, які є об'єктами вимірювання в системі, за допомогою датчиків перетворюються на електричні сигнали. Вихідні сигнали датчиків – це аналогова величина, яку безпосередньо в МПС обробляти неможливо. Насамперед вихідні сигнали датчиків необхідно піддати аналого-цифровому перетворенню і подати їх у цифровому вигляді. Часто вихідний сигнал датчика зовсім незначний, а повний опір самого датчика великий. У таких випадках ще до аналого-цифрового перетворення необхідно виконати попередню обробку: підсилити сигнал і перетворити вихідний опір. Коли в системі багато датчиків, то може виникнути потреба в аналоговому мультиплексорі, який дозволяє одному АЦП обслуговувати кілька датчиків одночасно. Для правильного перетворення в цифровий код швидкозмінюваних аналогових сигналів необхідні також пристрої вибирання та зберігання.

Для введення цифрових сигналів від АЦП у мікропроцесорну систему необхідні також схеми узгодження. Як узгоджуючі пристрої часто використовують паралельні інтерфейси. Зараз вже випускаються АЦП (наприклад КШІЗПВІ), які можна приєднувати до МПС безпосередньо через її системний канал, а в деяких однокристалевих мікро-ЕОМ є свої вбудовані АЦП з усіма узгоджуючими схемами.

Найближчим часом очікується поява техніки персональної автоматизації, наприклад, кишенькових терміналів для обробки і передачі інформації, наручних годинників із пультом управління, електронною пам'яттю, вимірювачами атмосферного тиску, температури навколишнього середовища і тіла, частоти пульсу тощо. На виробничих підприємствах, де широко використовуються промислові роботи, спостерігається перехід від централізованих систем обробки інформації на основі міні-ЕОМ до систем із розподіленою обробкою і локальними КВС.

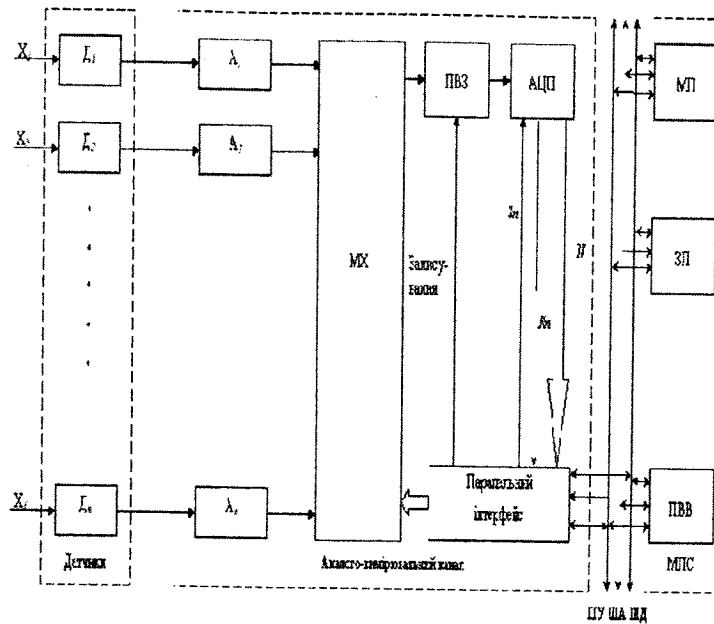


Рис. 13.11. Узагальнена структурна схема комп'ютерно-виміральної системи:
 Д – датчик; А – масштабуючий підсилювач; МХ – мультиплексор; ПВЗ – пристрій
 вибирання і зберігання; ЗП – запам'ятовуючий пристрій; ПВВ – пристрій
 введення-виведення; МПС – мікропроцесорна система

Паралельно вдосконалюється оптико-електронна вимірвальна техніка, швидко зростає кількість розробок "інтелектуальних датчиків" із вбудованими АЦП.

13.6. МЕТРОЛОГІЧНІ ХАРАКТЕРИСТИКИ ВІС

Одним з центральних питань теорії та практики вимірвальних систем є їхнє метрологічне обслуговування. Як і для будь-якого засобу вимірювання, кінцева мета метрологічного обслуговування вимірвальних систем – забезпечення заданого рівня точності вимірювання, що неможливо, зокрема, без вірогідної оцінки похибки вимірювання. На похибку вимірювання впливають:

- властивості вимірвальної системи, що відображаються її метрологічними характеристиками;

- умови експлуатації, що відображаються характеристиками впливових величин;

- властивості об'єкта вимірювання, що описуються характеристиками сигналів, параметри яких підлягають вимірюванню та іншими характеристиками об'єкта вимірювання, що впливають на похибку вимірювання (повні внутрішні опори джерел сигналів тощо);

- засіб вимірювання і засоби вимірвальних перетворень всередині системи, що породжують методичні похибки;

- алгоритм обробки результатів прямих вимірювань за допомогою вбудованого в вимірвальну систему обчислювального пристрою.

Велика різноманітність об'єктів, що обслуговуються ВІС, і умов експлуатації породжує багатоподібність вимірвальних систем за їхнім складом, структурою, принципом дії, функціональними можливостями. Можна виділити три найбільш характерні області застосування вимірвальних систем: наукові дослідження, випробовування і контроль складних виробів, управління технологічними процесами.

Відокремлювальні особливості ВІС для наукових досліджень полягають у підвищених вимогах до метрологічних характеристик, великій різноманітності вимірюваних величин, розвиненості засобів реєстрації інформації, великій ємності оперативної та зовнішньої пам'яті обчислювальних приладів, складності алго-

ритмів обробки результатів вимірювання, підвищених вимогах до універсальності систем за охоплюючими діапазонами вимірювань і виглядом вимірювальних величин, можливості налагодження, адаптації системи.

ВІС, що використовуються для випробувань виробів, поділяються на дві групи, в залежності від вигляду випробувань. До першої відносяться системи випробувань піддослідних зразків, які в значній мірі наближаються до систем для наукових досліджень. В цій групі вимірювальні системи з фіксованим складом засобів вимірювання, що входять в них, в значеній мірі витіснені агрегатними вимірювально-обчислювальними комплексами зі зміною за кількістю, структурою та складом використаних засобів вимірювань. Кількість вимірювальних каналів в таких системах досягає 2000, кількість багатотипових каналів – декількох десятків. Виконується складна обробка великого масиву інформації. До другої групи відносяться ВІС для випробувань серійних виробів, що відрізняються від систем першої групи меншою кількістю вимірювальних каналів (звичайно не більше 200), меншою складністю обробки інформації, але вони більш стабільні за своїм складом. Звичайно, з однією і тією ж обчислювальною частиною працюють декілька (за кількістю випробувальних стендів) вимірювальних частин системи.

В складі автоматичних систем управління технологічними процесами ВІС відрізняються великою кількістю вимірювальних параметрів, значною рознесеністю в просторі точок, в яких здійснюється вимірювання, і великою довжиною провідних ліній зв'язку, індивідуальною прив'язкою до технологічного об'єкта, розвиненістю у пристроїв візуального уявлення інформації, застосуванням в їхньому складі спеціалізованих обчислювальних приладів.

Таким чином, ВІС більшою частиною являють собою специфічні засоби вимірювання, особливості яких не дозволяють використати для них в досвід метрологічного забезпечення вимірювальних приладів і вимірювальних перетворювачів незмінному вигляді. До них, насамперед, відносяться:

комплектація вимірювальної системи як єдиного виробу з частин, що випускаються різними підприємствами, на місці експлуатації. В результаті буде відсутня заводська нормативно-технічна документація (технічні умови), регламентуюча, зокре-

ма, метрологічні вимоги до вимірювальних систем як до єдиного виробу, що гарантуються виробником;

рознесеність на значні відстані (інколи до сотень кілометрів) окремих частин вимірювальної системи і, як наслідок, відмінність зовнішніх умов, в яких вони знаходяться;

можливість розвитку, нарощування вимірювальної системи в процесі експлуатації або можливість зміни її складу (структури) в залежності від мети експерименту, що, по суті, виключає або ускладнює регламентацію вимог щодо таких систем, на відміну від звичайних засобів вимірювання (вимірювальних приладів тощо), що є “завершеними” виробами на час їх випуску;

розміщення окремих частин вимірювальної системи на пересувних об'єктах. В результаті одна (передаюча) частина системи може працювати з різноманітними іншими (приймальними) частинами в процесі одного і того ж циклу вимірювання по мірі переміщення об'єкта. При випуску та при експлуатації таких вимірювальних систем заздалегідь невідомі конкретні примірники приймальної та передаючої частин, що будуть працювати спільно, тому буде відсутній “стабільний” об'єкт, для якого регламентуються метрологічні вимоги;

включення первинних вимірювальних перетворювачів до складу технологічного обладнання, що ускладнює контроль вимірювальної системи в цілому.

Розробка інженерних засобів вирішення питань метрологічного забезпечення вимірювальних систем і стандартизація цих засобів знаходяться в стадії становлення. Щоб забезпечити виконання кінцевої задачі, що вирішується з використанням метрологічних характеристик вимірювальної системи (оцінку похибки вимірювання), необхідно компенсувати відсутність норм на метрологічні характеристики системи в цілому. Така компенсація можлива трьома шляхами:

визначенням метрологічних характеристик вимірювальної системи розрахунковим шляхом за метрологічними характеристиками складників системи;

експериментальним визначенням метрологічних характеристик вимірювальної системи в цілому для кожного її примірника індивідуально;

розрахунком похибки вимірювання за метрологічними характеристиками складників, обминаючи (явно) етап визначення метрологічних характеристик вимірювальної системи в цілому.

В загальному випадку, у відповідності до стандартів для ВІС, нормують такий комплекс метрологічних характеристик, що забезпечує використання розрахункового засобу визначення похибки кінцевого результату вимірювання [25, 28, 29, 33...36]:

1. Характеристики систематичної складової основної похибки вимірювального каналу; межа Δ_{CD} допустимого значення, математичне очікування $M[\Delta_c]$ та середньоквадратичне відхилення $\sigma_x(\Delta_c)$ систематичної складової основної похибки вимірювального каналу даного типу.

2. Характеристики випадкової складової основної похибки вимірювального каналу: межа $\sigma_D \left(\overset{0}{\Delta} \right)$ допустимого значення середньоквадратичного відхилення, номінальна нормалізована автокореляційна функція $r_\Delta(\lambda)$ або номінальна спектральна густина $S_\Delta(\omega)$ і межі допустимих відхилень від означених номінальних функцій випадкової складової $\overset{0}{\Delta}$ основної похибки вимірювального каналу даного типу.

3. Межа b_D допустимого значення варіації вихідного сигналу вимірювального каналу даного типу.

4. Характеристики, які відбивають взаємодію вимірювального каналу з об'єктом вимірювання.

5. Повний вихідний опір вимірювального каналу, який закінчується вимірювальним перетворювачем.

6. Динамічна характеристика вимірювального каналу: одна з номінальних функцій зв'язку між вхідним і вихідним сигналами, що змінюються у часі (передаточна функція, імпульсна вагова функція, перехідна (часова) характеристика, амплітудні- та фазочастотні характеристики тощо) і межа допустимого відхилення від означеної номінальної функції зв'язку або будь-яка характеристика, що дозволить встановити зв'язок між вхідними та вихідними сигналами, що змінюються.

7. Неінформативні параметри вихідного сигналу вимірювального каналу з вимірювальним перетворювачем на виході.

8. Номінальна функція виливу і межа допустимого відхилення від номінальної функції вимірювального каналу.

9. Метрологічні характеристики, які відбивають взаємний вплив каналу на канал.

КОНТРОЛЬНІ ЗАПИТАННЯ

1. Дати визначення ВІС.
2. На які типи розподіляються ВІС ?
3. Виконати порівняльний аналіз ВІС.
4. Пояснити характерні особливості ВОК на прикладі узагальненої структурної схеми.
5. Навести структурну схему КВС.
6. Перерахувати основні метрологічні характеристики ВІС.

ГЛАВА 14. АВТОМАТИЗАЦІЯ ПОВІРКИ ЗАСОБІВ ВИМІРЮВАЛЬНОЇ ТЕХНІКИ

Широке розповсюдження засобів електричних вимірювань в усіх областях науки, техніки і виробництва зумовлене рядом їхніх безсумнівних достоїнств, до яких відносяться простота і зручність експлуатації, можливість використання для вимірювання неелектричних величин, а також можливість передачі сигналів вимірювальної інформації для подальшого перетворення, зберігання, обробки й управління. Потреби сучасної промисловості вимагають збільшення обсягів випуску ЗВ, а також розробки ЗВ електричних величин нових типів з вдосконаленими технічними та метрологічними характеристиками. Водночас різко зростають і обсяги повірочних робіт, що при орієнтації на ручну повірку призводять до економічно не виправданого розширення повірочних підрозділів за рахунок збільшення людських ресурсів і повірочного обладнання.

Підвищити економічну ефективність повірочних робіт, а також вірогідність результатів повірки можливо тільки шляхом автоматизації повірочного процесу.

Рішення питання про автоматизацію повірки засобів електричних вимірювань, крім загальних проблем, має і свою специфіку [13]. Перша зі специфічних особливостей полягає в обширності номенклатури засобів електричних вимірювань (ЗЕВ) як за вимірювальними величинами, так і за технічними та метрологічними характеристиками. Це створює певні труднощі як у визначенні необхідного рівня автоматизації повірочного обладнання, так і в ступені його універсальності або навпаки – спеціалізації, особливо для відомчих метрологічних служб.

Один зі шляхів подолання цієї проблеми – створення гнучких модульних систем на основі ВІС і ВОК з використанням комплектів змінних блоків.

Другою специфічною особливістю процесу повірки ЗЕВ є наявність, або відсутність, у них електричного виходу. Більшість аналогових ЗЕВ, особливо старого покоління, які широко використовуються в промисловості, не мають електричного виходу, що істотно ускладнює не тільки процес зняття показань цих приладів, але й обробку результатів вимірювань. Зараз

ведуться роботи з розробки досить ефективних відлікових приладів для зняття показань, наприклад, стрілочних приладів.

Однак до нинішнього часу широкого розповсюдження в практиці повірочних робіт подібні прилади не отримали.

14.1. МЕТОДИ, ЩО ЗАСТОСОВУЮТЬСЯ ДЛЯ АВТОМАТИЗАЦІЇ ПОВІРКИ ЗВТ

Автоматизація повірки ЗЕВ може бути проведена з використанням засобів тестових сигналів та еталонних мір.

При використанні засобу тестових сигналів на ЗВ, що повіряється, подається типовий тестовий сигнал або з багатозначної програмно-керуючої еталонної міри (рис. 14.1, *а*), або з джерела тестових сигналів з наступним контролем за еталонним ЗВ (рис. 14.1, *б*).

В першому випадку (рис. 14.1, *а*) за певною програмою з запам'ятовуючого пристрою (ЗП) ЕОМ подається сигнал на програмно-керуючу міру, з виходу якої на вхід повіряючого ЗВ подається тестовий сигнал. З електричного виходу повіряючого ЗВ у вигляді цифрового коду сигнал реакції надходить в ЕОМ і за програмою порівнюється з кодом тестового сигналу, виробляється обчислення похибки повіряючого ЗВ за певним алгоритмом й порівняння отриманої похибки з допустимим значенням.

У випадку відсутності програмно-керованої міри (рис. 14.1, *б*) за сигналом від ЕОМ виробляється ручна установка тестового сигналу від джерела сигналів. Контроль тестового сигналу виробляється за еталонною мірою. Сигнал реакції повіряючого ЗВ у вигляді коду надходить в ЕОМ для подальшої обробки, як і в першому випадку. Однак рівень автоматизації тут нижче, бо не представляється можливим автоматизувати процес установки текстового сигналу від джерела.

При методі еталонної міри (рис. 14.1, *б*) не можливо подати тестовий сигнал на повіряючий ЗВ не має можливості. В цьому випадку на вхід повіряючого ЗВ подається або сигнал, що до відповідний до установки показчика на повіряючу відмітку шкали, або сигнал, регламентований НТД для цих відміток. Сигнал подається водночас на входи повіряючого ЗВ та на еталонну міру і встановлюється повіряючим від руки. Інформація для

подальшої обробки на ЕОМ подається у вигляді коду з виходу еталонної міри.

В засобі еталонної міри ступінь автоматизації ще нижча, ніж у другому випадку, бо тут автоматизується лише процедура зняття й обробки інформації еталонної міри.

На застосуванні методу тестового сигналу засновані сучасні автоматизовані повірочні установки УЗ58 та УППУ-1М. А на методи еталонної міри – існуючі до нинішнього часу установки УЗ55 та УЗ551.

14.2. ПРОГРАМНО-КЕРУЮЧІ МІРИ СТРУМУ ТА НАПРУГИ

Калібратори струму та напруги в нинішній час знаходять все більш широке застосування в практиці повірочних робіт. Це пов'язано з тим, що при їхньому використанні дуже просто реалізується метод прямого вимірювання, а також із можливістю створення на їхній основі автоматизованих засобів повірки.

Калібратори струму та напруги можуть працювати у режимі як ручного, так і автоматичного управління, вони володіють високою точністю, зручністю експлуатації та універсальністю. Широке застосування в метрологічній практиці отримали калібратори В1-9, В1-13, Ф7046, П320, П321.

Калібратор В1-9 обладнаний пристроєм, що дозволяє відраховувати похибку повіряючого приладу у відносному вигляді безпосередньо за шкалою.

Програмно-керуючі калібратори П320 та П321 являють собою прецизійні джерела каліброваних (тобто відомих з певною точністю) сигналів постійного струму.

При роботі за програмою установка необхідного значення вихідного параметру виробляється в двійково-десятковому коді з ваговими коефіцієнтами 8-4-2-1. Калібратори призначені для повірки аналогових, так і цифрових приладів струму й напруги.

Калібратор напруги П320 являє собою прецизійне джерело каліброваних напруг (ДКН), але може працювати і як джерело каліброваних струмів (ДКС). Калібровка вимірювального тракту П320 здійснюється за нормальним елементом класу точності 0,001. При цій умові калібратор з берігав високі метрологічні

характеристики, вказані в його технічному описі, на протязі не менше 2-х років.

Калібратор ПЗ20 забезпечує на виході отримання шести десяткових розрядів: каліброваних напруг в діапазоні $10^{-5} \dots 10^3$ В (режим ДКН); каліброваних струмів в діапазоні $10^{-9} \dots 10^{-1}$ А (режим ДКС).

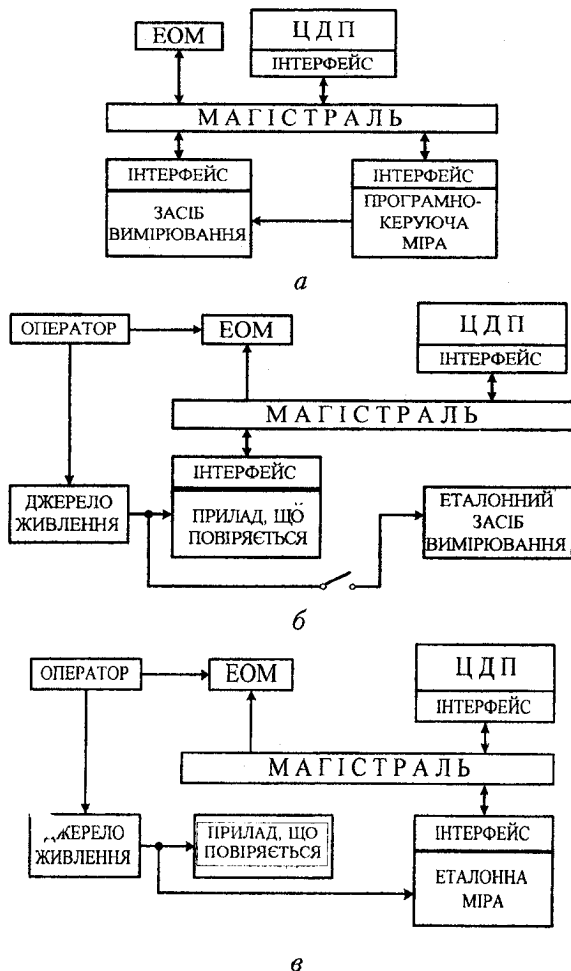


Рис. 14.1. Структурні схеми автоматизованих вимірювальних систем, основані на методі еталонного сигналу та еталонної міри

Калібратор струму ПЗ21 являє собою прецизійне джерело каліброваних струмів (ДКС) і може працювати як джерело каліброваних напруг.

Калібратор забезпечує такі вихідні параметри: калібровані струми (режим ДКС) в діапазоні $10^{-9} \dots 10$ А з кінцевими значеннями діапазонів 10 та 100 мкА; 1,10 та 100 мА; 1 та 10 А; калібровані напруги (режим ДКН) в діапазоні $10^{-5} \dots 10$ В з кінцевими значеннями діапазонів 1 та 10 В.

Дискретність установки каліброваного струму не більше 1 нА на діапазонах 10, 100 мкА та 1 мА; 10 нА на діапазоні 1 мА; 10 нА на діапазоні 100 мА; 1 мкА на діапазоні 1 А і 10 мкА на діапазоні 10 А. Дискретність установки каліброваної напруги не більше 10 мкВ.

Межа допустимої основної похибки калібраторів ПЗ20 та ПЗ21 залежить від режиму роботи і розраховується за формулами, які наведені в їхніх технічних описах. Калібратори струму і напруги побудовані за ідентичними структурними схемами (рис. 14.2) і відрізняються тільки складом елементів, що входять в принципові електричні схеми, завдяки яким на виході ПЗ20 одержуються тільки десяткові розряди каліброваної напруги, а на виході ПЗ21 – струму.

Калібратори мають дві функціональні частини: власне джерело каліброваної напруги ДКН (чи ДКС) і схему управління СУ. Конструктивно обидві частини ізольовані одна від одної та розподілені захисним екраном.

Метрологічно найбільш відповідальною частиною є кероване джерело опорних сигналів (ДОС), що виконане на основі кремнієвого стабілітрона з гарантованим дрейфом нуля і вихідною каліброваною напругою $U_k + \Delta U_k$. Так як вихідний сигнал U_k з ДОС низького рівня, то він подається для подальшого підсилення на масштабний підсилювач МПС. ДОС та МПС знаходяться в активному термостаті для зниження додаткових похибок внаслідок зміни температури.

Для отримання необхідних діапазонів вихідних напруг (режим ДКН) або струмів (режим ДКС) використовуються масштабний перетворювач у вигляді широтно-імпульсного модулятора ШІМ, що є усереднюючим пристроєм на основі RC-фільтрів. До входу ШІМ періодично підключається сигнал $E_{оп}$ з виходу МПС за допомогою керуючих ключів.

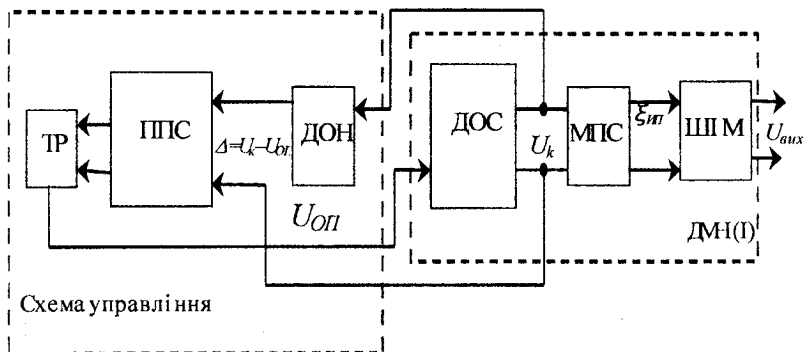


Рис. 14.2. Структурна схема калібратора

Схема управління містить джерело опорних напруг ДОН з вихідним сигналом $U_{оп}$, підсилювач постійного струму ППС і регулюючий транзистор ТР. На вхід ППС подається сигнал різниці $\Delta = U_k - U_{оп}$, що після підсилення подається на регулюючий транзистор, викликаючи зміну напруги в ньому.

В свою чергу, ТР подає такий сигнал на ДОС, викликаючи зміну U_k до отримання рівності $U_k = U_{оп}$ з необхідною точністю.

14.3. АВТОМАТИЗОВАНІ ПОВІРОЧНІ УСТАНОВКИ ПЕРШОГО РІВНЯ

До автоматизованих засобів повірки першого рівня відносять напівавтоматичні компенсаційні установки, що до нинішнього часу широко застосовуються в переважній більшості відомчих МС для повірки стрілочних аналогових амперметрів, вольтметрів та ватметрів постійного струму класів точності 0.1...0.5, наприклад, установки У355. Структурна схема [19] напівавтоматичної компенсаційної повірочної установки зображена на рис. 14.3.

Джерелом вимірювальної величини струму або напруги, що подається на вхід повіряючого ЗВ (ПЗВ), є формувач вхідного сигналу ФВС (задатчик сигналу вимірювальної фізичної величини), що повинен володіти необхідною потужністю та дозволяти змінювати вимірювальну величину ЗВ в межах всього його

діапазону вимірювання. Суміщення показчика приладу з повіряємою відміткою шкали X_i виробляється повіряючим вручну.

Вимірювальна частина установки (на рисунку обведена суцільною лінією) призначена для вимірювання та реєстрації основних похибок ЗВ і включає в себе: масштабний перетворювач МП, джерело опорної напруги ДОН, калібратор опорної напруги КОН, суматор Σ , підсилювач сигналу ПС, вимірювач похибки ВМП з відліковим пристроєм ВП.

Принципово схема може бути доповнена реєструючою частиною (показана пунктиром), що складається з блоку зв'язку БЗ, транскриптора ТР і цифродрукуючого приладу ЦДП.

Сигнал X_i (струм або напруга) для суміщення показчика приладу з повіряючою відміткою шкали надходить від ФВС на ЗВ і водночас на масштабний перетворювач МП, де перетворюється в сигнал x'_i , який сприймається суматором Σ для проведення операції порівняння.

За допомогою КОН та ДОН формуються опорні сигнали $x_{iоп}$, відповідні номінальним значенням для повіряючих відміток ЗВ. Сигнал $x_{iоп}$ також надходить на суматор, що порівнює x'_i та $x_{iоп}$, і формує сигнал різниці $\Delta x_i = x'_i - x_{iоп}$, пропорційний поправці для повіряючої відмітки. Сигнал Δx_i після підсилення ПС подається на ВМП, де перетворюється і надходить на ВП для візуального сприйняття реєстрації.

Основний внесок в загальну похибку вимірювання на таких установках роблять елементи вимірювальної частини МП, КОН і ДОН, похибки яких сумуються.

В компенсаційних напівавтоматичних установках, призначених для повірки амперметрів, вольтметрів і ватметрів, застосовуються дві групи МП: за струмом МПІ та за напругою МПН. Як МПІ використовуються шунти $R_{ш}$ і зразкові котушки опору $R_{зр}$, а як МПН – зразкові дільники напруги ДН. Для створення опорних сигналів (КОН, ДОН) $x_{iоп}$ використовують потенціометри постійного струму (ППС) спільно з нормальними елементами (НЕ).

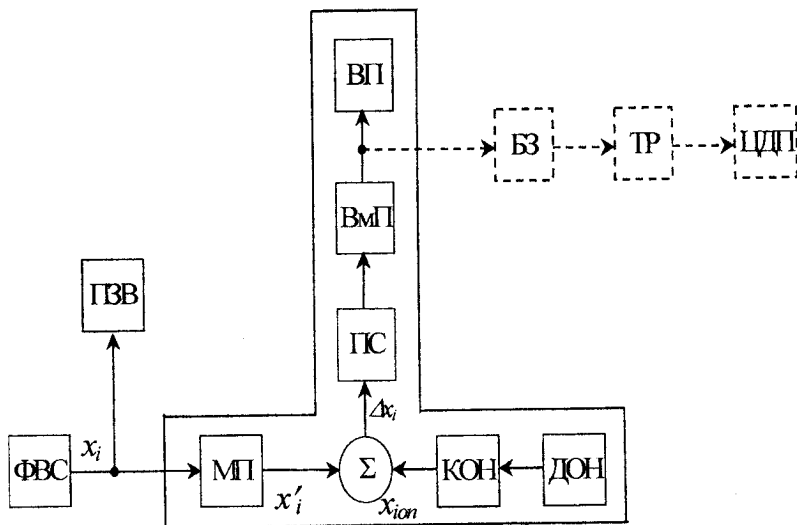


Рис. 14.3. Структурна схема напівавтоматичної компенсаційної повірочної установки

Автоматизовані повірочні установки, побудовані на принципі термокомпарування, широко застосовуються для повірки аналогових і цифрових приладів змінного струму. Для реалізації цього принципу необхідні такі елементи: джерела живлення постійного та змінного струмів, термоперетворювач і еталонний засіб вимірювання постійного струму. Структурна схема установки, що реалізує принцип термокомпарування, наведена на рис. 14.4.

Сигнал джерела змінного струму ДЗС подається на повіряючий засіб вимірювання ПЗВ і на термоперетворювач ТП. На виході ТП виникає термоЕДС (ТЕДС) e_{T-} , що пропорційна значенню змінного струму, що протікає через ПЗВ. Ця термоЕДС подається на запам'ятовуючий пристрій ЗП. Після цього на вхід ТП надходить сигнал від джерела постійного струму ДПС і на виході ТП виникає ТЕДС e_{T+} , що пропорційна вхідному сигналу постійного струму. Обидві ТЕДС e_{T-} та e_{T+} подаються на порівняльний пристрій ПП, що виробляє сигнал різниці $\Delta i = e_{T-} - e_{T+}$; сигнал з ПП регулюють до тих пір, доки

різниця не стане в ідеальному випадку рівна нулю, тобто виробляється повне зміщення. Дійсне значення сигналу змінного струму визначають за еталонним пристроєм постійного струму (ЕППС).

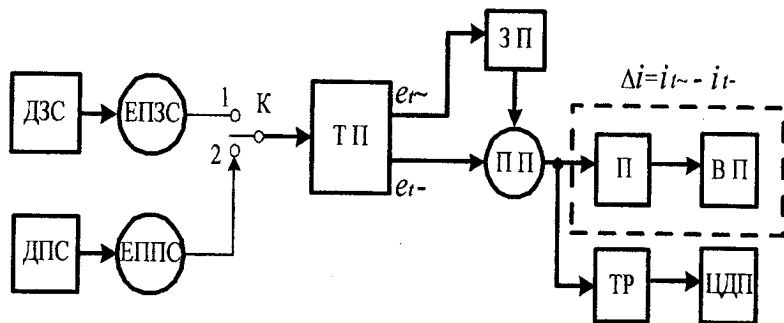


Рис. 14.4. Структурна схема реалізації принципу термокомпарування

Реалізувати метод повного заміщення легше тому, що він не вимагає застосування ТП з суворо лінійними характеристиками, бо для визначення похибки ПЗВ вимагається тільки встановити факт рівності e_{T-} та $e_{T~}$.

Побудована за цією структурною схемою напівавтоматична повірочна установка У3551 відноситься до засобів автоматизації першого рівня. Установка У3551 забезпечує повірку: амперметрів з діапазоном вимірювання від 100 мкА до 25 А; вольтметрів від 200 мкВ до 600 В; ватметрів з діапазоном вимірювання за струмом від 1 мА до 25 А і по напрузі від 1,2 до 600 В, у діапазоні частот 10...20000 Гц. Похибка вимірювання на установці залежить від діапазону і виду вимірювальної величини, а також від діапазону частот, і вимірюється від 0,025 до 0,3 %.

Установка складається з трьох самостійних конструкцій: стійки живлення, вимірювального стенду та напівавтоматичної компенсаційної установки У355. Як джерело живлення змінного струму використовується малопотужний генератор низької частоти Л410 спільно з підсилювачами Ф411, Ф413 та Ф414, що забезпечують необхідні вимірювання за струмом й напругою. Як

джерело живлення постійного струму використовуються компенсаційні установки УЗ55, П136 та П138; як ЕПЗС – потенціометр РЗ55; як відліковий пристрій – вихідний прилад автокомпенсатора; термокомпаратор У410 (або У 411) виконує роль ТП.

14.4. АВТОМАТИЗОВАНІ ПОВІРОЧНІ УСТАНОВКИ ДРУГОГО РІВНЯ

За структурною схемою, яка показана на рис. 14.4, побудована автоматизована установка другого рівня УППУ-1М, що реалізує метод неповного заміщення. На відміну від установки УЗ551, в УППУ-1М від ДЗС (ДПС) подається номінальний сигнал для повіряючої відмітки ПЗВ. В цьому випадку ПП виробляє сигнал різниці $\Delta i = e_{T+} - e_{T-}$, який повинен бути пропорційний похибці для повіряючої відмітки ПЗВ. Для отримання такої пропорційності ТП, що застосовуються, повинні володіти суворо лінійними характеристиками. Після перетворення в перетворювачі П, різниця надходить на відліковий пристрій ВП і через транскриптор ТР – на ЦДП (ці кола на рис. 14.4 показані пунктиром).

Установка УППУ-1М призначена для перевірки аналогових і цифрових амперметрів, вольтметрів і ватметрів ($\cos \varphi = 1$) змінного струму в діапазоні частот 40...20000 Гц. Установка дозволяє повіряти амперметри з діапазонами вимірювань 10^{-4} ...10 А; вольтметри з діапазонами 750 В. Похибка вимірювання на установці, в залежності від вимірювальної величини й діапазону частот, змінюється від 0,03 до 0,15 %.

Спрощена структурна схема установки при повірці амперметрів і вольтметрів представлена на рис. 14.5.

Після підключення оператором повіряючого приладу до відповідних ʼажимів, вибору діапазону вимірювання й установку на повірять, відмітку шкали похибка приладу відраховується автоматично на протязі 7 с. Результати перевірки, після перетворення в перетворювачі коду ПК, у вигляді наведеної похибки (в %), реєструються на цифровому відліковому пристрої ЦВП і через транскриптор фіксуються цифродрукуючим пристроєм ЦДП. Крім того, ЦДП реєструє порядковий номер повіряючої відмітки, знак і числове значення похибки.

Джерело сигналів постійного струму повинно водночас бути і джерелом (мірою) тестових сигналів. Тому в установці УППУ1-М він виконаний на базі калібровача постійного струму.

В установці застосовуються термоелектричні перетворювачі зі суворо лінійними характеристиками: при повірці амперметрів і вольтметрів – термоелектричний вимірювальний перетворювач напруги ВПН (рис. 14.5); при повірці ватметрів – термоелектричний вимірювальний перетворювач потужності ВПП.

Як джерело живлення змінного струму використовується малопотужний генератор ГЗ-102, з якого сигнал подається на фазорегулятор ФР, де поділяється на два сигнали (струм і напругу), які зсунуті між собою по фазі. Після ФР сигнали надходять на підсилювачі струму і напруги ПС і ПН, потужність яких на виході складає 40 ВА при вихідному струмі 2 А та напрузі 20 В, для отримання необхідного діапазону вимірювання при повірці приладів, а їх живлення виконується через трансформатори струму й напруги (ТС та ТН).

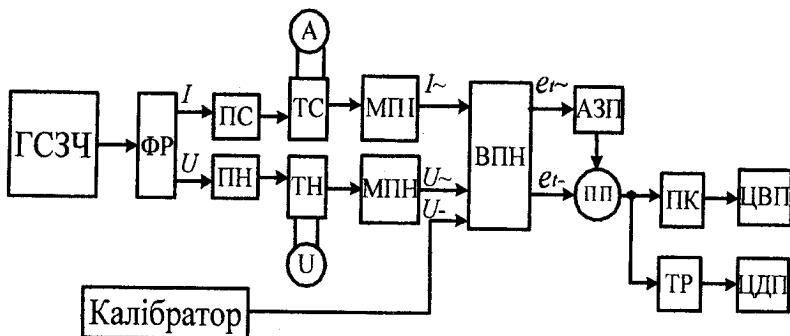


Рис. 14.5. Структурна схема автоматизованої повірочної установки УППУ-1М:

ГСЗЧ-генератор сигналів звукової частоти

Номинальні вихідні сигнали ВПН та ВПП дорівнюють 1 В. Тому для приведення вимірювальних величин до цього значення в схемі використовуються два масштабні перетворювачі за струмом МПІ та напругою МПН. Перетворювач МПІ забезпечує

перетворення 40 діапазонів вимірювання за струмом, а МПН – 54 діапазонів за напругою. При цих умовах наведена похибка γ_i , повіряючого приладу буде пропорційна абсолютній похибці Δ_i , поділений на коефіцієнт масштабного перетворення

M (в %): $\gamma_i = \frac{\Delta_i}{M}$. Результати вимірювання на змінному струмі

e_T фіксуються в аналоговому запам'ятовуючому пристрої АЗП.

До автоматизованих засобів повірки другого рівня також відноситься працююча за жорсткою програмою спеціалізована установка УЗ58, яка побудована на базі програмованих калібраторів ПЗ20 та ПЗ21. Установка призначена для автоматизованої повірки цифрових і аналогових амперметрів, вольтметрів і ватметрів на постійному струмі. Вона дозволяє повірять вказані прилади з діапазонами вимірювань від 12,5 мВ до 1000В та від 0,125 мА до 10 А. Крім того, спільно зі зразковою котушкою $R_{zp} = 0,001$ Ом і додатковим опором $R_{од} = 0,001$ Ом можна виконувати відповідну повірку мілівольтметрів з діапазонами 0,1...10 мВ і мікроамперметрів з діапазоном 0,1...100 мкА.

Похибки вимірювань при повірці залежать, в основному, від складу еталонних ЗВ, що входять до конкретної вимірювальної схеми. Так при повірці амперметра і вольтметра похибка вимірювання визначається похибками калібраторів ПЗ21 й ПЗ20 відповідно, а при повірці ватметра – сумою похибок ПЗ20 й ПЗ21.

14.5. АВТОМАТИЗОВАНІ ПОВІРОЧНІ УСТАНОВКИ ТРЕТЬОГО РІВНЯ

Спрощена структурна схема системи автоматизованої повірки третього рівня наведена на рис. 14.6. Функціонування всіх елементів системи здійснюється за керуючими командами, що надходять від ЕОМ. Крім того, ЕОМ здійснює: управління процедурою повірки; реєстрацію результатів повірки; обчислення похибки за алгоритмом, що прийнятим для заданого ПЗВ; формування даних для протоколу повірки.

Зовнішній оперативний запам'ятовуючий пристрій (ОЗП) призначений для зберігання алгоритму повірки у вигляді машинної програми і вхідних даних ПЗВ. Візуально інформація,

що зберігається в оперативній пам'яті машини, може бути представлена на дисплеї Д або терміналі. Контролер виконує функції цифрового блоку управління процесором повірки заданих типів ПЗВ для забезпечення необхідної швидкодії та надійності системи, а також функції спряження вимірювальної й обчислювальної частин систем. Оформлені результати повірки фіксуються у вигляді протоколу цифродрукуючим пристроєм ЦДП.

В такій системі до обов'язків оператора ОП входять тільки управління й контроль правильності функціонування системи. Сприймаючи дані з дисплею і ЦДП, він здійснює управління за допомогою клавіатури Кл.

За командою оператора ЕОМ викликає з ОЗП програму повірки та вхідні дані про ПЗВ (діапазон вимірювання, повіряємі точки тощо) і подає команду на ФВС, що, в свою чергу, виробляє сигнал, відповідний точці, що повіряється. Цей сигнал надходить на вхід ПЗВ. Через проміжок часу, необхідний для встановлення показань ПЗВ, контролер викликає сигнал з виходу ПЗВ і відправляє його в ЕОМ. ЕОМ запам'ятовує результат вимірювання та обчислює похибку для повіряючої точки ПЗВ. Після цього запитує з ОЗП допустиме значення і робить висновки про виконання умови придатності ПЗВ в даній точці. Далі подається команда на повірку наступної точки і цикл повторюється. Після повірки всіх точок ПЗВ ЕОМ формує протокол повірки і за командою оператора видає його на ЦДП. В залежності від типу приладу, що повіряється, і вигляду фізичної вимірювальної величини даним приладом, змінними елементами системи можуть бути калібратор сигналів (КС), програма, що зберігається в ОЗП, і контролер.

За подібною структурною схемою побудований, наприклад, автоматизований повірочний комплекс (АПК) "Кедр", призначений для повірки цифрових вольтметрів в автоматичному режимі.

АПК також може використовуватись для повірки аналогових приладів. В цьому випадку АПК виробляє калібровані сигнали, відповідні повіряючим відміткам шкали ПЗВ, за заданою програмою з пульта управління (ПУ), але підраховувати показання ПЗВ повіряючому потрібно візуально.

Для роботи АПК на постійному струмі як ФВС використо-

ується програмно-керуючий калібратор Ф7046; для роботи при вимірюванні опорів – програмно-керуючий магазин опору Р3045. Для роботи на змінному струмі використовуються не-стандартизовані програмовані генератор-калібратор змінного струму ГП-3, індуктивний дільник ДП-2 та підсилювач У-3М.

Вимірювальна частина АПК може працювати автономно. Автоматична перевірка можлива для приладів, що мають роз'єм виходу АЦП установки коду. Подібні роз'єми є, наприклад, у таких вольтметрів, як В7-16, В7-16А, В7-28, Р383, Щ63000 тощо.

За аналогічною структурною схемою побудовані та автоматизовані робочі місця повіряючого (АРМ-П), які дозволяють проводити перевірку чотирьох приладів водночас.

ХАРАКТЕРИСТИКИ АРМ-П

1. Режим вимірювання напруги постійного струму: діапазон вимірювання від 10^{-5} до 1000 В; приведена основна похибка 0,0025–0,15 %.
2. Режим вимірювання постійного струму: діапазон вимірювання від $1 \cdot 10^{-9}$ до 10 А; приведена основна похибка 0,017–0,04 %.
3. Режим вимірювання напруги постійного струму: діапазон вимірювання від $1 \cdot 10^{-7}$ до 1000 В; приведена основна похибка 0,02–5,5 %; частотний діапазон від 20 Гц до 100 кГц.

При роботі на постійному струмі використовується серійно програмовані калібратори ПЗ20 та ПЗ21; на змінному струмі – калібратор В1-9 спільно з підсилювачем ЯВ-22; при вимірюванні опорів – програмно-керуючі міри опору Р3026, Р4075 і Р4076. АРМ-ПЩУ виконане на базі мікроЕОМ СМ1400. АРМ-П є нижнім рівнем дворівневої ієрархії структури автоматизованої повірочної системи (АПС). Ядром АПС є мініЕОМ верхнього рівня та її операційна система РАФОСП. ЕОМ верхнього рівня здійснює диспетчерські функції в роботі ЕОМ нижнього рівня, роботу з базами даних за різноманітними аспектами, генерацію системи на початку і в процесі роботи. Кожна ЕОМ нижнього рівня вирішує задачу перевірки в своєму АРМ-П і пов'язана з іншими АРМ-П через ядро системи.

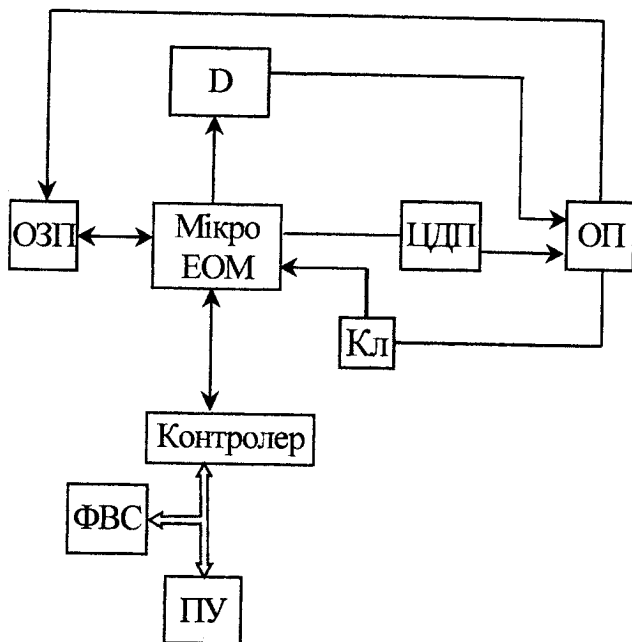


Рис. 14.7. Структурна схема автоматизованої повірки третього рівня.

Всі зовнішні прилади, якими укомплектовані АРМ-П, підключені до периферійної ЕОМ або безпосередньо, або через блоки спряження.

14.6. ПЕРСПЕКТИВИ РОЗВИТКУ АВТОМАТИЗАЦІЇ ПОВІРКИ ЗВТ

Подальший розвиток автоматизованих засобів повірки електровимірювальної техніки повинен проводитись по шляху вдосконалення та створення нових поколінь засобів повірки другого й третього рівнів.

Найбільший інтерес, з цієї точки зору, представляють засоби повірки третього рівня, які побудовані на основі модульних систем, орієнтованих на визначення та контроль метрологічних ха-

рактистик ЗВ. Така система повинна складатися з центрального процесора і набору модулів, проте конкретний її склад слід встановити на основі замовлення споживача і формувати засобом проектною компоновки. Ці системи прийнято називати “відкритими” в тому сенсі, що вони дадуть можливість подальшого розвитку або вдосконалення системи за рахунок зміни або додання вимірювальних, обчислювальних або програмних елементів, які входять до складу системи.

В нинішній час подібні вимірювальні системи реалізуються на основі вимірювально-обчислювальних комплексів (ВОК). Крім модульної структури та відкритості, ВОК має такі достоїнства, як можливість спрощеного метрологічного обслуговування за рахунок використання поелементної повірки.

Результатом розвитку мікроелементної бази стало конструктивне зближення і навіть злиття обчислювальних та вимірювальних елементів ВОК. Крім того, у ВОК робота апаратної частини залежить від програм, закладених в процесор, що дозволяє варіювати функціональними можливостями вимірювальної системи шляхом вимірювання програм. Остання обставина надає вимірювальній системі певну гнучкість, однак вимагає перегляду діючої НТД, яка регламентує традиційні для ВОК питання. В найбільшій мірі це відноситься до ВОК, призначених для використання в системах автоматизованої повірки. Для них істотного значення набувають проблеми забезпечення [19]:

відкритості для підключення та зміни зразкових ЗВ;

стабільності метрологічних характеристик вимірювальних каналів і каналів формування каліброваних сигналів на протязі інтервалу часу між атестаціями;

повного захисту від несанкціонованого редагування тієї частини програмного забезпечення, що управляє контролем або визначенням метрологічних характеристик повіряючого ЗВ, містить алгоритм прийняття рішення про придатність або непридатність, формує та зберігає протокол повірки, забезпечує висновок;

ідентичності реалізації алгоритмів контролю метрологічних характеристик за дотримання вимог до заданих показників вірогідності контролю для підтримання непротивіччя результатів повірок, виконаних на різноманітних примірниках установок і взаємної довіри до них;

надійності програмного забезпечення і його метрологічна атестація.

КОНТРОЛЬНІ ЗАПИТАННЯ

1. Розповісти про засіб тестових сигналів та його різновидів.
2. Розповісти про засіб еталонної міри.
3. Розповісти про структурну схему калібратора.
4. Розповісти про структурну схему компенсаційної повірочної установки першого рівня автоматизації.
5. Розповісти про автоматизовані повірочні установки, побудовані на принципі термокомпарування.
6. Перерахувати типи, технічні та метрологічні характеристики існуючих автоматизованих установок.
7. Розповісти про склад і принцип дії автоматизованої повірочної установки другого рівня УППУ-1М.
8. Розповісти про склад і роботу автоматизованої повірочної установки другого рівня У358.
9. Розповісти про структурну схему автоматизованої повірочної установки третього рівня.
10. Розповісти про автоматизовані робочі місця повіряючого (АРМ-П).
11. Розповісти про найбільш перспективні шляхи розвитку автоматизованих засобів повірки.

ГЛАВА 15. ПЕРСПЕКТИВИ РОЗВИТКУ ВИМІРЮВАЛЬНОЇ ТЕХНІКИ

15.1. ЗАГАЛЬНА ХАРАКТЕРИСТИКА ПЕРСПЕКТИВНИХ НАПРЯМКІВ

Передумовою появи сучасних та ефективних автоматизованих систем керування та вимірювання, що мають ряд нових функціональних можливостей, є розвиток обчислювальної техніки та програмних засобів, створення нових поколінь засобів вимірювання фізичних величин та технологічних параметрів, аналітичної та діагностичної техніки.

Дійсно, широке запровадження мікропроцесорної техніки сприяло переходу до проектування нового класу децентралізованих систем керування, вимірювання, обробки та контролю. Були об'єднані переваги мікропроцесорної техніки, можливості нових ЗВ та магістрально-модульного принципу організації локальних обчислювальних систем.

В зв'язку з викладеним вище можна вказати такі основні перспективні напрямки розвитку вимірювальної техніки.

1. Використання нових фізичних явищ та властивостей матеріалів для створення сучасних ЗВ, особливо первинних перетворювачів (датчиків). На сьогодні відомо більше 3000 фізичних ефектів, але при проектуванні ЗВ використовуються лише 200...300 із загальної кількості цих досягнень. В Україні значна увага приділяється розробці та широкому промислому освоєнню напівпровідникових інтегральних датчиків. Однак, як показує науковий прогноз, у найближчий час оптоелектроніка посяде важливе місце при створенні усієї (до 70-80 %) датчикової продукції.

2. Подальше використання мікропроцесорної техніки для створення нових структур ЗВ, що об'єднують раціональне розподілення апаратних та програмних засобів. Можливості мікропроцесорних ЗВ можуть бути значно розширені за рахунок реалізації різноманітних функцій з попередньої обробки вимірювальної інформації (лінеаризація, добуток коренів тощо), реалізації алгоритмів автоматичної корекції похибок тощо. Намічається уніфікація модулів засобів обчислювальної техніки (ОТ), використання магістрально-модульного принципу та перехід до

16 та 32-розрядних МП. Будуть прискорені роботи з паралельної обробки інформації на різних рівнях ОТ.

3. Створення ЗВ з поточною діагностикою та самоконтролем. Поточна діагностика та самоконтроль ЗВ під час їх функціонування за рахунок використання вмонтованих елементів є основним напрямком. Найбільш гостро проблема застосування методів вмонтованого контролю постає при створенні датчиків. Сутність методів проектування таких датчиків полягає в тому, що до складу ЗВ вносять елементи, за допомогою яких здійснюється корекція реальних функцій перетворювачів. Наприклад, при вимірюванні температури така корекція здійснюється шляхом використання вмонтованих датчиків-калібраторів температури.

4. Створення нових ЗВ з адаптацією (що особливо важливо для ВІС) обумовлене змінами зовнішніх умов, необхідністю зміни задач, що вирішуються, та пов'язані з підвищенням якості та достовірності інформації з вимірювання, контролю та діагностики. Задачі адаптації ЗВ найбільш ефективно можуть бути вирішені за рахунок алгоритмічних та програмних засобів без звертання до апаратного забезпечення ЗВ.

5. Запровадження САПР при проектуванні все більш складних ЗВ у короткі строки викликає необхідність інтенсифікації цих робіт, мета яких полягає в забезпеченні бездефектного проектування, зниженні матеріальних затрат, скороченні строків проектування. Не зупиняючись на важливості задач САПР у вимірювальній техніці, зазначимо, що теорії та методам проектування апаратної частини ЗВ присвячено багато навчальної та технічної літератури. Однак проблемі автоматизації програмного забезпечення САПР ЗВ, особливо ВІС, присвячено недостатньо уваги. Цьому питанню присвячений підрозділ 15.3.

6. Використання персональних комп'ютерів (ПК) при створенні ЗВ, особливо ВІС САК, СТД, СРО, ВОК. Перспективність цього напрямку розглянута в підрозділі 15.4.

На завершення зазначимо, що на сьогодні ставиться задача забезпечення функціонально повної номенклатури ЗВ, пристроїв отримання, передачі, обробки та використання інформації для виконання різноманітних задач контролю, регулювання та керування в різних галузях народного господарства.

15.2. АДАПТАЦІЯ В ВІС

Ефективність функціонування ВІС багато в чому визначається повнотою та достовірністю апіорної інформації про вимірювані величини, про умови функціонування ВІС. В тих випадках, коли відсутня повнота та достовірність апіорної інформації, застосовуються різні методи адаптації ВІС, що називається адаптивними АВІС.

Методи адаптації ВІС можна класифікувати у відповідності до тих задач та етапів збору та обробки інформації, які здійснюються з використанням адаптивних методів. На підставі цього, як основні, що використовують адаптацію, можна відокремити задачі адаптивного аналого-цифрового перетворювача; адаптивного збору та передачі вимірювальної інформації в ВІС; адаптивної фільтрації вимірювальної інформації; адаптивної ідентифікації вимірювальних повідомлень.

Адаптація дуже широко використовується для підвищення точності квантування з урахуванням закону розподілу вимірюваної випадкової величини. При заданому діапазоні вимірювання та кількості рівнів квантування значення рівнів квантування звичайно розподіляються рівномірно по всьому діапазону, похибка квантування при цьому визначається значенням інтервалу між сусідніми рівнями квантування та вважається рівномірно розподіленою на цій ділянці [38].

Якщо взяти до уваги, що вимірювана випадкова величина має деякий, як правило, нерівномірний розподіл в діапазоні вимірювання, то ширину інтервалу квантування на різних ділянках діапазону вимірювання природно вибрати також неоднаковою, а саме там, де імовірність значень випадкової величини вище, доцільно вибрати більш вузький інтервал між сусідніми рівнями квантування, що дозволяє зменшити дисперсію квантування в середньому.

Ще одною задачею, що вирішується за допомогою адаптації, є вибір діапазону вимірювання. Так доведено, що при стохастичному квантуванні випадкових сигналів (ВС) для заданого розподілу ВС існує деяке оптимальне значення ширини діапазону, при якому результуюча похибка стохастичного квантування мінімальна. Якщо ж вказане розподілення апіорі відоме, то діапазон вимірювання може коректуватися в процесі квантування

на основі поточних вимірювань, тобто адаптивним шляхом. Великі можливості для адаптації закладені в АЦП замкненого типу, в методах ітераційної корекції похибок вимірювань [6].

Насамперед, вже сам ітераційний метод корекції похибок є, по суті, адаптивним, оскільки при будь-яких значеннях систематичних похибок вимірювального тракту, що коректується, при умові збіжності ітераційної процедури забезпечується відсутність впливу систематичних похибок на остаточний результат. Однак, крім самої ітераційної схеми, адаптація може бути присутня і на інших етапах, наприклад під час вибору кроку ітерації на кожній адаптації, забезпечуючи більш швидку збіжність остаточного результату.

Ряд можливостей для застосування адаптації існує також при вимірюванні ітераційним методом різних фізичних величин.

При переході до задач збору та передачі вимірювальної інформації виникають аспекти, пов'язані з протяжністю в часі та багатомірністю вимірювальних повідомлень. Адаптивні ВІС мають великі можливості для покращання метрологічних характеристик, підвищення стійкості до завад, скорочення надлишковості.

Відомі різні підходи до побудови адаптивних систем збору вимірювальної інформації. Так, за функціональною ознакою адаптивні ВІС поділяють на системи з ущільненням даних: самонавчальної системи, системи зі структурою, що може бути перебудована. На сьогодні найбільш дослідженими є системи з ущільненням даних. Принцип ущільнення полягає в зменшенні кількості відліків вимірювального повідомлення та може бути реалізований також по-різному.

Розрізняють методи адаптивної комутації та адаптивної дискретизації. При адаптивній комутації здійснюється опитування кількох вимірювальних каналів та в кожному циклі опитування до системи збору підключається канал з найбільшим відхиленням повідомлення від деякого прогнозуючого значення. Переданий відлік супроводжується адресою. При адаптивній дискретизації моменти формування відліків визначаються за поточним відхиленням від значення повідомлення для даного каналу, що прогнозується. Звичайно використовують найпростіші види прогнозуючих пристроїв – кінцево-різничні передбачувачі нульового та першого порядку. Ефективність прогнозу може бути під-

вищена за рахунок застосування більш точних параметричних моделей. Наприклад, в тому ж класі кінцево-різничних моделей можуть бути використані моделі типу авторегресії – ковзаючого середнього. Однак платнею за підвищення ефективності прогнозу є необхідність знання параметрів моделі. Оскільки саме вимірювальне повідомлення наперед, як правило, не може бути ідентифікованим, виникає необхідність в одночасній оцінці параметрів моделі, що призводить до побудови адаптивних систем збору, принцип роботи яких ґрунтується на поточній ідентифікації моделі вимірювального повідомлення в процесі надходження даних.

Тут можливі два підходи до використання моделі. Якщо вважати, що модель в часі не змінюється, то нові дані використовуються тільки для її уточнення, а сама модель використовується для прогнозу в алгоритмах ущільнення. Якщо модель процесу може змінюватися в часі, то нові дані можуть бути використані як для уточнення, так і для побудови нової моделі, параметри якої можуть бути використані як компоненти перетвореного вимірювального повідомлення. Останній принцип використовується в алгоритмах ущільнення даних на базі ортогональних перетворень. Таким чином, існує концептуальний зв'язок між різноманітними видами алгоритмів адаптивного ущільнення, зокрема між методами апаратного ущільнення та методами, що використовують ортогональне перетворення для представлення повідомлення на окремих ділянках. Обидва типи алгоритмів – граничні випадки єдиного підходу, який будується на ідентифікації вимірювальних повідомлень.

Наступне широке коло проблем адаптації пов'язане з задачею фільтрації вимірювальних повідомлень. З нею пов'язана також інша важлива задача – задача ідентифікації моделі системи та оцінювання її параметрів. Адаптивні алгоритми фільтрації та ідентифікації часто використовуються спільно, утворюючи єдину замкнену (адаптивну) схему процесу обробки вимірювального повідомлення. До таких схем, наприклад, належать адаптивні фільтри Калмана. Як відомо, адаптація може виявитись ефективним засобом підвищення стійкості до перешкод ВІС, наприклад, при використанні робастних методів. Як відомо, ефективність робастного статистичного методу визначається наперед його адекватністю, моделлю шуму, яка часто виявляється-

ся невідомою. В цьому випадку може бути використана структурна адаптація, що будеться на перебудові методу оцінювання по мірі накопичення інформації про перешкоди. ВІС є складними комплексами зі збору, перетворенню та переробці інформації; робота таких комплексів повинна аналізуватися зі схематичних позицій та описуватись великою кількістю часткових моделей. Кожна з таких моделей будеться на конкретному уявленні про ВІС як про один із варіантів кібернетичної системи, головними рисами якої, як відомо, є самостійне навчання та самоорганізація [38].

15.3. МЕТОДОЛОГІЯ ПОБУДОВИ САПР ВІС

Проектування сучасних ВІС пов'язано з вирішенням цілого комплексу різноманітних задач: системних, технічних, конструкторських, програмних, математичних тощо. Внаслідок вимог, які висувуються до якості ВІС, їх функціональних можливостей, максимального скорочення строків розробки, стає актуальною проблема створення ефективних та зручних для розробника ВІС систем автоматизованого проектування (САПР).

Створення САПР ВІС може бути реалізоване по двом напрямкам. Перший полягає у більш повному використанні досвіду, накопиченого в проектуванні ВІС – конкретній номенклатурі типових структур, технічних рішень, математичних та імітаційних моделей, кількісних характеристик та критеріїв, процедур розрахунку, пошуку та ін. Створювані при цьому багаточисельні підпрограми та підсистеми внутрішньо між собою не пов'язані, але можуть бути об'єднані в єдину САПР спільним інформаційним забезпеченням та програмою керування процесом проектування.

Другий напрямок у створенні САПР ВІС полягає у використанні принципово нових можливостей, що надаються сучасними мовами та системами програмування, зокрема такими, як системи концептуального та логічного програмування. Труднощі використання таких систем в процесах автоматизованого проектування мають не стільки програмний, скільки методологічний характер, оскільки пов'язані з виявленням та формалізацією

принципово нових проектних задач. Такого роду задачі виникають, як правило, на етапах творчої діяльності розробника та називаються “інтелектуальними”.

При створенні САПР ВІС обидва виділені напрямки можуть виявитися корисними і бути реалізовані у вигляді єдиної інформаційної технології проектування. Однак у роботах зі створення САПР ВІС другому напрямку практично не приділяється належної уваги, у зв'язку з чим ефективність САПР ВІС не відповідає пред'явленим вимогам до сучасних САПР. Разом із тим, створення САПР ВІС якісно нового рівня стане можливим лише при включенні в САПР відповідних “інтелектуальних” засобів.

Таким чином, основними задачами при створенні САПР ВІС є розробка бази знань (БЗ) з даної предметної області та побудова на її основі єдиної технології проектування, що підтримується відповідними програмними засобами.

Основним методологічним прийомом при створенні БЗ є типізація та структуризація різних знань про ВІС, зведення їх в єдину концептуальну модель, формалізація процесу проектування [30].

При виборі форм представлення знань для БЗ статистичних ВІС велике значення має наявність та рівень розвитку відповідних мов та систем програмування, орієнтованих на роботу зі знаннями. Необхідно зазначити можливість використання в САПР ВІС інструментальної системи програмування.

Склад та структура інформації, що включається до БЗ, обумовлені особливостями та задачами ВІС. Наприклад, статистичними ВІС, як відомо, називають комплекси програмних та технічних засобів, що забезпечують отримання первинної інформації про об'єкти з стохастичною поведінкою, а також переробку отриманої інформації в необхідну форму (моделі, характеристики). Особливостями статистичної ВІС є різноманітність досліджуваних стохастичних об'єктів, режимів та методик реєстрації процесів, методів отримання первинної інформації, складність процедур обробки, неоднозначність інтерпретації отриманих результатів.

Метою схемотехнічного проектування є аналіз техніко-економічних умов, синтез структури та аналіз моделювання ВІС на системному рівні. Поряд з методами імітаційного та математичного моделювання, що широко використовуються в практиці

САПР, тут необхідні засоби автоматизованого синтезу структур ВІС. Можливі декілька підходів: опис структури користувачем у діалоговому режимі редагування, банк структур, синтез структур за допомогою продукцій та ряд інших методів.

Алгоритмічний рівень проектування полягає, в свою чергу, в розробці алгоритмічного опису процедур перетворення вимірювальної інформації в ВІС від моменту її отримання до представлення отриманих результатів. Тут, як і на схемотехнічному рівні, виникає «інтелектуальна» задача синтезу алгоритмів ВІС. При цьому, поряд з вище згаданими підходами (банк алгоритмів, метод продукції тощо) може бути використаний апарат обчислювальних моделей, покладений в основу системи програмування ПРИЗ ЄС. В зв'язку з широким запровадженням та використанням мікро-ЕОМ та мікропроцесорів у ВІС одним з важливих етапів проектування є програмування вказаних засобів, тобто програмний рівень проектування. Технологія проектування обов'язково повинна включати в себе конвертування програмного продукту, отриманого в технологічній ЕОМ, в робочу програму для мікро-ЕОМ або мікропроцесорного обчислювального засобу.

Таким чином, аналіз дозволяє визначити головні риси інформаційної технології автоматизованого проектування ВІС. В основу САПР повинна бути закладена система програмування, що включає в себе засоби ведення діалогу, систему керування базою даних (СКБД) для організації інформаційного забезпечення процесу проектування, мову логічного виводу, апарат обчислювальних моделей для алгоритмів та програм, конвертор для отримання остаточного програмного продукту. Вказані програмні засоби, як правило, існують лише окремо і не пристосовані для взаємодії один з одним. Виняток у цьому розумінні становить система програмування ПРИЗ ЄС, що сумісна з СКБД ДАБУ та діалоговою системою ДІМО. Використання згаданих систем у комплексі дозволяє подолати деяку обмеженість можливостей ПРИЗ ЄС як «інтелектуального» засобу та реалізовувати в рамках САПР розв'язання деяких «інтелектуальних» задач проектування.

Першим кроком в створенні бази знань САПР є розробка концептуальної моделі предметної галузі. Концептуальна модель включає в себе основні поняття предметної галузі, опис їх влас-

тивостей, атрибутів та всіх можливих зв'язків між поняттями та їх атрибутами. Самі зв'язки можуть бути при цьому функціональними, інформаційними, логічними тощо.

Зокрема на основі такої концептуальної моделі може бути створена база даних (БД), що реалізована в рамках СКБД ДАБУ. Така БД містить всю необхідну інформацію про предметну галузь та забезпечує організацію складних інформаційних запитів в процесі роботи САПР.

Досить ефективним є поєднання апарата СКБД з апаратом обчислювальних моделей, що дозволяє організувати в процесі звертання до БД досить складні обчислювальні процедури.

За допомогою мови УТОПІСТ можуть бути побудовані фрейми понять та процедур концептуальної моделі (КМ). При розробці КМ предметної галузі в ній доцільно видокремити окремі галузі знань, характерні для ВІС певного типу. Так для статистичних ВІС можна визначити області спектрального аналізу, кореляційного аналізу, фільтрації, реєстрації та представлення сигналів, регресивного аналізу, ідентифікації динамічних моделей, вимірювальних перетворень та корекції похибок, ущільнення та відновлення даних.

Діалогову систему ДІМО, також включену до складу програмного забезпечення САПР, можна розглядати як засіб для опису типового процесу проектування, тобто процедурних знань. Для цього необхідно провести типізацію процесів проектування ВІС, включаючи етапи формування та заповнення технічного завдання, вибору структури, отримання апіорної інформації про об'єкти вимірювання та оцінки якості проектних рішень. При цьому можливість створення бази знань предметної галузі на основі БД та використанні обчислювальних моделей ПРИЗ ЄС дозволяють суттєво підвищити ефективність роботи системи та якість рішень, що приймаються в САПР ВІС.

Результатом роботи системи повинна бути вибрана структура ВІС, деталізована описом включених до її складу пристроїв та алгоритмів. Для задач САПР ВІС на базі мікропроцесорів або мікроЕОМ необхідно створення конвертора, що здійснює переведення результатів роботи ПРИЗ ЄС у програмні модулі для ПК.

15.4. ПЕРСОНАЛЬНІ КОМП'ЮТЕРИ У ВИМІРЮВАЛЬНІЙ ТЕХНІЦІ

Одним з перспективних напрямків за останні роки є застосування персональних комп'ютерів (ПК) у вимірювальній техніці. Вимірювальні системи на базі ПК мають багато переваг, у порівнянні з традиційними системами. Вони використовуються в складі багатоцільових автоматичних вимірювальних установок, інформаційно-вимірювальних систем та систем автоматизації дослідів. Завдяки ПК в цих системах значно полегшені процедури взаємодії користувачів з вимірювальними модулями, шляхом використання графічних інтерфейсів з багатовіконними режимами, спеціалізованих пакетів програм тощо. В складі системи ПК забезпечує порівняно просту її адаптацію при зміні алгоритму обробки інформації, дозволяє проводити оптимізацію параметрів системи програмним методом. Крім обробки вимірювальної інформації ПК здійснює функції контролера, а також універсального індикатора табличної, мнемонічної та графічної інформації.

Отримали розповсюдження різноманітні структури вимірювальних систем на базі ПК. Насамперед, це традиційні системи, в яких комп'ютер пов'язаний з існуючими автоматичними вимірювальними приладами за допомогою кабелю через стандартні роз'єднання по інтерфейсам МЕК-625 або КАМАК. При віддалених приладах використовується послідовний інтерфейс зв'язку (ІРПС) [6].

В більш досконалих пристроях ПК підключається до шасі, де встановлюється ряд індивідуальних одноплатних модулів вимірювальних приладів. Використання окремого шасі гарантує малий рівень електричних перешкод при проведенні вимірювань, а високошвидкісна паралельна шина забезпечує тісний зв'язок з комп'ютером. Клавіатура та дисплей ПК стають панеллю керування та представлення даних для кожного вимірювального приладу. При такому підході у вимірювальних системах отримали розповсюдження стандартні інтерфейси загального призначення, що використовуються в мікро-ЕОМ, такі, як І-41, VME та ін. Це дозволяє підвищити пропускну здатність системи та краще використовувати потенційні можливості ПК. Так

високошвидкісна шина VME-bus дозволяє здійснювати обмін паралельними 32-розрядними двійковими кодами з частотою 50 МГц.

Персональні комп'ютери зазвичай оснащені найрізноманітнішими програмними засобами, в тому числі набором інструментальних та сервісних програм. До них додаються також комплекси програм та драйвери керування вимірювальними платами, підключеними до ПК. Оскільки зазвичай доводиться маніпулювати великим об'ємом короткочасно існуючих даних, у системах з ПК важливе значення мають питання ущільнення інформації та її швидкісної обробки. Часто використовується принцип перетворення даних, які збираються в стандартні формати, що в подальшому дозволяє їх обробляти прикладними програмами. Як мови керування найчастіше використовуються БЕЙСИК та ПАСКАЛЬ.

КОНТРОЛЬНІ ЗАПИТАННЯ

1. Які перспективні напрямки розвитку вимірювальної техніки?
2. В чому суть адаптації у ВІС?
3. Які напрямки реалізації САПР ВІС?
4. Які особливості поколінь персональних комп'ютерів?
5. Які переваги персональних комп'ютерів при побудові засобів вимірювання?

ДОДАТОК 1

СПІВВІДНОШЕННЯ МІЖ ДАВНІМИ, РОСІЙСЬКИМИ ТА
МЕТРИЧНИМИ МІРАМИ

Таблиця Д.1.1

Назва одиниці	Співвідношення з метричними одиницями	Примітки
1 драхма	1 драхма = 2,2 г	
1 міна ("птолеміївська")	1 міна = 360 г	
1 міна ("аттична")	1 міна = 457,5 г	
1 міна ("фінікійська")	1 міна = 497 г	
1 фут ("самоський")	1 фут = 350 мм	
1 фут ("аттичний")	1 фут = 326,54 мм	
1 фут ("іюкийський")	1 фут = 293,95 мм	
1 дактиль		1 дактиль = 1/16 фута
1 плетр		1 плетр = 0,1 фута
1 пядь		1 пядь = 0,25 фута
1 локоть		1 локоть = 1,5 фута
1 оргія		1 оргія = 6 футів
1 стадій		1 стадій = 600 футів
1 хойник	1 хойник = 1,094 л	
1 хус	1 хус = 3,283 л	1 хус = 3 хойника
1 гемигект = 4 хойника	1 гемигект = 4,37 л	2 гемигекта = 8,75 л
1 метрет	1 метрет = 39,39 л	
1 медимн	1 медимн = 52,53 л	

Таблиця Д.1.2

Назва одиниці	Співвідношення з метричними одиницями	Примітки
1 доля	1 доля = 44,4 мг	
1 золотник	1 золотник = 4,266 г	1 золотник = 96 долей
1 лот	1 лот = 12,8 г	1 лот = 3 золотникам
1 фунт	1 фунт = 409,51 г	1 фунт = 32 лота
1 пуд	1 пуд = 16,38 кг	1 пуд = 40 фунтам
1 берковець	1 берковець = 163,8 кг	1 берковець = 10 пудов
1 вершок	1 вершок = 4,445 мм	
1 чверть	1 чверть = 0,1778 м	1 чверть = 4 вершка
1 аршин	1 аршин = 0,7112 м	1 аршин = 4 чверті
1 сажень	1 сажень = 2,1336 м	1 сажень = 3 аршинам
1 верста	1 верста = 1,0668 км	1 верста = 500 сажень
1 миля	1 миля = 7,4676 км	1 миля = 7 верст
1 десятина	1 десятина = 1,0926 га	1 десятина = 2400 сажень ²
1 четверик	1 четверик = 262,4 л	
1 четвертина	1 четвертина = 0,2099 м ²	1 четвертина = 8 четверикам
1 гарнець	1 гарнець = 3,2798 л	
1 чарка	1 чарка = 0,122994 л	1 чарка = 1/100 відра
1 штоф	1 штоф = 1,22994 л	1 штоф = 1/10 відра
1 відро	1 відро = 12,2994 л	

ДОДАТОК 2

ПОЗАСИСТЕМНІ ОДИНИЦІ, ЯКІ ДОПУЩЕНО ДО
ЗАСТОСУВАННЯ НАРІВНІ З ОДИНИЦЯМИ SI

Таблиця Д.2

Назва величини	Одиниця				Примітки
	Назва	Позначення		Визначення та співвідношення з одиницями SI	
		укр.	міжн.		
Час*	хвилина година доба	X год д	min h d	1 хв = 60 с 1 год = 60 хв = 3600 с 1 д = 24 год = 86400 с	Недопустимо застосовувати з префіксами
Площинний кут	градус хвилина секунда	...° ...' ..."	...° ...' ..."	1° = ($\pi/180$) рад 1' = (1/60)° = = ($\pi/10800$) рад 1" = (1/60)' = = ($\pi/648000$) рад	Недопустимо застосовувати з префіксами. Можна застосовувати, якщо не використано радіан
Об'єм, місткість	літр**	л	l чи L	1 л = 1 дм³ = 10⁻³ м³	Літр є спеціальною назвою кубічного дециметра
Маса	тонна (уніфікована) атомна одиниця маси***	т а.о.м.	t u	1 т = 10³ кг 1 а.о.м. ≈ ≈ 1,660540·10⁻²⁷ кг	Значення атомної одиниці маси визначене експериментально; її недопустимо застосовувати з префіксами
Енергія	електрон-вольт	еВ	eV	eВ ≈ 1,602177·10⁻¹⁹ Дж	Значення електрон-вольта визначено експериментально
Примітки: *) Допустимим є також застосування одиниць часу: тиждень, місяць, рік тощо, – проте їх визначення часто вимагає уточнення. **) Не рекомендується застосовувати при точних вимірюваннях. Міжнародне позначення цієї одиниці L використовується тоді, коли можливо сплутати позначення l з цифрою 1. ***) Наведене у дужках слово "уніфікована" є необов'язковим до застосування.					

ДОДАТОК 3

**ПОЗАСИСТЕМНІ ОДИНИЦІ, ЯКІ ТИМЧАСОВО
ДОПУЩЕНО ДО ЗАСТОСУВАННЯ ТА ПРИЙНЯТТЯ ЗА
НИМИ ВІДПОВІДНИХ МІЖНАРОДНИХ УГОД**

Таблиця Д.3

Назва величини	Одиниця			Галузь переважного застосування
	Назва	Позначення	Визначення та співвідношення з одиницями СІ	
Довжина	морська миля	n.mile	1 миля = 1852 м	Морська навігація
	ангстрем	Å	Å = 10 ⁻¹⁰ м	Оптика
Площа	ар	a	1 а = 10 ² м ²	Сільське господарство
	гектар	ha	1 га = 10 ² = 10 ⁴ м ²	
Швидкість	вузол	knot	1 вуз = 1 миля/год = 0,514(4) м/с	Морська навігація
Тиск	бар	bar	1 бар = 10 ⁵ Па	Винятково для вираження тиску рідин та газів (метеорологія тощо)
Активність	кюрі	Ci	1 Ки = 3,7·10 ¹⁰ Бк	Атомна та ядерна фізика
Поглинута доза	рад	rad	1 рад = 10 ⁻² Гр	Радіаційна фізика та медична радіологія
Еквівалентна доза	рем	rem	1 рем = 10 ⁻² Зв	Те саме
Експозиційна доза	рентген	R	1 Р = 2,58·10 ⁻⁴ Кл/кг	Те саме

ПОХІДНІ ОДИНИЦІ СІ, ЯКІ МАЮТЬ СПЕЦІАЛЬНІ НАЗВИ

Таблиця Д.4

Назва величини	Одиниця		
	Назва	Позначення	Вираз у термінах основних та похідних одиниць СІ
Площинний кут	радіан	Rad	$1 \text{ рад} = 1 \text{ м/м} = 1$
Просторовий кут	стерадіан	Sr	$1 \text{ ср} = 1 \text{ м}^2/\text{м}^2 = 1$
Частота	герц	Hz	$1 \text{ Гц} = 1 \text{ с}^{-1}$
Сила, вага	ньютон	N	$1 \text{ Н} = 1 \text{ кг}\cdot\text{м/с}$
Тиск, (механічне) напруження, модуль пружності	паскаль	Pa	$1 \text{ Па} = 1 \text{ Н/м}^2$
Енергія, робота, кількість теплоти	джоуль	J	$1 \text{ Дж} = 1 \text{ Н}\cdot\text{м}$
Потужність, потік випромінювання	ват	W	$1 \text{ Вт} = 1 \text{ Дж/с}$
Електричний заряд, кількість електрики	кулон	C	$1 \text{ Кл} = 1 \text{ А}\cdot\text{с}$
Електричний потенціал, різниця потенціалів, (електрична) напруга, ЕРС електрорушійна сила	вольт	V	$1 \text{ В} = 1 \text{ Вт/А}$
Електрична ємність	фарад	F	$1 \text{ Ф} = 1 \text{ Кл/В}$
Електричний опір	ом	Ω	$1 \text{ Ом} = 1 \text{ В/А}$
Електрична провідність	сименс	S	$1 \text{ См} = 1 \text{ Ом}^{-1}$
Магнітний потік (потік магнітної індукції)	вебер	Wb	$1 \text{ Вб} = 1 \text{ В}\cdot\text{с}$
Магнітна індукція, густина магнітного потоку	тесла	T	$1 \text{ Т} = 1 \text{ Вб/м}^2$
Індуктивність, взаємна індуктивність	генрі	H	$1 \text{ Гн} = 1 \text{ Вб/м}$
Температура Цельсія	градус Цельсія	$^{\circ}\text{C}$	$1 \text{ }^{\circ}\text{C} = 1 \text{ К}$
Світловий потік	люмен	lm	$1 \text{ лм} = 1 \text{ кд}\cdot\text{ср}$

Закінчення табл. Д.4

Назва величини	Одиниця		
	Назва	Позначення	Вираз у термінах основних та похідних одиниць СІ
Освітленість	люкс	Lx	1 лк = 1 лм/м ²
Активність (радіонукліда)	бекерель	Bq	1 Бк = 1 с ⁻¹
Поглинута доза (іонізованого випромінення), питома передана енергія, керма	грей	Gy	1 Гр = 1 Дж/кг
Еквівалентна доза (іонізованого випромінення)	зиверт	Sv	1 Зв = 1 Дж/кг

ДЕЯКІ ВІДНОСНІ ТА ЛОГАРИФМІЧНІ ВЕЛИЧИНИ ТА ЇХНІ ОДИНИЦІ

Таблиця Д.5

Назва величини	Одиниця			
	Назва	Позначення		Визначення
		укр.	міжн.	
1. Відносна величина: коефіцієнт корисної дії, відносне подовження, відносна густина, відносна діелектрична та магнітна проникності, масова частка тощо.	один (число 1) відсоток	1 %	1 %	Безрозмірнісне відношення величини до однорідної з нею величини, яку обрано за вихідну $1\% = 0,01$
2. Логарифмічна величина: рівень величини, коефіцієнт підсилення, коефіцієнт ослаблення тощо.	один	1	1	Логарифм (натуральний або десятковий) безрозмірного відношення однорідних величин
2.1. Те саме, рівень силовий (амплітудної) величини* F : рівень звукового тиску, логарифмічний декремент згасання тощо.	непер	Нп	Нр	$1 \text{ Нп} = \ln \frac{F}{F_0}$ при $F = e \cdot F_0$, де F_0 – однорідна з F величина, що її обрано за вихідну; e – основа натуральних логарифмів;
	бел	Б	В	$1 \text{ Б} = 2 * \lg \frac{F}{F_0}$ при $F = \sqrt{10} \cdot F_0$, де F_0 – однорідна з F величина, що її обрано за вихідну
	децибел	дБ	дВ	$1 \text{ дБ} = 0,1 \text{ Б}$

Закінчення табл. Д.5

Назва величини	Одиниця			
	Назва	Позначення		Визначення
		укр.	міжн.	
2.2. Те саме, рівень енергетичної (потужносної) величини ** Р	непер	Нп	Нр	$1 \text{ Нп} = 0,5 * \ln \frac{P}{P_0}$ при $P = e^2 \cdot P_0$, де P_0 – однорідна з Р величина, що її обрано за вихідну; e – основа натуральних логарифмів $1 \text{ В} = \lg \frac{P}{P_0}$ при $P = 10 \cdot P_0$, де P_0 – однорідна з Р величина, що її обрано за вихідну $1 \text{ дБ} = 0,1 \text{ В}$
	бел	Б	В	
	децибел	дБ	дВ	
2.3. Те саме, рівень гучності	фон	фон	рфон	1 фон дорівнює рівню гучності звуку, для якого рівень звукового тиску рівногучного з ним звуку частотою 1000 Гц дорівнює 1 дБ
2.4. Те саме, частотний інтервал	декада	дек	-	$1 \text{ дек} = \lg \frac{f_2}{f_1}$ при $f_2/f_1 = 10$, де f_2, f_1 частоти $1 \text{ окт} = \log_2 \frac{f_2}{f_1}$ $1 \text{ окт} = \log_2(f_2/f_1)$ при $f_2/f_1 = 2$, де f_2 та f_1 – частоти
	октава	окт	oct	
*) Прикладами силових (амплітудних) величин є напруга, сила струму, тиск, напруженість поля тощо. **) До енергетичних (потужнісних) величин належать, наприклад, потужність, густина енергії тощо. Примітка 1. При визначенні логарифмічних одиниць непер і бел вважається, що між відношенням енергій (потужностей сигналів) Р та відповідним відношенням сил (амплітуд сигналів) F існує квадратична залежність (це має місце у переважній більшості практичних випадків), тобто $P_2/P_1 = (F_2/F_1)^2$. Якщо такої залежності немає (наприклад, у теорії автоматичного регулювання), то визначення зазначених одиниць, в силу практики, що склалася, все одно залишається незмінним. Примітка 2. Найуживанішими вихідними значеннями деяких величин є такі: для рівня звукового тиску – $P_0 = 2 \cdot 10^{-5}$ Па; для рівня звукової потужності – $N_0 = 10^{-12}$ Вт; для рівня інтенсивності звуку $I_0 = 10^{-12}$ Вт/м²; для рівня сигналу у волокнянооптичних лініях зв'язку – $N_0 = 10^{-3}$ Вт.				

ДОДАТОК 6

ПЕРЕВЕДЕННЯ БРИТАНСЬКИХ ТА АМЕРИКАНСЬКИХ
ОДИНИЦЬ ВИМІРЮВАННЯ В ОДИНИЦІ СІ

Таблиця Д.6.1

Британські одиниці	Одиниці СІ	Британські одиниці	Одиниці СІ
Одиниці довжини		Одиниці вимірювань для сипких речовин	
1 дюйм	25,4 мм	1 бр. пінта = 1,03 ам. пінти	0,57 л
1 фут = 12 дюйм	304,8 мм	1 бр. кварта = 2 бр. пінти =	1,14 л
1 ярд = 3 фут = 36 дюйм	91,44 см	= 1,03 ам. кварта	
1 миля (сухопутна) =		1 бр. бушель = 32 бр. кварта =	36,37 л
1760 ярд = 5280 фут	1609 м	= 1,03 ам. бушеля	0,55 л
1 миля (морська) =		1 ам. пінта = 0,969 бр. пінти	
= 6080 фут	1853,2 м	1 ам. кварта = 2 ам. пінти =	1,101 л
		= 0,969 бр. кварта	
		1 ам. бушель = 32 ам. кварта =	35,24 л
		= 0,969 бр. бушель	
Одиниці площі		Одиниці вимірювань для рідких речовин	
1 дюйм ²	6,45 см ²	1 бр. унція**	0,028 л
1 фут ² = 144 дюйм ²	0,093 м ²	16р. пінта = 20 бр. унцій***	
1 ярд ² = 9 фут ² = 1296 дюйм ²		= 1,2 ам. пінти	0,57 л
1 акр = 4840 ярд ² = 43560 фут ²	4047 м ²	1 бр. кварта = 2 бр. пінти =	
1 миля ² = 640 акр	258,99 га	40 бр. унцій*** =	1,14 л
Одиниці маси		= 1,2 ам. кварта	
1 гран*	64,8 мг	1 бр. галон = 4 бр. кварта =	4,55 л
1 драм* = 27,34 гран	1,77 г	= 8 бр. пінтам = 160 бр. унцій	
1 унція* = 16 драм* = 437,5 Гран	28,35 г	= 1,2 ам. галона	
1 фунт* = 16 унцій* =		1 ам. унція***	0,029 л
= 256 драм* = 7000 гран	453,6 г	1 ам. пінта = 16 ам. унцій*** =	0,473 л
1 бр. центнер = 112 фунт*	50,8 кг	= 0,83 бр. пінти	
1 ам. центнер = 100 фунт*	45,36 кг	1 ам. кварта = 2 ам. пінти =	0,946 л
1 бр. т = 20 бр. центнер =		= 32 ам. унцій*** = 0,83 бр. кварта	
= 2240 фунт*	1,016 т	1 ам. галон = 4 ам. кварта =	3,79 л
1 ам. т = 20 ам. центнер =		= 0,83 бр. галона	
2000 фунт*	0,907 т		

Закінчення табл. Д.6.1

Британські одиниці	Одиниці СІ	Британські одиниці	Одиниці СІ
Одиниці об'єму		Одиниці маси (аптекаські)	
1 дюйм ³ 1 фут ³ = 1728 дюйм ³ 1 ярд ³ = 27 фут ³	16,39 см ³ 0,028 м ³ 0,76 м ³	1 гран ** = 1 гран* 1 драм** = 60 гран 1 унція** = 8 драм** = = 480 гран 1 фунт** = 12 унцій** = = 96 драм** = 5760 гран = = 0,823 фунт*	64,8 мг 3,89 г 31,1 г 373,27 г
<i>Примітки:</i> * Британська система одиниць вимірювання для всіх товарів, крім благородних металів, коштовного каміння та аптекарських товарів ** Система одиниць вимірювання для аптекарських товарів *** Рідина унція			

Таблиця Д.6.2

Довжина					
См	см/дюйм	дюйм	км	км/миля	миля
2,54	1	0,394	1,609	1	0,621
5,08	2	0,787	3,219	2	1,243
7,62	3	1,181	4,828	3	1,864
10,16	4	1,575	6,437	4	2,485
12,70	5	1,969	8,047	5	3,107
15,24	6	2,362	9,656	6	3,728
17,78	7	2,756	11,265	7	4,350
20,32	8	3,150	12,875	8	4,971
22,86	9	3,543	14,484	9	5,592
25,40	10	3,937	16,093	10	6,214
50,80	20	7,874	32,187	20	12,427
76,20	30	11,811	48,280	30	18,641
101,60	40	15,748	64,374	40	24,855
127,00	50	19,685	80,467	50	31,069
152,40	60	23,622	96,561	60	37,282
177,80	70	27,559	112,654	70	43,496
203,20	80	31,496	128,748	80	49,710
228,60	90	35,433	144,841	90	55,923
254,00	100	39,370	160,934	100	62,137

Таблиця Д.6.3

Маса					
Кг	кг/фунт	фунт	т	т/ам.кор. т	ам.кор. т
0,454	1	2,205	0,907	1	1.102
0,907	2	4,409	1,814	2	2,205
1,361	3	6,614	2,722	3	3,307
1,814	4	8,819	3,629	4	4,409
2,268	5	11,023	4,536	5	5,512
2,722	6	13,228	5,443	6	6,614
3,175	7	15,432	6,350	7	7,716
3,629	8	17,637	7,257	8	8,818
4,082	9	19,842	8,165	9	9,921
4,536	10	22,046	9,072	10	11,023
9,072	20	44,092	18,144	20	22,046
13,608	30	66,139	27,216	30	33,069
18,144	40	88,185	36,287	40	44,092
22,680	50	110,231	45,359	50	55,116
27,216	60	132,277	54,431	60	66,139
31,752	70	154,324	63,503	70	77,162
36,287	80	176,370	72,575	80	88,185
40,823	90	198,416	81,647	90	99,208
45,359	100	220,462	90,719	100	110,231

Таблиця Д.6.4

Площа			Об'єм		
Га	га/акр	акр	л	л/ам. галон	ам. галон
0,405	1	2,471	3,785	1	0,264
0,809	2	4,942	7,571	2	0,528
1,214	3	7,413	11,356	3	0,793
1,619	4	9,884	15,142	4	1,057
2,023	5	12,355	18,927	5	1,321
2,428	6	14,826	22,712	6	1,585
2,833	7	17,297	26,498	7	1,849
3,237	8	19,769	30,283	8	2,113
3,642	9	22,240	34,069	9	2,378
4,047	10	24,711	37,854	10	2,642
8,094	20	49,421	75,708	20	5,284
12,140	30	74,132	113,562	30	7,925
16,187	40	98,842	151,416	40	10,567
20,234	50	123,553	189,271	50	13,209
24,281	60	148,263	227,125	60	15,851
28,328	70	172,974	264,979	70	18,493
32,375	80	197,684	302,833	80	21,134
36,422	90	222,395	340,687	90	23,776
40,469	100	247,105	378,541	100	26,418

Таблиця Д.6.5

Швидкість		Тиск		Температура	
миля/год	км/год	фунт/дюйм ²	кг/см ²	°C	F
20	32	20	141	0	32
30	48	22	155	5	41
40	64	24	169	10	50
50	80	26	183	15	59
60	97	28	197	20	68
70	113	30	211	30	86
80	129	32	225	40	104
90	145	34	239	60	140
100	161	36	253	80	176
110	177	38	267	100	212

ДОДАТОК 7

ФІЗИЧНІ СТАЛІ ТА ХАРАКТЕРИСТИЧНІ ЧИСЛА

В табл. Д.7.1 наведено позначення, назви та значення фізичних сталих. Якщо в графі "Значення" табл. Д.7.1 надано точне числове значення фізичної сталої, то після цього значення в дужках наведено слово "точно". Якщо ж точне значення сталої не визначено, то після середнього значення сталої та символу " $\pm$ " наведено середнє квадратичне відхилення цієї сталої.

Таблиця Д.7.1

Номер	Позначення	Назва	Значення	Примітка
Частина 1. Універсальні сталі				
1	c	швидкість поширення електромагнітних коливань у вакуумі	299792458 м/с (точно)	$\epsilon_0 \mu_0 = \frac{1}{c^2}$
2	ϵ_0	електрична стала, діелектрична проникність вакууму	$8,854187817 \cdot 10^{-12}$ Ф/м (точно)	$\epsilon_0 \mu_0 = \frac{1}{c^2}$
3	μ_0	магнітна стала, магнітна проникність вакууму	$1,2566370614 \cdot 10^{-6}$ Гн/м (точно)	$\epsilon_0 \mu_0 = \frac{1}{c^2}$
4	$G, (f)$	гравітаційна стала	$(6,67259 \pm 0,00085) \cdot 10^{-11}$ Н·м ² ·кг ⁻²	
5	h	стала Планка	$(6,6260755 \pm 0,0000040) \times 10^{-34}$ Дж·с = $(4,1356692 \pm 0,0000012) \cdot 10^{-15}$ еВ·с $(1,05457266 \pm 0,00000063) \times 10^{-34}$ Дж·с = $(6,582122010,0000020) \cdot 10^{-1}$ еВ·с	$\hbar = \frac{h}{2\pi}$
6	m_p	планківська маса	$(2,17671 \pm 0,00014) \cdot 10^{-8}$ кг	$\left(\frac{\hbar c}{G}\right)^{\frac{1}{2}}$
7		планківська довжина	$(1,61605 \pm 0,00010) \cdot 10^{-35}$ м	$\hbar / m_p c = \left(\frac{\hbar G}{c^3}\right)$
8	t_p	планківський час	$(5,39056 \pm 0,00034) \cdot 10^{-44}$ с	$\frac{t_p}{c} = \left(\frac{\hbar G}{c^5}\right)$

Продовження табл. Д.7.1

Номер	Позначення	Назва	Значення	Примітка
Частина 2. Електромагнітні сталі				
9	e	елементарний заряд	$(1,60217733 \pm 0,0000049) \cdot 10^{-19}$ Кл	
10	Φ_0	квант магнітного потоку	$(2,06783461 \pm 0,00000061) \cdot 10^{-15}$ Вб	$\Phi_0 = \left(\frac{h}{2e} \right)$
11	$2e/h$	відношення Джозефсона	$(4,8359767 \pm 0,0000014) \times 10^{14}$ Гц·В ⁻¹	
12	e^2/h	квантова провідність Голла	$(3,87404614 \pm 0,00000017) \cdot 10^{-5}$ См	
13	R_H	квантовий опір Голла	$(25812,8056 \pm 0,0012)$ Ом	$\frac{h}{e^2} = \frac{h_e c}{(2a)}$
14	μ_B	магнетон Бора	$(9,2740154 \pm 10,00000031) \cdot 10^{-24}$ А·м ²	$\frac{eh}{2m_e}$
15	μ_N	ядерний магнетон	$(5,0507866 \pm 0,0000017) \cdot 10^{-27}$ А·м ²	$\frac{eh}{2m_p}$
Частина 3. Атомні сталі				
16	α	стала тонкої структури	$(7,29735308 \pm 0,00000033) \cdot 10^{-3}$	$\frac{\mu c^2}{2h}$
17	R_∞	стала Рідберга	$(10973731,534 \pm 0,013)$ м ⁻¹	$\frac{m_e c a^2}{2h}$
18	α_0	борівський радіус	$(0,529177249 \pm 0,000000024) \times 10^{-10}$	$\frac{a}{4\pi R_\infty}$
19	Eh	енергія Гартрі	$(4,3597482 \pm 0,00000026) \cdot 10^{-18}$ Дж	$\frac{c^2}{4\pi\epsilon_0} = 2R_\infty c$
20	$h/2m_e$	квант циркуляції	$(3,63694807 \pm 0,000000033) \cdot 10^{-4}$ м ² ·с ⁻¹	
21	m_e	маса спокою електрона	$(9,1093897 \pm 0,00000054) \cdot 10^{-31}$ кг	
22	$-e/m_e$	відношення заряду електрона до його маси	$-(1,75881962 \pm 0,000000053) \times 10^{11}$ Кл/кг	
23	λ_c	комптонівська довжина хвилі електрона	$(2,42631058 \pm 0,00000022) \cdot 10^{-12}$ м	$\frac{h}{m_e c}$
24	r_e	класичний радіус електрона	$(2,81794092 \pm 0,000000038) \cdot 10^{-15}$ м	$\alpha^2 a_0$
25	m	маса спокою мюона	$(1,8835327 \pm 0,00000011) \cdot 10^{-28}$ кг	
26	m/m_e	Відношення маси мюона до маси електрона	$(206,768262 \pm 0,000030)$	
27	m_p	маса спокою протона	$(1,6726231 \pm 0,00000010) \cdot 10^{-27}$ кг	

Номер	Позначення	Назва	Значення	Примітка
28	m_p/m_e	відношення маси протона до маси електрона	$(1836,152701 \pm 0,000037)$	
29	e/m_p	відношення заряду протона до його маси	$(9,578830910,0000029) \cdot 10^7$ Кл/кг	
30	$\lambda_{C,p}$	комптонівська довжина хвилі протона	$(1,32141002 \pm 0,00000012) \cdot 10^{-15}$ м	
31	m_p	маса спокою нейтрона	$(1,6749286 \pm 0,0000010) \cdot 10^{-27}$ кг	
32	m_p/m_e	відношення маси нейтрона до маси електрона	$(939,56563 \pm 0,00028)$	
33	$\lambda_{C,n}$	комптонівська довжина хвилі нейтрона	$(1,31959110 \pm 0,00000012) \cdot 10^{-15}$ м	
34	m_d	маса спокою дейтрона	$(3,3435860 \pm 0,0000020) \cdot 10^{-27}$ кг	
35	m_d/m_e	відношення маси дейтрона до маси електрона	$(3670,483014 \pm 0,000075)$	
36	N_A, L	стала Авогадро	$(6,0221367 \pm 0,0000036) \times 10^{23}$ моль $^{-1}$	
37	N_{ah}	молярна стала Планка	$(3,99031323 \pm 0,00000036) \times 10^{10}$ Дж·с·моль $^{-1}$	
38	u, m_u	уніфікована атомна одиниця маси	$(1,6605402 \pm 0,0000010) \cdot 10^{-27}$ кг	
39	F	стала Фарадея	$(96485,309 \pm 0,029) \cdot$ Кл/моль	$F = eN_A$
40	R	універсальна газова стала	$(8,314510 \pm 0,000070)$ Дж/(моль·К)	
41	k	стала Больцмана	$(1,380658 \pm 0,000012) \cdot 10^{-23}$ Дж/К	$k = \frac{R}{N_A}$
42	V_m	молярний об'єм ідеального газу за нормальних умов	$(0,02241410 \pm 0,00000019)$ м 3 /моль	
43	n_0	стала Лошмідта	$(2,686763 \pm 0,000023) \cdot 10^{25}$ м $^{-3}$	
44	σ	стала Стефана-Больцмана	$(5,67051 \pm 0,00019) \times 10^{-8}$ Вт/(м 2 ·К 2)	
45	c_1	перша стала випромінювання	$(3,7417749 \pm 0,0000022) \cdot 10^{-16}$ Вт·м 2	$c_1 = 2\pi h c^2$
46	c_2	друга стала випромінювання	$(0,01438769 \pm 0,00000012)$ м·К	$c_2 = \frac{hc}{k}$
47	b	стала в законі зміщення Віна	$(2,897756 \pm 0,000024) \cdot 10^{-3}$ м·К	

Позначення, назви та формальні означення основних характеристичних чисел наведено у табл. Д.7.2.

Таблиця Д.7.2

Номер	Позначення	Назва	Формальне означення	Примітки
Частина 1. Перенесення імпульсу *)				
1	Re	число Рейнольдса	$Re = \frac{\rho v l}{\eta} = \frac{v l}{\nu}$	
2	Eu	число Ойлера	$Eu = \frac{\Delta p}{\rho v^2}$	
3	Fr	число Фрада	$Fr = \frac{v^2}{g l}$	Іноді називають числом Ріха
4	Gr	число Грасгофа	$Gr = \frac{l^3 g \alpha \Delta T}{\nu^3}$	$\alpha \Delta T = - \frac{\Delta \rho}{\rho}$
5	We	число Вебера	$We = \frac{\rho v^2 l}{\sigma}$	
6	Ma	число Маха	$Ma = \frac{v}{c}$	
7	Kn	число Кнудсена	$Kn = \frac{\lambda}{l}$	
8	Sr	число Страляля	$Sr = \frac{l f}{v}$	
Частина 2. Передача теплоти **)				
9	F_0	число Фур'є	$F_0 = \frac{\lambda t}{c_p \rho l^2} = \frac{a t}{l^2}$	
10	Pe	число Пекле	$Pe = \frac{\rho c_p v l}{\lambda} = \frac{v l}{a}$	$P_e = R_e \cdot P_r$
11	Ra	число Рейлея	$Ra = \frac{l^3 \rho^2 c_p g \alpha \Delta T}{\eta \lambda} = \frac{l^3 g \alpha \Delta T}{\nu \alpha}$	$R_a = G_r \cdot P_r$
12	Nu	число Нусельта	$Nu = \frac{K l}{\lambda}$	
13	St	число Стентона	$St = \frac{K}{\rho w_p}$	$S_t = \frac{N_u}{P_e}$ Іноді називають числом Марголіса, Ms ; $j = S_t \cdot P_r^{2/3}$ називають тепловим коефіцієнтом перетворення

Продовження табл. Д.7.2

Номер	Позначення	Назва	Формальне означення	Примітки
Частина 3. Перенесення речовини у двокомпонентних сумішах				
14	Fo^*	число Фур'є для масообміну	$Fo^* = \frac{Dt}{l^2}$	$F_o^* = \frac{F_o}{L_e}$ Порівн. з 9
15	Pe^*	число Пекле для масообміну	$Pe^* = \frac{vD}{D}$	$Pe = ReSc = PeLe$ Порівн. з 10
16	Gr^*	число Грасгофа для масообміну	$Gr^* = \frac{l^3 g \beta \Delta x}{\nu^2}$	Порівн. з 4 $-\frac{\Delta \rho}{\rho} = \alpha \Delta T + \beta \Delta T$
17	Nu^*	число Нуссельта для масообміну	$Nu^* = \frac{kl}{\rho D}$	Іноді використовують число Шервуда, Sh.
18	St^*	число Стентона для масообміну	$St^* = \frac{k}{\rho v}$	$St^* = Nu^* / Pe^*$ Порівн. з 13. $j^m = St^* \cdot Sc^{2/3}$ називають коефіцієнтом перетворення маси
Частина 4. Числа речовини				
19	Pr	число Прандтля	$Pr = \frac{\eta c_p}{\lambda} = \frac{\nu}{a}$	
20	Sc	число Шмідта	$Sc = \frac{\eta}{\rho D} = \frac{\nu}{D}$	
21	Le	число Льюїса	$Le = \frac{\lambda}{\rho c_p D} = \frac{a}{D}$	$Le = Sc / Pr$
Частина 5. Магнітогідродинаміка ***)				
22	Rm	Магнітне число Рейнольдса	$Rm = \frac{vl}{1/\mu\sigma} = \nu\mu\sigma l$	
23	Al	число Елфвена	$Al = \frac{v}{B/(\rho\mu)^{1/2}} = \frac{v}{v_A}$	$v_A = B/(\sigma\mu)^{1/2}$ називають швидкістю Елфвена
24	Ha	число Гартмана	$Ha = Bl \left(\frac{\sigma}{\rho\nu} \right)^{1/2}$	

Закінчення табл. Д.7.2

Номер	Позначення	Назва	Формальне означення	Примітки
25	Co	число Коулінга	$Co = \frac{B^2}{\mu \rho v^2}$	$Co = (v_A / v)^2 =$ $= Al^2$ Часто називають "другим" числом Коулінга, Co_2 . "Перше" число Коулінга часто визначають як: $Co_1 = Ha^2 / Re = \frac{B^2 l \sigma}{\rho v}$ $= Co \cdot Rm$

Примітка 1. У виразах для характеристичних чисел використано такі величини і їх символи:

α – коефіцієнт теплопровідності: $\lambda / \rho c_p$	(А.4:18)
B – густина магнітного потоку	(А.5:19)
c – швидкість звуку	(А.7:14.1)
c_p – питома теплоємність за постійного тиску	(А.4:19.2)
D – коефіцієнт дифузії	(А.8:42)
f – частота	(А.2:3.1)
g – прискорення вільного падіння	(А.1:11.2)
K – коефіцієнт теплопередачі	(А.4:13.1)
k – коефіцієнт масообміну:	
Маса / (час × переріз взаємодії × різниця молярних часток)	(-)
l – довжина	(А.1:3.1)
t – проміжок часу	(А.1:7)
v – швидкість	(А. 1:10)
α – коефіцієнт об'ємного розширення:	
$\alpha = (1/V) dV/dT$	(А.4:4.2)
$\beta = -(1/\rho)(\rho/x)$	(-)
Δp – різниця тисків	(А.3:16.1)
ΔT – різниця температур	(А.4.-1)
Δx – частка молярна	(А.8:15)
η – динамічний коефіцієнт в'язкості	(А.3:24)
λ^* – середня довжина вільного пробігу	(А. 10:24)
λ^{**} – коефіцієнт теплопровідності	(А.4:12)
μ_0 – абсолютна магнітна проникність	(А.5:24.1)
ν – кінематичний коефіцієнт в'язкості:	(А.3:25)
ρ – густина	(А.3:2)
σ^* – поверхневий натяг	(А.3:26)
σ^{***} – питома електрична провідність	(А.5:37)

Примітка 2. В частинах, відмічених знаком *, **) або *), використовуються величини з Примітки 1, символи яких відмічені аналогічним знаком.

НОРМАТИВНІ ДОКУМЕНТИ З ПИТАНЬ МЕТРОЛОГІЇ ТА СТАНДАРТИЗАЦІЇ

Д.8.1 МІЖНАРОДНІ СТАНДАРТИ З ПИТАНЬ МЕТРОЛОГІЇ

ISO 31: 1992 Величини та одиниці

Частина 0: Основні положення

Частина 1: Простір та час

Частина 2: Періодичні та пов'язані явища

Частина 3: Механіка

Частина 4: Теплота

Частина 5: Електрика та магнетизм

Частина 6: Світло та пов'язані електромагнітні випромінювання

Частина 7: Акустика

Частина 8: Фізична хімія та молекулярна фізика

Частина 9: Атомна і ядерна фізика

Частина 10: Ядерні реакції та іонізуючі випромінювання

Частина 12: Характеристичні числа

Частина 13: Твердотільна фізика

ISO 1000: 1992 Одиниці СІ та рекомендації щодо використання їх кратних та частинних величин і деякі інші одиниці.

Д.8.2 МІЖНАРОДНІ ТА ЄВРОПЕЙСЬКІ СТАНДАРТИ З ПИТАНЬ СЕРТИФІКАЦІЇ

Настанова ISO/IEC 2:1996 Загальні терміни та визначення в сфері стандартизації та суміжних видів діяльності.

Настанова ISO/IEC 25:1990 Загальні вимоги до компетенції калібрувальних та випробувальних лабораторій.

Настанова ISO/IEC 58:1993 Системи акредитації калібрувальних та випробувальних лабораторій. Загальні вимоги до управління та визнання.

Настанова ISO/IEC 60:1994 Кодекс ISO/IEC загальноприйнятої практики оцінювання відповідності.

Настанова ISO/IEC 61:1996 Загальні вимоги до оцінювання та акредитації органів з сертифікації/реєстрації.

Настанова ISO/IEC 62:1996 Загальні вимоги до органів, що проводять оцінювання та сертифікацію/реєстрацію систем якості.

ISO 8402:1994 Управління якістю та забезпечення якості. Словник.

ISO 9000-1:1994 Стандарти з управління якістю та забезпечення якості. Частина 1. Настанови щодо вибору та застосування.

ISO 9000-2:1993 Стандарти з управління якістю та забезпечення якості. Частина 2. Загальні настанови щодо застосування ISO 9001, ISO 9002 та ISO 9003.

ISO 9000-3:1991 Стандарти з управління якістю та забезпечення якості. Частина 3. Настанови щодо застосування ISO 9001 в процесі розроблення, постачання та супроводження програмного забезпечення.

ISO 9000-4:1993 Стандарти з управління якістю та забезпечення якості. Частина 4. Настанови з управління програмою надійності.

ISO 9001:1994 Системи якості. Модель забезпечення якості в процесі проектування, розроблення, виробництва, монтажу та обслуговування.

ISO 9002:1994 Системи якості. Модель забезпечення якості в процесі виробництва, монтажу та обслуговування.

ISO 9003:1994 Системи якості. Модель забезпечення якості в процесі контролю готової продукції та її випробувань.

ISO 9004-1:1994 Управління якістю та елементи системи якості. Частина 1. Настанови.

ISO 9004-2:1994 Управління якістю та елементи системи якості. Частина 2. Настанови щодо послуг.

ISO 9004-3:1994 Управління якістю та елементи системи якості. Частина 3. Настанови щодо перероблюваних матеріалів.

ISO 9004-4:1994 Управління якістю та елементи системи якості. Частина 4. Настанови щодо поліпшення якості.

ISO 10012-1:1992 Вимоги до забезпечення якості вимірювального обладнання. Частина 1. Система метрологічної відповідності вимірювального обладнання.

ISO 10012-2:1998 Вимоги до забезпечення якості вимірювального обладнання. Частина 2. Настанова для контролю у вимірювальних процесах.

EN 45001:1989 Загальні критерії функціонування випробувальних лабораторій.

EN 45002:1989 Загальні критерії акредитації випробувальних лабораторій.

EN 45003:1995 Загальні критерії акредитації для органів з акредитації лабораторій.

EN 45004:1995 Загальні критерії для функціонування органів різних типів, які здійснюють перевірку як третя сторона. EN 45010:1989 Загальні вимоги для експертизи та акредитації органів з сертифікації/реєстрації.

EN 45011:1989 Загальні вимоги до органів, які здійснюють сертифікацію продукції.

EN 45012:1989 Загальні вимоги до органів з сертифікації систем якості.

EN 45013:1989 Загальні критерії для органів з сертифікації персоналу.

EN 45014:1989 Загальні критерії для декларації відповідності постачальникам.

EN 45020:1993 Загальні терміни та визначення щодо стандартизації та суміжних напрямів діяльності.

ЛІТЕРАТУРА

1. Закон України “Про метрологію та метрологічну діяльність” — Орієнтир. Інформаційний додаток від 21 березня 1998 р. № 54–55. — 6 с.
2. ДСТУ 2681-94. Метрологія. Терміни та визначення.
3. *Шабалин С.А.* Прикладная метрология в вопросах и ответах. — Москва: Издательство стандартов, 1990. — 192 с.
4. *Обозовский С.С.* Теоретичні основи інформаційно-вимірювальної техніки (Загальні положення і теорія похибок). — Київ: НМК ВО, 1991. — 222 с.
5. *Вентцель Е.С.* Теория вероятностей — Москва “Высшая школа”, 1999. — 575 с.
6. *Алиев Т.М., Тер-Хачатуров А.А.* Измерительная техника. — Москва: “Высшая школа”, 1991. — 383 с.
7. Основы метрологии и электрические измерения /Под ред. Е. М. Душина. — Москва: Энергоатомиздат, 1987. — 480 с.
8. *Величко О.М., Коцюба А.М., Новиков В.М.* Основы метрології та метрологічна діяльність. Навчальний посібник. — Київ: УкрУНЦ, 2000. — 228 с.
9. Электрические измерения неэлектрических величин/Под ред. П.В. Новицкого. — Ленинград “Энергия”, 1975. — 577 с.
10. Аналоговые электроизмерительные приборы. Учебное пособие для вузов по спец. “Информ. — измер. техника” (Е. Г. Бишард, Е. А. Киселева, Г. П. Лебедев и др.). — Москва: Высшая школа, 1991. — 415 с.
11. *Орнатский П.П.* Вступ до методології науки про вимірювання. — Київ: ІСДО, 1994. — 160 с.
12. ГОСТ 8.256-77. Прямые измерения с многократными наблюдениями. Методы обработки результатов наблюдения. Основные положения.
13. ГОСТ 8.010-90. ГСИ. Методика выполнения измерений.
14. Электротехника и электроника. Учебник для вузов. Кн. 3. Электрические измерения и основы электроники/Под ред. проф. В.Г. Герасимова. — Москва, Госэнергоиздат, 1998. — 432 с.
15. *Бабенко В.В.* Метрологія та вимірювальна техніка. — Житомир: видання ЖІТІ, 1998.

16. ГОСТ 8.311-78. ГСИ. Осциллографы электронно-лучевые. Универсальные методы и средства поверки.
17. ГОСТ 8.508-84. ГСИ. Метрологические характеристики СИ и точностные характеристики средств автоматизации ГСП. Общие методы оценки и контроля.
18. *Орнадский П.П.* Автоматические измерения и приборы. — Киев: Вища школа, 1986. — 557 с.
19. Основы автоматизации измерений /Под ред. В.Б. Коркина. — Москва: Издательство стандартов, 1991. — 253 с.
20. ГОСТ 8.401-80. ГСИ. Классы точности СИ. Общие требования.
21. *Вострокнутов Н.Н.* Цифровые измерительные устройства. — Москва: Энергоатомиздат, 1990. — 208 с.
22. Цифровые информационно-измерительные системы/ Под ред. А.Ф. Фомина, О.Н. Новоселова. — Москва: Энергоатомиздат, 1996. — 445 с.
23. Измерительные системы для вращающихся узлов и механизмов /Под ред. Г.И. Нечаева. — Москва: Энергоатомиздат, 1996. — 175 с.
24. *Гриновский В.А.* Системная метрология: метрологические системы и метрология систем. — Санкт-Петербург: Государственный научный центр Российской Федерации. ЦНТИ «Электроприбор», 1999. — 359 с.
25. Метрологическое обеспечение измерительных информационных систем/ Под ред. Д. эк. Н. проф. Е.Т. Удовиченко. — Москва: Издательство стандартов, 1991. — 189 с.
27. *Поджаренко В.О., Кухарчук В.В.* Вимірювання і комп'ютерно-вимірювальна техніка. — Київ. Науково-методичний кабінет при Мінвузі УРСР, 1991. — 239 с.
28. ГОСТ 8.437-81. ГСИ. Системы информационно-измерительные. Метрологическое обеспечение. Основные положения.
29. ГОСТ 8.438-81. ГСИ. Системы информационно-измерительные. Поверка. Общие положения.
30. *Колодницький М.М.* Елементи теорії САПР складних систем. — Житомир: ЖІТІ, 1999. — 511 с.
31. *Плечистий Д.Є.* Датчики для систем автоматичного керування і контролю — Житомир: ЖІТІ, 2000. — 320 с.

32. *Цюцюра В.Д.* Метрологія та основи вимірювань. — Київ, видавництво “Знання”, 2000. — 170 с.
33. Межгосударственные стандарты. Справочник, т. 1-4. — Львов: Леонорм: 1998. — 1003 с.
34. Межгосударственные стандарты. Дополнение (январь—декабрь) 1998 г. Справочник. — Львов: Леонорм: 1998. — 79 с.
35. Межгосударственные стандарты. Указатель. Дополнение (январь—декабрь) 1999 г. — Львов: Леонорм, 2000. — 133 с.
36. Компакт-диск. Метрологія. — Львів: Програмне забезпечення, Науково-інформаційний центр “Леонорм”, 2000.
37. *Самотокін Б.Б.* Курс лекцій з теорії автоматичного керування. Частина 1. Теорія лінійних систем автоматичного керування. — Житомир: ЖІТІ, 1997. — 361 с.
38. *Тютюнник А.Г.* Оптимальні та адаптивні системи автоматичного керування. — Житомир: ЖІТІ, 1998. — 511 с.
39. *Каргополова Н.П.* Теорія електричних та магнітних кіл. Частина 1. — Житомир: ЖІТІ, 1999. — 236 с.
40. Основы стандартизации и метрологии. /Под ред. Е.П. Лебедева. — Харьков: ВирТА, 1975. — 170 с.
41. *Коваленко І.О.* Методичні вказівки для виконання лабораторних робіт з курсу “Метрологія та вимірювання” — Житомир: ЖІТІ, 2000. — 80 с.
42. *Грабар І.Г., Коваль А.М., Коваленко І.О.* Методичні вказівки для виконання лабораторних робіт з курсу “Електричне та електронне обладнання автомобіля”. — Житомир; ЖІТІ, 1999. — 59 с.

ЗМІСТ

Перелік скорочень.....	3
Передмова.....	5
Вступ.....	7
Глава 1. Основи метрології.....	14
1.1. Загальні відомості про метрологію. Зв'язок стандартизації і метрології.....	14
1.2. Одиниці фізичних величин.....	17
1.2.1. Основні відомості про одиниці фізичних величин та системи одиниць.....	17
1.2.2. Основні відомості про Міжнародну систему одиниць.....	19
1.2.3. Основні відомості про еталони одиниць фізичних величин та робочих ЗВТ.....	23
1.3. Основні відомості про вимірювання. Класифікація вимірювання.....	25
1.4. Похибки вимірювання.....	30
1.4.1. Основні відомості про похибки вимірювання.....	30
1.4.2. Класифікація похибок вимірювання.....	32
1.5. Систематичні похибки прямих вимірювань.....	35
1.5.1. Класифікація систематичних похибок вимірювання.....	35
1.5.2. Виявлення та облік систематичних похибок вимірювання.....	38
1.6. Випадкові похибки прямих вимірювань.....	42
1.6.1. Основні відомості про випадкові похибки. Показники точності результатів вимірювання.....	42
1.6.2. Оцінка результату багаторазових вимірювань.....	46
1.6.3. Оцінка середнього квадратичного відхилення результату спостереження та результату вимірювання.....	47
1.6.4. Довірчі межі випадкового відхилення результату спостереження.....	50
1.6.5. Довірчі межі похибок результату вимірювання....	51
1.6.6. Довірчі межі середнього квадратичного відхилення.....	58
1.6.7. Функції розподілу похибок вимірювання.....	64
1.6.8. Виявлення та виключення грубих похибок.....	70
1.7. Основні похибки непрямих вимірювань.....	73

1.7.1. Основні відомості про похибки непрямих вимірювань.....	73
1.7.2. Систематичні похибки непрямих вимірювань.....	74
1.7.3. Випадкові похибки непрямих вимірювань.....	76
1.8. Підсумовування похибок вимірювання.....	82
1.8.1. Критерій незначних похибок вимірювання.....	82
1.8.2. Підсумовування похибок вимірювання.....	84
Контрольні запитання та задачі.....	88
Глава 2. Засоби вимірювальної техніки та їх основні характеристики і параметри.....	89
2.1. Основні відомості про засоби вимірювальної техніки. Класифікація засобів вимірювальної техніки.....	89
2.2. Сигнали вимірювальної інформації, їх характеристики та параметри.....	93
2.3. Структурні схеми і властивості засобів вимірювальної техніки у статичному режимі.....	107
2.3.1. Основні метрологічні характеристики та параметри ЗВТ в статичному режимі.....	113
2.3.2. Динамічні характеристики та параметри ЗВТ.....	136
2.4. Нормування метрологічних характеристик ЗВТ.....	155
2.4.1. Клас точності вимірювальної техніки.....	169
Контрольні запитання.....	172
Глава 3. Основи інформаційно-енергетичної теорії ЗВТ.....	173
3.1. Негентропійний принцип передачі інформації.....	173
3.2. Співвідношення між величиною енергії та перенесеною нею інформацією при різноманітних сигналах.....	177
3.3. Інформаційно-енергетичний коефіцієнт корисної дії та кваліметрія ЗВТ.....	183
3.4. Загальні методи підвищення точності засобів вимірювальної техніки.....	186
3.5. Інформаційно-енергетичний аналіз і принцип узгодження вхідних і вихідних опорів елементів ЗВТ.....	191
Контрольні запитання.....	210
Глава 4. Державний метрологічний контроль та нагляд.....	211
4.1. Метрологічна діяльність в Україні.....	212

4.2. Повірка засобів вимірювальної техніки.....	224
Контрольні запитання.....	230
Глава 5. Електромеханічні перетворювачі та прилади на їх основі.....	231
5.1. Загальні відомості.....	231
5.2. Класифікація електромеханічних вимірювальних приладів та їхні умовні позначення.....	235
5.3. Загальні деталі і вузли електромеханічних вимірювальних приладів.....	237
5.4. Вимірювальний механізм магнітоелектричної системи.....	241
5.5. Вимірювальний механізм електромагнітної системи.....	246
5.6. Вимірювальний механізм електродинамічної та феродинамічної систем.....	249
5.7. Вимірювальний механізм електростатичної системи.....	254
5.8. Вимірювальний механізм індукційної системи.....	256
5.9. Вимірювальний механізм вібраційної системи.....	257
5.10. Зворотний електромеханічний перетворювач.....	259
Контрольні запитання та задачі.....	264
Глава 6. Вимірювання електричних величин електромеханічними приладами.....	266
6.1. Вимірювання струмів та напруг в електричних колах.....	266
6.2. Вимірювання потужності та енергії в електричних колах.....	277
6.2.1. Загальні відомості. Класифікація методів та приладів для вимірювання потужності.....	277
6.2.2. Вимірювання потужності на постійному струмі та низькій частоті.....	279
6.2.3. Методи вимірювання потужності в діапазоні ВЧ та НВЧ.....	283
6.2.4. Вимірювання потужності в трифазних колах синусоїдного струму.....	288
6.2.5. Облік виробництва та споживання електричної енергії.....	293
6.3. Вимірювання параметрів елементів електричних кіл.....	296
	647

6.4. Вимірювання частоти та куту зсуву фаз в електричних колах змінного струму.....	310
Контрольні запитання та задачі.....	314
Глава 7. Електронні аналогові прилади.....	317
7.1. Загальні відомості.....	317
7.2. Електронні аналогові вольтметри.....	317
7.3. Електронні прилади для вимірювання параметрів електричних кіл.....	324
7.4. Електронні частотоміри та фазометри.....	328
7.5. Електронні ватметри і лічильники.....	330
7.6. Електронно-променеві осцилографи.....	334
7.6.1. Загальні відомості. Класифікація електронних осцилографів.....	334
7.6.2. Електромеханічний осцилограф.....	335
7.6.3. Основні характеристики та параметри електронних осцилографів.....	338
7.6.4. Структурна схема типового електронного осцилографа.....	345
7.6.5. Осцилографічні розгортки.....	351
7.6.6. Рекомендації з вибору осцилографа.....	363
7.6.7. Багатопроменеві осцилографи.....	364
7.7. Методи аналізу спектру сигналу.....	367
7.8. Вимірювання нелінійних спотворень.....	378
Контрольні запитання та задачі.....	381
Глава 8. Магнітовимірювальні прилади.....	382
8.1. Прилади для вимірювання магнітного потоку.....	382
8.2. Прилади для вимірювання магнітної індукції і напруженості магнітного поля.....	388
8.3. Апаратура для визначення характеристик і параметрів магнітних матеріалів.....	395
8.4. Вимірювання параметрів магнітного поля.....	397
Контрольні питання.....	398
Глава 9. Основи побудови автоматичних ЗВТ електричних величин.....	399
9.1. Класифікація автоматичних засобів електричних вимірювань.....	400
9.2. Структурні схеми перетворювачів АВП.....	401
9.3. Елементна база АВП.....	403

9.4.	Агрегатний комплекс засобів електровимірювальної техніки (АЗЕТ).....	406
9.5.	Аналогові автоматичні прилади.....	408
9.6.	Автоматичні цифрові вимірювальні прилади.....	426
9.6.1.	Принцип дії цифрових вимірювальних приладів.....	435
9.6.2	Цифрові частотоміри.....	446
9.6.3.	Цифрові фазометри.....	451
9.6.4.	Цифрові методи спектрального аналізу.....	457
9.6.5.	Цифрові ватметри і лічильники електричної енергії.....	460
9.6.6.	Цифрові прилади для вимірювання характеристик магнітних полів і матеріалів.....	464
9.6.7.	Цифрові вимірювачі нелінійних спотворень.....	471
9.7.	Метрологічні характеристики АВП.....	472
	Контрольні запитання.....	474
	Глава 10. Мікропроцесори у вимірювальних приладах...	475
10.1.	Переваги і недоліки мікропроцесорних вимірювальних приладів.....	475
10.2.	Структурна схема мікропроцесорної системи.....	477
10.3.	Похибки вимірювань мікропроцесорної системи...	481
10.4.	Принципи побудови мікропроцесорних систем....	483
10.4.1.	Аналоговий вимірювальний канал мікропроцесорних систем.....	483
10.4.2.	Частотний вимірювальний канал мікропроцесорних систем.....	488
10.5.	Автоматизовані вольтметри з вмонтованим мікропроцесором.....	493
10.6.	Автоматизовані осцилографи.....	499
10.7.	Цифрові аналізатори спектру.....	508
10.8.	Цифрові вимірювачі коефіцієнта гармонік.....	514
	Контрольні запитання.....	516
	Глава 11. Вимірювання характеристик випадкових сигналів.	517
11.1.	Загальні відомості.....	517
11.2.	Вимірювання середнього значення.....	521
11.3.	Вимірювання середньої потужності і дисперсії....	523
11.4.	Вимірювання кореляційних функцій.....	524
11.5.	Вимірювання енергетичного спектру.....	526

11.6. Вимірювання одномірної густини розподілу імовірності.....	527
Контрольні запитання.....	534
Глава 12. Вимірювання неелектричних величин електричними методами.....	535
12.1. Особливості вимірювання неелектричних величин.....	535
12.2. Узагальнена структурна схема засобу вимірювання неелектричних величин.....	537
12.3. Генераторні вимірювальні перетворювачі неелектричних величин.....	539
12.3.1. Індукційні перетворювачі.....	539
12.3.2. Пізоелектричні перетворювачі.....	540
12.3.3. Електретні перетворювачі.....	543
12.3.4. Термоелектричні перетворювачі.....	544
12.3.5. Фотоелектричні перетворювачі.....	544
12.4. Параметричні вимірювальні перетворювачі неелектричних величин.....	544
12.4.1. Резистивні перетворювачі.....	545
12.4.2. Ємнісні перетворювачі.....	547
12.4.3. Індуктивні перетворювачі.....	553
12.5. Методи вимірювання неелектричних величин.....	555
12.5.1. Методи вимірювання лінійних та кутових величин.....	555
12.5.2. Оптиелектронні методи вимірювання.....	557
12.5.3. Вимірювання параметрів руху.....	559
12.5.4. Витратоміри рідин та газів.....	559
12.5.5. Вимірювання механічних напруг, деформацій, сил та тисків.....	561
12.5.6. Вимірювання теплових величин.....	564
12.5.7. Вимірювання концентрації рідких середовищ.....	565
12.5.8. Вимірювання каламутності рідких середовищ.....	566
Контрольні запитання.....	570
Глава 13. Вимірювальні інформаційні системи.....	571
13.1. Загальні відомості.....	571
13.2. Типові структури ВІС.....	572
13.3. Загальні структурні схеми ВІС.....	577
13.4. Класифікація вимірювальних інформаційних систем.....	582

13.5. Вимірювально-обчислювальні комплекси та комп'ютерно-вимірювальні системи.....	584
13.6. Метрологічні характеристики ВІС.....	589
Контрольні запитання.....	593
Глава 14. Автоматизація повірки засобів вимірювальної техніки.....	594
14.1. Методи, що застосовуються для автоматизації повірки ЗВТ.....	595
14.2. Програмно-керуючі міри струму та напруги.....	596
14.3. Автоматизовані повірочні установки першого рівня.....	599
14.4. Автоматизовані повірочні установки другого рівня.....	603
14.5. Автоматизовані повірочні установки третього рівня.....	605
14.6. Перспективи розвитку автоматизації повірки ЗВТ.....	608
Контрольні запитання.....	610
Глава 15. Перспективи розвитку вимірювальної техніки.....	611
15.1. Загальна характеристика перспективних напрямків.....	611
15.2. Адаптація в ВІС.....	613
15.3. Методологія побудови САПР ВІС.....	616
15.4. Персональні комп'ютери у вимірювальній техніці.....	620
Контрольні запитання.....	621
Додатки.....	622
Література.....	642

Іван Олексійович КОВАЛЕНКО
Аркадій Миколайович КОВАЛЬ

МЕТРОЛОГІЯ ТА ВИМІРЮВАЛЬНА ТЕХНІКА

Навчальний посібник

**Навчальний посібник видано редакційно-видавничим відділом
Житомирського інженерно-технологічного інституту**

Редактор Пекарева Н.С.

Комп'ютерний набір та верстка, дизайн Свістельник С.С.

Макетування Кондратенко В.В.

Підписано до друку 29.05.2001. Формат 60х84 1/16. Папір
фінський. Гарнітура Peterburg. Умов. друк. аркушів 40,8. На-
клад 300 екз. Зам. 110.

Адреса: 10005, Житомир, вул. Черняхівського, 103.