

**МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ**  
**Національний авіаційний університет**

**Єременко В.С., Монченко О.В.**

**АНАЛОГОВІ ТА ЦИФРОВІ ВИМІРЮВАЛЬНІ ПРИБАДИ**

**Навчальний посібник**

**Київ 2017**

УДК 681.2.08(075.8)  
ББК 3842-5я7  
Є701

Автори:

**Єременко В.С.** – к.т.н., професор кафедри інформаційно-вимірювальних систем НАУ – тема I, II, III

**Монченко О.В.** – к.т.н., доцент кафедри інформаційно-вимірювальних систем НАУ – тема IV, V

Рецензенти:

**М.В. Мислович** – д.т.н., проф.,

**Здоренко В.Г.** – д.т.н., проф.,

**Є.Ф. Суслов** – к.т.н., доцент

Затверджено методично-редакційною радою Національного авіаційного університету  
(протокол № \_\_\_\_\_ від \_\_\_\_\_ р.).

Є701 Єременко В.С., Монченко О.В. Аналогові та цифрові вимірювальні прилади : Навчальний посібник.– К.:НАУ, 2017.–160 с.

В навчальному посібнику розглянуто питання загальної теорії вимірювань. Викладено основні відомості про аналогові засоби та методи вимірювання електричних величин. Описано принцип дії, технічні та метрологічні характеристики аналогових приладів для вимірювання електричних величин – напруги, струму, частоти, часових інтервалів, фазових зсувів, коефіцієнта нелінійних спотворень, а також принципи побудови вимірювальних генераторів.

Призначений для студентів вищих навчальних закладів, що навчаються за напрямом “Метрологія та вимірювальна техніка”.

УДК 681.2.08(075.8)

© Єременко В.С.,  
Монченко О.В.

2017

## ВСТУП

### **Роль вимірювань у пізнанні світу, науковій та господарській діяльності людини**

Вимірювання – один з найдревніших видів діяльності людини. Необхідність різного роду вимірювань виникла тоді, коли людина почала свідомо займатися господарською діяльністю та обміном результатами праці. Перші терези були створені понад 6000 років тому, а годинник – ще раніше. Вага, час, лінійні розміри та площа – це перші вимірювані людиною величини. З розвитком господарства, і особливо з розвитком промисловості, виникли об'єктивні потреби у вимірюванні нових величин та підвищенні якості їх вимірювання.

Але вимірювання не тільки забезпечують повсякденну господарську діяльність людини. З часом вимірювання та засоби вимірювань перетворилися на потужний інструмент пізнання світу. Саме результати вимірювань дають експериментаторам об'єктивну інформацію про різні фізичні об'єкти та явища, дозволяють перевірити наукові гіпотези та зазирнути за грань непізнаного. І цю властивість вимірювань людство усвідомило давно. Ще відомий вчений середньовіччя Г. Галілей казав: “Считай то, что считаемо, измеряй то, что измеряемо; а то, что не измеряемо, делай измеряемым”[8].

Вимірювання як наука почала розвиватися наприкінці XIX ст. Одним з її засновників був великий російський вчений Д.І. Менделєєв. Широко відомий його вислів: “Наука начинается с тех пор, как начинают измерять; точная наука немыслима без меры” [8]. На сьогодні номенклатура вимірювань налічує сотні різних видів вимірювань. Для того, щоб розібратися у відомих методах вимірювань та засобах їх реалізації, потрібно їх класифікувати, узагальнити та визначити основні характеристики і критерії їх оцінки.

Дисципліна “Аналогові та цифрові вимірювальні прилади” розпочинає цикл професійно-орієнтованої підготовки студентів спеціальності “Інформаційно-вимірювальні системи” і викладається в третьому-шостому навчальних семестрах. Мета викладення дисципліни – формування у студентів базових знань з теорії

вимірювань, теорії похибок, методів вимірювань, принципів побудови аналогових та цифрових приладів та методів їх аналізу.

Перша частина конспекту лекцій цієї дисципліни охоплює загальні питання теорії вимірювань та питання побудови аналогових приладів для вимірювання електричних величин. На даному етапі розвитку вимірювальної техніки зберігається стала тенденція до поширення цифрових методів та приладів, які забезпечують широкі можливості для значного підвищення метрологічних характеристик приладів, уніфікації приладів на базі застосування цифрових методів обробки сигналів. Виникає питання: Для чого вивчати аналогові прилади і чи потрібно витратити на це час? На користь позитивної відповіді наведемо такі аргументи:

1. На сьогодні в експлуатації знаходиться велика кількість аналогових приладів.

2. Вирішення ряду вимірювальних задач із застосуванням аналогових методів дозволяє застосовувати простіші та дешевші технічні рішення порівняно з цифровими методами.

3. Аналогові прилади лишаються незамінними в разі вимірювання та контролю великої кількості параметрів. Це обумовлено тим, що людина–оператор краще і швидше сприймає інформацію, представлену в аналоговій формі (кутовий поворот стрілки приладу, зміна положення покажчика у просторі, висота стовпчика індикатора тощо) ніж в цифровій формі. Тому і пульти управління складними технічними системами, і приладні панелі літаків, які передбачають сприйняття та переробку оператором великих обсягів інформації у швидкому темпі впродовж довгого часу, устатковуються переважно аналоговими приладами.

Набуті при вивченні даної дисципліни знання необхідні студентам для виконання курсового та дипломного проектування і засвоєння навчального матеріалу з дисциплін “Основи теорії інформаційно-вимірювальних систем”, “Вимірювання неелектричних величин”, “Основи контролю та технічної діагностики”, “Бортові інформаційно-вимірювальні системи”, “Авіаційні інформаційно-діагностичні системи” і ін.

# ТЕМА I. ОСНОВНІ ПОНЯТТЯ ТЕОРІЇ ВИМІРЮВАНЬ

## Лекція 1

### 1. ОСНОВНІ ТЕРМІНИ ТА ВИЗНАЧЕННЯ

Кожна наука базується на певних поняттях та визначеннях, які дозволяють однозначно описувати і характеризувати суттєві властивості та зв'язки предметів і явищ, які складають предмет дослідження даної науки. Розглянемо основні поняття вимірювальної техніки.

#### 1.1. Поняття лічби, контролю та вимірювання

*Лічба* – це відображення кількісної властивості певної сукупності матеріальних якісно однорідних об'єктів числом. Отже в процесі лічби розрізняється кожен об'єкт з певної сукупності і кількість об'єктів в сукупності відображається числовим значенням. Результатом лічби є неіменоване число.

*Контроль* – це відображення відповідності між станом об'єкта контролю (ОК) і нормою відповідним рішенням. Контролю підлягає не тільки стан ОК в цілому, але й окремі властивості ОК. Контроль здійснюється шляхом сприйняття контрольованої величини, її зіставленням (порівнянням) з нормою і подальшим формуванням висновку чи рішення. Під нормою розуміється певна область у просторі станів ОК чи просторі можливих значень його окремих властивостей. Результатом контролю є якісна характеристика ОК типу "брак" чи "норма", "більше", чи "менше". Основною характеристикою контролю є вірогідність (достовірність) контролю, що оцінюється ймовірністю прийняття правильного рішення.

*Вимірювання* – це відображення вимірюваних величин їхніми значеннями шляхом експеримента та обчислень за допомогою спеціальних технічних засобів. Для осмислення поняття вимірювання дамо визначення поняття "фізична величина". *Фізична величина* (ФВ) – це властивість, яка в якісному відношенні є спільною для багатьох фізичних об'єктів, але індивідуальна в

кількісному відношенні у кожного з них (ДСТУ 2681-94. Метрологія. Терміни та визначення). Приклади ФВ: маса, температура, лінійний розмір, час тощо. Кількісною характеристикою ФВ є її розмір. *Розмір* ФВ – це кількісний вміст ФВ в даному об'єкті.

Як це витікає з самого визначення, процес вимірювання передбачає наявність операції відтворення ФВ відомого розміру. Отже, сутність вимірювання полягає у порівнянні двох ФВ: вимірюваної, невідомої та задалегідь відомої, яка прийнята за одиницю ФВ та відтворюється спеціальним пристроєм – мірою. Сутність процесу вимірювання відображено на рис.1.1. Внаслідок



Рис.1.1

недосконалості методів та засобів вимірювання результат вимірювання відрізняється від дійсного значення вимірюваної ФВ. Під *дійсним* (умовно істинним) значенням ФВ розуміється таке її значення, яке знайдено експериментальним шляхом і настільки наближено до істинного, що його можна використати замість істинного для даної мети.

Математично процес вимірювання описується виразом

$$Q = q[Q] + \Delta, \quad (1.1)$$

де  $Q$  - вимірювана ФВ;  $q$  – числове значення величини;  $[Q]$  – відтворювана мірою одиниця вимірювання ФВ;  $\Delta$  – похибка вимірювання, яка може бути навіть більшою за  $[Q]$ .

Однією з найважливіших проблем вимірювань є проблема єдності вимірювань, тобто незалежності результатів від місця і часу їх проведення, застосованих методів вимірювань та апаратури. Ці

питання вирішуються за допомогою *метрології* – науки про вимірювання, методи та засоби забезпечення їх єдності та способи досягнення необхідної точності. Отже, предметом дослідження метрології є питання створення загальної теорії вимірювань, створення систем фізичних величин, розробка методів вимірювань та методів визначення похибок вимірювань, створення еталонів, перевірка засобів вимірювань (визначення похибок засобів вимірювань та встановлення їх придатності до експлуатації), забезпечення єдності вимірювань.

Для забезпечення єдності вимірювань необхідно вирішити три питання:

- 1) стандартизувати систему одиниць ФВ;
- 2) відтворити одиниці ФВ за допомогою еталона (*еталон* – це міра, що відтворює одиницю ФВ з найвищою можливою на даному етапі розвитку науки і техніки точністю);
- 3) передати розмір одиниці ФВ від еталона до вимірювального пристрою (до міри фізичної величини).

Міжнародна наукова спільнота давно дійшла висновку про необхідність уніфікації вимірювань. Перший крок на цьому шляху зроблено у 1875 р., коли на конференції в Парижі 17 найбільш розвинених промислових країн підписали міжнародну Метричну конвенцію. В Росії першу метрологічну установу - Головну палату мірил та терезів було створено у 1893 р. з ініціативи видатного російського вченого Д.І. Менделєєва (1834-1907). Д.І. Менделєєв вважав вимірювання найважливішим засобом пізнання світу і зробив вагомий внесок як у становлення метрології як науки, так і в розвиток практичної метрології.

В Україні національним органом із забезпечення єдності вимірювань є Державний комітет України зі стандартизації, метрології та серифікації (Держстандарт України). Під його керівництвом працює метрологічна служба України, яка складається з державної метрологічної служби і метрологічних служб міністерств, відомств, підприємств та організацій. До основних державних метрологічних установ належать УкрЦСМ – Український центр стандартизації та метрології ( м. Київ, Феофанія) та Харківський державний науково-дослідний інститут “Метрологія”, в якому зберігається понад 30 еталонів різних ФВ, в тому числі маси, довжини, часу. Цей заклад є одним з найстаріших метрологічних

закладів на теренах колишнього СРСР і функціонує вже понад 100 років.

## 1.2. Систематизація ФВ

З рівняння (1.1) видно, що числове значення ФВ залежить від прийнятих одиниць вимірювань. Отже, свавілля у виборі одиниць вимірювання неприпустимо, бо неминуче призведе до порушення єдності вимірювань. Тому під час вимірювань користуються не окремими одиницями ФВ, а узгодженими стандартизованими системами одиниць.

Основні принципи формування раціональної системи одиниць сформульовані ще в 1832 р. видатним німецьким математиком і фізиком Карлом Фрідріхом Гаусом (1777-1855). Вони полягають у наступному:

- 1) вибір системи фізичних рівнянь, які відображають залежності між всіма ФВ, для яких необхідно встановити одиниці вимірювання;
- 2) вибір мінімальної необхідної кількості одиниць ФВ;
- 3) створення похідних одиниць ФВ;
- 4) створення кратних і дольних одиниць ФВ.

До 1960 р. було створено велику кількість національних систем одиниць. Так, наприклад, в Англії довжина вимірювалась в ярдах, футах, дюймах та лініях, в Росії – в сажених, аршинах, футах, дюймах, лініях та точках; маса в Англії вимірювалась у фунтах, в Росії – в пудах та фунтах (причому, при однаковій назві одиниці – “фунт” вони відповідали різним масам в різних країнах). Але потреба розвитку міжнародної кооперації, наукового та технічного співробітництва призвели до необхідності уніфікації вимірювань. Тому в 1960 р. XI Генеральна конференція з мір та ваги прийняла Міжнародну систему ФВ, відому як система СІ (Система Інтернаціональна). Ця система законодавчо закріплена в Україні з 1982 р. в ДСТУ 3651.0-2-97 “Метрологія. Одиниці фізичних величин”. Система СІ має сім основних одиниць, наведених в табл.1.1.

В систему СІ входять також дві додаткові одиниці (плоский та тілесний кути) та близько 150 похідних одиниць ФВ. Правила утворення кратних та дольних одиниць, їх найменування та



позначення, похідні та позасистемні одиниці, фізичні константи та характеристичні числа також подані в ДСТУ3651.0-2-97.

Таблиця 1.1

| ФВ                         | Одиниці ФВ   |            |            |
|----------------------------|--------------|------------|------------|
|                            | Найменування | Позначення |            |
|                            |              | міжнародне | українське |
| Довжина                    | Метр         | М          | М          |
| Маса                       | Кілограм     | Кg         | Кг         |
| Час                        | Секунда      | S          | С          |
| Сила струму                | Ампер        | A          | А          |
| Сила світла                | Кандела      | Cd         | Кд         |
| Термодинамічна температура | Кельвін      | K          | К          |
| Кількість речовини         | Моль         | Mol        | Моль       |

В системі СІ використовуються десяткові кратні (більші за основні) та частинні (менші за основні) одиниці, назви яких утворюються за допомогою приставок до найменування одиниць ФВ. Множники та відповідні приставки наведено в табл.1.2.

Таблиця 1.2

| Множник   | Приставка | Позначення |            | Множник    | Приставка | Позначення |            |
|-----------|-----------|------------|------------|------------|-----------|------------|------------|
|           |           | міжнародне | українське |            |           | міжнародне | українське |
| $10^{24}$ | Йотта     | Y          | Й          | $10^{-1}$  | Деци      | d          | д          |
| $10^{21}$ | Зетта     | Z          | Зт         | $10^{-2}$  | Сантис    | c          | с          |
| $10^{18}$ | Екста     | E          | Е          | $10^{-3}$  | Мілі      | m          | м          |
| $10^{15}$ | Пета      | P          | П          | $10^{-6}$  | Мікро     | μ          | мк         |
| $10^{12}$ | Тера      | T          | Т          | $10^{-9}$  | Нано      | n          | н          |
| $10^9$    | Гіга      | G          | Г          | $10^{-12}$ | Піко      | p          | п          |
| $10^6$    | Мега      | M          | М          | $10^{-15}$ | Фемто     | f          | ф          |
| $10^3$    | Кіло      | k          | к          | $10^{-18}$ | Атто      | a          | а          |
| $10^2$    | Гекто     | h          | г          | $10^{-21}$ | Зепто     | z          | зп         |
| $10^1$    | Дека      | da         | да         | $10^{-24}$ | Йокто     | y          | й          |

При утворенні кратних та частинних одиниць недопустимо приєднання відразу двох приставок.

Похідні одиниці  $SI$  утворюються з основних та додаткових одиниць  $SI$  за правилами утворення когерентних похідних одиниць на основі рівнянь відомих фізичних законів та залежностей. Якщо нова ФВ утворюється з основних ФВ  $A, B, C$  за формулою

$$Q = \kappa A^\alpha B^\beta C^\gamma, \quad (1.2)$$

де  $\kappa$  – безрозмірний коефіцієнт;  $\alpha, \beta, \gamma$  - показники степені, то одиниця вимірювання  $Q$  визначиться як

$$[Q] = K ([A])^\alpha ([B])^\beta ([C])^\gamma, \quad (1.3)$$

де  $[A], [B], [C]$  – одиниці ФВ  $A, B, C$ .

Як приклад виведемо розмірність одиниці вимірювання кінетичної енергії тіла масою  $m$ , що рухається прямолінійно зі сталою швидкістю  $V$ . Як відомо, в цьому випадку енергія обраховується за формулою  $E = \frac{1}{2} mV^2$ . Отже, одиниця вимірювання кінетичної енергії

$$[E] = [m] [V]^2 = (\text{кг}) \left( \frac{\text{м}}{\text{с}} \right)^2 = \frac{\text{кгм}^2}{\text{с}^2} = \text{н} \cdot \text{м} = \text{Дж (Джоуль)}.$$

Зауважимо: якщо формула містить відмінні від одиниці чисельні коефіцієнти то вони ігноруються при утворенні похідних одиниць ФВ.

## 2. КОНТРОЛЬНІ ЗАПИТАННЯ

1. Дайте визначення основних вимірювальних процедур: контролю, лічби, вимірювання.
2. Розкрийте поняття “фізична величина” .
3. В чому полягає сутність вимірювання?
4. Наведіть приклади вимірювання, контролю, лічби.
5. Сформулюйте основні принципи створення раціональної системи ФВ.
6. Як утворюються кратні та дольні ФВ?
7. Як утворюються похідні ФВ?
8. Наведіть приклади утворення похідних ФВ.
9. Які задачі вирішує метрологія для забезпечення єдності вимірювань?

## Лекція 2

### 1. ВИМІРЮВАЛЬНІ ОПЕРАЦІЇ ТА ЗАСОБИ ЇХ РЕАЛІЗАЦІЇ

Вимірювання – це багатоопераційна процедура. Довільний процес вимірювання можна представити певним набором таких вимірювальних операцій:

- відтворення фізичної величини заданого розміру;
- вимірювальне перетворення;
- порівняльне перетворення;
- масштабне перетворення;
- чисельні операції;
- кодове перетворення.

Сукупність цих вимірювальних операцій є *функціонально повною*, тобто достатньою для реалізації будь-якого вимірювання без застосування інших операцій та процедур. Наведені операції виконують певні пристрої.

*Міра* – це вимірювальний пристрій, призначений для відтворення та зберігання ФВ одного чи декількох розмірів, значення яких відоме із заданою точністю. Якість міри визначає не тільки точність відтворення, але й стабільність у часі, незалежність результату від дії зовнішніх умов. ( Приклади мірил: лінійка, гиря, кварцевий генератор, зразкова котушка опору).

*Вимірювальний перетворювач* – вимірювальний пристрій, призначений для виконання вимірювального перетворення, тобто перетворення однієї ФВ в іншу (або одного сигналу в інший), розміри яких (або інформативні параметри яких) функціонально пов'язані. Таке перетворення може бути пов'язане зі зміною фізичного роду ФВ чи зміною тільки її розміру, трансформацією часового масштабу, модуляцією тощо. Під *сигналом* розуміється будь-яке збурення матеріального середовища, що містить відомості про певну ФВ, досліджуваній об'єкт чи подію та може бути зареєстровано одним з відомих способів. Під *вимірювальним сигналом* розуміється сигнал, один чи декілька параметрів якого є інформативними. В загальному випадку сигнал змінюється у часі  $t$  і залежить не тільки від невідомого інформативного параметра  $x(t)$ , але й від певної сукупності неінформативних параметрів, які можуть бути представлені вектором  $\bar{p}$ . Математично сигнал можна

представити моделлю виду  $u[t, x(t), \bar{p}]$ . Вимірювальні перетворювачі застосовують для узгодження вимірювальної величини з вимірювальним приладом (або його окремими складовими) за масштабом та родом сигналів.

Вимірювальний перетворювач, який першим взаємодіє з вимірюваною ФВ, називається *первинним*, або *сенсором*. ФВ різної фізичної природи (оптичні, акустичні, магнітні тощо) за допомогою сенсорів перетворюються в електричні сигнали - електричний струм чи напругу. Далі під сигналом (вимірювальним сигналом) будемо розуміти електричний сигнал, який отримано на виході сенсора.

*Компаратор, чи пристрій порівняння* – вимірювальний пристрій, призначений для отримання співвідношень більше/менше двох однорідних фізичних величин ( терези).

*Масштабний перетворювач* – вимірювальний пристрій, призначений для перетворення вимірювального сигналу в однорідний з трансформацією одного чи декількох його параметрів.

В одному вимірювальному приладі сигнал може піддаватися послідовно декільком перетворенням, які утворюють ланцюг перетворень. В терезах, наприклад, виконується такий ланцюжок перетворень: маса  $m \rightarrow$  сила  $F \rightarrow$  плече  $\Delta l \rightarrow$  момент сили  $F \Delta l \rightarrow$  число.

*Чисельний вимірювальний перетворювач* (обчислювальний компонент) – вимірювальний пристрій, який уявляє собою сукупність засобів обчислювальної техніки та програмного забезпечення і виконує обчислювальні операції з числовими характеристиками вимірювальних сигналів або іншою вимірювальною інформацією.

*Кодовий засіб вимірювання* (аналого-цифровий перетворювач)– засіб вимірювання, в якому створюється кодовий сигнал вимірювальної інформації.

Перелічені найпростіші засоби вимірювальної техніки використовують для побудови *вимірювальних приладів*, в яких створюються візуальні сигнали вимірювальної інформації. Вимірювальний прилад являє собою певну сукупність вимірювальних пристроїв, що дозволяє отримати вимірювальну інформацію про значення ФВ.

*Аналоговий вимірювальний прилад* – це прилад, в якому візуальний сигнал візуальної інформації подається за допомогою шкали та покажчика.

*Цифровий вимірювальний прилад* – це прилад, в якому візуальний сигнал візуальної інформації подається у вигляді цифр чи символів на показувальному пристрої.

*Вимірювальний канал* – це сукупність засобів вимірювальної техніки, засобів зв'язку та інших технічних засобів, призначених для створення сигналу візуальної інформації про одну ФВ.

*Вимірювальна система* – це сукупність вимірювальних каналів, вимірювальних приладів та інших технічних засобів, об'єднаних для створення сигналів вимірювальної інформації про декілька вимірювальних ФВ.

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

*Інформаційно-вимірювальний комплекс (ІВК)* – це автоматизований засіб вимірювання електричних величин, на основі якого створюються інформаційно-вимірювальні системи шляхом:

- приєднання до входу вимірювальних каналів ІВК первинних перетворювачів (давачів) вимірюваної величини з електричним вихідним сигналом;
- генерації на основі програмних компонентів ІВК програм обробки інформації та керування експериментом, орієнтованих на вирішення конкретних задач;
- приєднання до виходів каналів сигналів управління об'єктом, що впливають безпосередньо на об'єкт вимірювання;
- модифікації ІВК під конкретну задачу за рахунок додавання чи часткової заміни технічних чи програмних компонентів.

В останній час набуває поширення новий термін – “*вимірювальна станція*”. Під цим терміном розуміється сукупність засобів вимірювальної техніки та програмно-апаратних засобів обчислювальної техніки, які поєднані конструктивно і забезпечують вимірювання багатьох різнорідних фізичних величин чи параметрів сигналів (наприклад, напруги, сили струму, частоти, часових інтервалів, фазових зсувів, коефіцієнта гармонік тощо).

## 2. МЕТРОЛОГІЧНІ ХАРАКТЕРИСТИКИ ЗАСОБІВ ВИМІРЮВАЛЬНОЇ ТЕХНІКИ (ЗВТ)

Усі ЗВТ мають певні властивості, пов'язані з їх функціональним призначенням. Технічні характеристики, що описують ці властивості і впливають на результат вимірювання та його точність, називаються *метрологічними характеристиками* (МХ).

МХ, які встановлюються нормативно-технічними документами, називаються *нормованими метрологічними характеристиками*. МХ задаються для нормальних умов, що визначаються такими параметрами:

- температура  $293 \pm 5$  °С;
- відносна вологість  $65 \pm 15\%$ ;
- атмосферний тиск  $750 \pm 30$  мм рт. ст.;
- напруга мережі живлення:  $220 \text{ В} \pm 2\%$ ;
- частота живлення  $50$  Гц  $\pm 1\%$ .

До найважливіших метрологічних характеристик ЗВТ відносяться такі.

*Функція (рівняння) перетворення* – функція, яка встановлює зв'язок вихідного сигналу ЗВТ від вхідної величини (чи певного параметра вхідного сигналу) ЗВТ (рис.2.1.):

$$y(t) = f[x(t)]. \quad (2.1)$$

У випадках, коли вимірювану величину можна вважати незмінною впродовж часу вимірювання, у формулу (2.1) можна не вказувати залежність від часу.

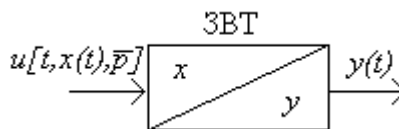


Рис. 2.1

Функція перетворення може бути задана не тільки аналітично, але й графіком чи таблицею. Єдиною незмінною умовою є однозначність функції.

Присвоєна ЗВТ функція перетворення  $f_{\text{ном}}(x)$  називається *номінальною (паспортною) функцією перетворення, або градуовальною характеристикою*.

Коефіцієнт перетворення – це відношення вихідної величини ЗВТ до вхідної:

$$K(x) = \frac{y}{x} = \frac{f(x)}{x}. \quad (2.2)$$

Номинальний коефіцієнт перетворення визначається з номінальної функції перетворення:

$$K_{\text{НОМ}}(x) = \frac{f_{\text{НОМ}}(x)}{x}. \quad (2.3)$$

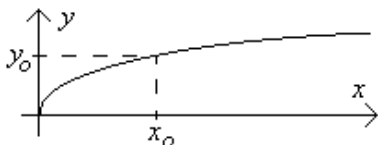


Рис.2.2

$$S_x(x = x_0) = \left. \frac{\partial y}{\partial x} \right|_{x=x_0}. \quad (2.4)$$

Чутливість – це частинна похідна функції перетворення взята по інформативному параметру в заданій точці області її існування (рис.2.2). Чутливість складного приладу, який має розімкнену структуру (рис.2.3), дорівнює

$$S_x(x = x_0) = S_1(x = x_0) \cdot S_2(y_1 = y_{10}) \cdot S_n(y_{n-1} = y_{(n-1)0}). \quad (2.5)$$

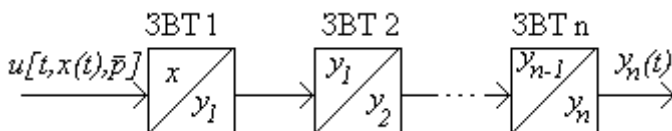


Рис.2.3

У формулі (2.5) позначено:  $S_i(\bullet)$  - чутливість  $i$ -го ЗВТ до його вхідного параметра у вказаній точці,  $i = \overline{1, n}$ ;  $y_i$  - проміжні вихідні величини,  $i = \overline{1, n}$ .

Чутливість (2.4) за способом визначення є абсолютною величиною, а її розмірність визначається відношенням розмірності вихідної величини  $y$  до розмірності інформативного параметра  $x$ . Абсолютна чутливість визначається нахилом кривої (рис.2.2) в точці  $x_0$ .

*Відносна чутливість* – це абсолютна чутливість, нормована за значенням  $x_0$  або значеннями  $x_0, y_0$ :

$$S_x(x = x_0) = x_0 \left. \frac{\partial y}{\partial x} \right|_{x=x_0}, S_x(x = x_0) = \frac{x_0}{y_0} \left. \frac{\partial y}{\partial x} \right|_{x=x_0}. \quad (2.6)$$

Для лінійних функцій (2.1) чутливості (2.4-2.6) лишаються постійними в усьому діапазоні зміни вхідних величин, отже, немає потреби у додатковому вказуванні значення  $x_0$ . В подальшому для спрощення кінцевих формул при записі чутливості будемо користуватися вказівками для конкретних значень вхідних величин.

*Поріг чутливості* – це мінімальна зміна вхідної величини, яка може бути виявлена за допомогою даного ЗВТ. Поріг чутливості має розмір одиниць вхідної величини.

*Похибка* – це відхилення виміряного значення ФВ від її дійсного значення. Це основна характеристика точності вимірювання. Похибка виникає під впливом незліченного числа факторів, більша частина з яких має випадковий характер. Тому похибка від одного до іншого виміру може змінюватися. Якщо граничне значення похибки вимірювання невідоме, то результат вимірювання втрачає практичну цінність, бо в такому випадку за результат можна прийняти довільне значення ФВ. Тому результат вимірювання обов'язково повинен характеризуватися і найбільш вірогідним значенням ФВ, і показниками точності.

Похибки вимірювань можна систематизувати за декількома ознаками. Класифікація похибок наведена на рис.2.4.

*Абсолютна похибка* – це різниця між вимірним  $x$  і дійсним  $x_d$  значенням вимірювальної ФВ:

$$\Delta x = x - x_d. \quad (2.7)$$

Слід зазначити, що таке визначення  $\Delta x$  має суттєву ваду, оскільки  $x_d$  лишається невідомим за об'єктивних умов. В реальному вимірювальному експерименті можна вести розмову лише про деяке наближення до  $x_d$ . Тому при оцінці похибок



вимірювань вважають  $x_d$  відомим (наприклад, заданим високоточною мірою) або виміряним більш точним приладом.



Рис.2.4

*Відносна похибка* – це відношення абсолютної похибки до дійсного значення ФВ. Відносну похибку  $\gamma$  прийнято виражати у відсотках:

$$\gamma = \frac{\Delta x}{x_d} 100\% . \quad (2.8)$$

Оскільки  $x_d$  невідоме, замість нього приймають виміряне значення  $x$ .

*Зведена похибка* – це відношення абсолютної похибки до номінального значення  $x_N$ , за яке приймають кінцеве значення діапазону вимірювання (максимальне для даного приладу):

$$\gamma_z = \frac{\Delta x}{x_N} 100\% . \quad (2.9)$$

Така форма особливо зручна у випадках, коли діапазон вимірювання охоплює точку  $x=0$ . В цьому випадку  $\gamma|_{x=0} \rightarrow 0$ . Ця форма зручна для порівняння різних приладів.

*Систематична похибка* – складова похибки вимірювання, яка при повторних вимірюваннях тієї ж самої величини при незмінних умовах лишається незмінною або змінюється за відомим законом.

*Випадкова похибка* – складова похибки вимірювання, яка при повторних вимірюваннях тієї ж самої величини змінюється непередбачувано.

*Надмірна похибка* – похибка вимірювання, що суттєво перевищує очікувану (за даних умов) похибку.

За характером залежності від вимірюваної величини  $x$  розрізняють такі похибки: *адитивну*, що не залежить від  $x$ , *мультиплікативну*, що лінійно залежить від  $x$ , і *нелінійну*, яка пов'язана з  $x$  більш складною залежністю.

*Інструментальна похибка* – це похибка, викликана недосконалістю ЗВТ (неточністю шкали, нестабільністю параметрів, розкидом параметрів). Як приклад розглянемо виникнення інструментальної похибки в подільнику напруги (рис.2.5), що виникає внаслідок відхилення опорів резисторів від їх номінальних (розрахункових) значень.

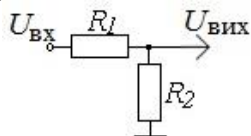


Рис.2.5

$$K = \frac{U_{\text{ВИХ}}}{U_{\text{ВХ}}} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} = \frac{R_{2N} + \Delta R_2}{R_{1N} + R_{2N} + \Delta R_1 + \Delta R_2} \quad (2.10)$$

При відхиленні значень опорів резисторів  $R_1, R_2$  від відповідних номінальних значень  $R_{1N}, R_{2N}$  на величини  $\Delta R_1, \Delta R_2$  коефіцієнт передачі (2.10) відрізняється від номінального значення:

$$K_N = \frac{R_{2N}}{R_{1N} + R_{2N}}. \text{ Абсолютна похибка коефіцієнта передачі}$$

становить  $\Delta K = K - K_N$ , а відносна –  $\gamma_K = \frac{\Delta K}{K_N} 100\%$ .

Складова інструментальної похибки, що виникає внаслідок впливу засобу вимірювальної техніки на стан об'єкта вимірювання, називається *похибкою від взаємодії*. Механізм виникнення похибки від взаємодії розглянемо на прикладі похибки від підключення до подільника напруги вольтметра  $V$  з внутрішнім опором  $r_V$  (рис.2.6).

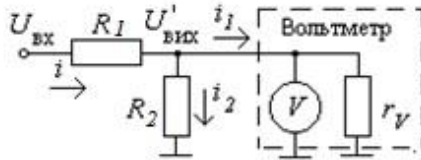


Рис.2.6

Внаслідок перерозподілу загального струму  $i$  між гілками схеми  $R_2$  та  $r_V$  вимірювана напруга  $U'_{\text{ВІХ}}$  буде відрізнятися від дійсної вихідної напруги  $U_{\text{ВІХ}}$ .

Застосовуючи закон Ома, можна показати, що відносне значення похибки від взаємодії при підключенні вольтметра до ділянки електричної схеми становить:

$$\gamma_B = \frac{U_{\text{ВІХ}} - U'_{\text{ВІХ}}}{U_{\text{ВІХ}}} 100\% = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 \cdot R_2 + R_1 \cdot r_V + R_2 \cdot r_V} 100\% \quad (2.11)$$

*Методична похибка* – це похибка, яка виникає внаслідок неадекватності об'єкта вимірювання та його моделі, прийнятої при вимірюванні.

*Основна похибка* – це похибка вимірювання за нормальних умов.

*Додаткова похибка* – це похибка, яка виникає в ЗВТ при відхиленні одного з параметрів  $p_i$  від нормального значення. У загальному випадку за умови незмінності в часі вимірюваного та впливаючих параметрів

$$y = f(x, p_1, p_2, \dots, p_n), \quad (2.12)$$

тому

$$dy = \frac{\partial y}{\partial x} dx + \frac{\partial y}{\partial p} dp + \dots + \frac{\partial y}{\partial p_i} dp_i = S_x dx + S_1 dp_1 + \dots + S_i dp_i. \quad (2.13)$$

Якщо перейти у виразі (2.13) від диференціалів до кінцевих приростів, то матимемо

$$\Delta y = S_x \Delta x + \underbrace{S_{p1} \Delta p_1 + \dots + S_{pi} \Delta p_i}_{\text{додаткова похибка}} \quad (2.14)$$

де  $\Delta p_i = p_i - p_{iN}$  – приріст поточного значення  $i$ -го параметра відносно його номінального значення  $p_{iN}$ . Якщо  $p_i = p_{iN}$ , то додаткова похибка дорівнює нулю.

Як приклад додаткової похибки розглянемо температурну похибку подільника напруги (рис.2.5). З урахуванням температурних коефіцієнтів опору (ТКО) резисторів коефіцієнт передачі становить

$$K(t^o) = \frac{R_{10}(1 + \alpha t^o)}{R_{10}(1 + \alpha t^o) + R_{20}(1 + \beta t^o)}, \quad (2.15)$$

де  $\alpha, \beta$  - ТКО матеріалу, з якого виготовлені резистори  $R_1, R_2$ . Абсолютна температурна похибка подільника становить

$$\Delta K(t^o) = K(t^o) - K_N = \frac{R_{10} R_{20} (\beta t - \alpha t)}{(R_{10} + R_{20}) [R_{10} (1 + \alpha t) + R_{20} (1 + \beta t)]} \quad (2.16)$$

Висновок: для того, щоб зменшити  $\Delta K$ , необхідно виконати резистори з одного матеріалу; тоді  $\alpha = \beta$ , отже,  $\Delta K = 0$ .

*Статичні похибки* – це такі похибки, які виникають при незмінній на часовому інтервалі вимірювання вимірюваної величині. *Динамічні похибки* виникають при зміні вимірюваної величини під час вимірювання.

*Суб'єктивна похибка* – це похибка, обумовлена недосконалістю органів почуттів оператора, його неухважністю (наприклад, похибка паралакса під час відліку результату вимірювання зі шкали приладу, що виникає внаслідок зміни положення ока оператора відносно шкали та стрілки приладу).

Крім похибок, до числа МХ ЗВТ належать такі характеристики.

*Надійність* – здатність ЗВТ зберігати свої нормовані характеристики впродовж певного часу. Характеризується напрацюванням до відмови (часом роботи до першої відмови).

*Швидкодія* – проміжок часу, який витрачається на вимірювання з моменту початку вимірювання до моменту встановлення показання приладу. Для аналогових приладів

нормують час заспокоєння - час, впродовж якого стрілка приладу відхиляється не більше ніж на 1% від зрівноваженого значення.

*Діапазон вимірювання* – значення вимірювальної величини, які обмежені найменшими і найбільшими вимірюваними значеннями:

$$x \in [x_{\min}, x_{\max}]. \quad (2.17)$$

*Динамічні характеристики* – це характеристики, які описують властивості ЗВТ при впливі на його вхід синусоїдального сигналу.

До динамічних характеристик відносяться такі:

*амплітудно-фазова характеристика (комплексний коефіцієнт передачі)* – залежне від кругової частоти відношення перетворення Фур'є вихідного сигналу лінійного ЗВТ до перетворення Фур'є його вхідного сигналу в стаціонарному режимі:

$$\dot{K}[\omega] = \text{Re } \dot{K}[\omega] + j \text{Im } \dot{K}[\omega], \quad (2.18)$$

де  $j = \sqrt{-1}$ ;

*амплітудно-частотна характеристика (модуль комплексного коефіцієнта передачі)* – залежне від кругової частоти відношення амплітуди вихідного сигналу лінійного ЗВТ в стаціонарному режимі до амплітуди вхідного синусоїдального сигналу:

$$|\dot{K}[\omega]| = \sqrt{[\text{Re } \dot{K}[\omega]]^2 + [\text{Im } \dot{K}[\omega]]^2}; \quad (2.19)$$

*фазо-частотна характеристика* – залежна від частоти різниця фаз між вихідним сигналом і вхідним синусоїдальним сигналом лінійного ЗВТ в стаціонарному режимі:

$$\varphi(\omega) = \left\{ \arctg \frac{\text{Im } \dot{K}(\omega)}{\text{Re } \dot{K}(\omega)} + \frac{\pi}{2} \{ 2 - (\text{sign Im } \dot{K}(\omega)) [1 + \text{sign Re } \dot{K}(\omega)] \} \right\} \bmod 2\pi, \quad (2.20)$$

де  $\varphi \in [0, 2\pi)$ ,  $\text{Re } \dot{K}(\omega) \neq 0$ ,  $a \bmod b$  - операція визначення числа  $a$  по модулю  $b$ , тобто залишка від ділення націло числа  $a$  на число  $b$  (наприклад,  $13 \bmod 5 = 3$ ),

$$\text{sign} x = \begin{cases} -1, & x < 0, \\ 0, & x = 0, \\ 1, & x > 0. \end{cases} \quad (2.21)$$

### 3. КОНТРОЛЬНІ ЗАПИТАННЯ

1. До якого класу ЗВТ належать подільник напруги, резистор?
2. Дайте визначення основних вимірювальних пристроїв: компаратора, міри, вимірювального, масштабного та чисельного перетворювачів.
3. Дайте визначення та наведіть приклади вимірювального приладу, системи.
4. В чому полягає різниця між метрологічними характеристиками та нормованими метрологічними характеристиками ЗВТ?
5. Перелічіть найважливіші метрологічні характеристики.
6. Дайте визначення та наведіть приклади функцій перетворення, абсолютної та відносної чутливості ЗВТ.
7. Як поділяються похибки за способом представлення?
8. На які групи поділяються похибки за характером прояву?
9. Дайте визначення інструментальної та методичної похибок.
10. Виведіть формулу похибки від підключення амперметра з внутрішнім опором  $r_A$  в ланцюг  $R_2$  подільника (рис.6).
11. Дайте визначення основної та додаткової похибок.
12. Дайте визначення надійності, швидкодії, діапазону вимірювання ЗВТ.

### Лекція 3

#### 1. КЛАСИ ТОЧНОСТІ

*Клас точності* – це узагальнена характеристика ЗВТ, яка визначається межами допустимих основних похибок вимірювання. Ця характеристика дозволяє порівнювати між собою різні ЗВТ за точністю вимірювання, виконувати обґрунтований вибір ЗВТ для вирішення конкретних задач вимірювання. Форми подання класів точності викладені в ГОСТ 8.401-80 “ГСИ. Классы точности, средства измерений. Общие требования”. Цей стандарт встановлює такі форми подання класів точності.

А) У вигляді римських цифр чи букв латинського алфавіту. Цю форму застосовують тоді, коли похибка складається переважно з абсолютної складової. ЗВТ з більшими похибками відповідають

більші порядкові номери цифр чи букв. Така форма застосовується, наприклад, для характеристики точності багатозначних мір.

**Б) Арабською цифрою, яка відповідає граничним значенням допустимої відносної чи зведеної похибок.** Ці числа вибирають з ряду

$$A = [1; 1,5; 2; 2,5; 4; 5; 6] \cdot 10^n, \quad (3.1)$$

де  $n = 1, 0, -1, -2$ .

Числа дорівнюють межі основної похибки, поданої у формі зведеної похибки. Ця форма застосовується для тих ЗВТ, у яких границя абсолютної похибки лишається незмінною в усьому діапазоні, а нормуюче значення вимірюваної величини виражається в одиницях вимірюваної величини. Для таких ЗВТ межа основної похибки виражається у формі зведеної похибки. Числове значення модуля зведеної похибки у відсотках не більше за число, яким позначається клас точності, тобто  $|\gamma_n| < A$ .

Позначення на шкалі приладів: **1,5; 1,5**

При нормуванні приведеної похибки нормуюче значення дорівнює найбільшій границі вимірювання. До ЗВТ цієї групи належать, наприклад, показуючі та самописні прилади, у яких переважають адитивні похибки - від тертя, зміни положення у просторі тощо.

**В) Рядом арабських цифр в колі, наприклад**

2,5

Цю форму застосовують для ЗВТ з постійною відносною похибкою вимірювань в усьому діапазоні. Приклади: однозначні мірила, лічильники електроенергії тощо.

**Г) Двома цифрами, розділеними косою рискою -  $\frac{c}{d}$ .** Якщо абсолютна похибка вимірювання має адитивну (постійну, незалежну від  $x$ ) і мультиплікативну (залежну від  $x$ ) складові, тобто  $\Delta x = \pm(a + bx)$ , то межа повної відносної похибки буде обчислюється за формулою

$$\gamma = \pm \left[ c + d \left( \left| \frac{x_N}{x} \right| - 1 \right) \right], \quad (3.2)$$

а клас точності позначиться на шкалі приладу як  $c/d$ , наприклад  $0,2/0,1$ . У формулі (3.2) позначено:  $c = \gamma_{ад} + \gamma_{м} = d + b$  – сума наведеної адитивної та мультиплікативної похибки вимірювання;  $d = \gamma_{ад} = \frac{a}{x_N}$  – зведена адитивна похибка вимірювання.

Можна показати, що

$$\begin{aligned} \gamma &= \pm \left[ \gamma_{ад} + \gamma_{м} + \frac{a}{x_N} \left( \frac{x_N}{x} - 1 \right) \right] = \\ &= \pm \left[ \frac{a}{x_N} + b + \frac{a}{x} - \frac{a}{x_N} \right] = \frac{\Delta x}{x}. \end{aligned}$$

Таке, на перший погляд, громіздке позначення має певну зручність: перший член “с” дорівнює відносній похибці ЗВТ за найбільш сприятливих умов - в точці  $x = x_N$ . Другий член формули характеризує збільшення відносної похибки вимірювання при зменшенні  $x$ .

Така форма подання класу точності застосовується для позначення класу точності цифрових приладів.

Для порівняння з іноземними приладами відмітимо, що для останніх, здебільшого, вказують приведені значення адитивної та відносно значення мультиплікативної похибок, наприклад,

0,1% of full scale + 0,1% of riding

означає:  $\frac{\Delta}{x_N} = 0,1\%$  ;  $\frac{\Delta}{x} = 0,1\%$  .



## 2. КЛАСИФІКАЦІЯ ВИДІВ ВИМІРЮВАНЬ

За характером рівняння перетворення (2.1) всі вимірювання можна поділити на чотири класи:

*Прямі вимірювання* – вимірювання, під час яких експериментальні операції виконуються безпосередньо з самою вимірюваною величиною (вимірювання маси, сили струму, довжини). Рівняння перетворення має вигляд

$$y = S_x x. \quad (3.3)$$

*Непрямі вимірювання* – вимірювання, у яких значення однієї чи декількох вимірюваних величин знаходять після перетворення роду ФВ чи обчислення за відомими залежностями. До непрямих відносяться опосередковані, сукупні та сумісні вимірювання.

*Опосередковані вимірювання* – непрямі вимірювання однієї ФВ з перетворенням її роду чи обчисленнями за результатами вимірювань інших ФВ, з якими вимірювана величина пов'язана явною функціональною залежністю. Рівняння перетворення в загальному вигляді задається системою рівнянь:

$$\begin{cases} y = f(y_1, y_2, \dots, y_n), \\ y_1 = S_1 x_1, \\ \dots \\ y_n = S_n x_n. \end{cases} \quad (3.4)$$

*Сукупні вимірювання* – непрямі вимірювання, в яких чисельні значення декількох одночасно вимірюваних однорідних величин визначаються шляхом розв'язання рішення системи рівнянь, що пов'язують різні сполучення цих величин, які вимірюються прямо чи опосередковано. Рівняння перетворення задається системою рівнянь:

$$\begin{cases} y_1 = f_1(x_1, x_2, \dots, x_n), \\ \dots \\ y_n = f_n(x_1, x_2, \dots, x_n). \end{cases} \quad (3.5)$$

Приклад: калібрування гирь вагою  $y_1 \approx 1$  кг;  $y_2 = 2$  кг;  $y_3 = 3$  кг за допомогою більш дрібних гирь  $x_a, x_b, \dots, x_d$  і міри в 1 кг. Для здійснення калібрування на терезах виконуються три незалежних виміри ваги гирь, що дозволяє отримати і розв'язати систему трьох рівнянь з трьома невідомими:

$$\begin{cases} y_1 = 1\text{кг} + x_a \\ y_2 = y_1 + 1\text{кг} + x_b, \\ y_3 = y_2 + 1\text{кг} + x_c. \end{cases}$$

*Сумісні вимірювання* – непрямі вимірювання, в яких значення декількох одночасно вимірюваних різнорідних величин отримують розв'язанням рівнянь, які пов'язують їх з іншими величинами, що вимірюються прямо чи опосередковано. Зазвичай, метою таких вимірювань є визначення залежності

$$y(x) = f(z(x)) . \quad (3.6)$$

Прикладом таких вимірювань може бути визначення амплітудно-частотної чи фазо-частотної характеристики вимірювальних перетворювачів чи інших пристроїв.

### 3. ОСНОВНІ МЕТОДИ ПРЯМИХ ВИМІРЮВАНЬ

Усі зазначені види вимірювань базуються на прямих вимірюваннях. Розглянемо основні методи прямих вимірювань. Зазначимо, що *методом вимірювання* називається сукупність способів використання ЗВТ та принципу вимірювань для створення вимірювальної інформації.

#### 3.1. Метод зіставлення

Цей метод полягає в тому, що значення вимірюваної величини  $x$  визначається за допомогою багатозначної міри. Найпростішим прикладом застосування цього методу є вимірювання довжини за допомогою лінійки. Функцію багатозначної міри виконує шкала лінійки. Рівняння перетворення методу

$$x = Nx_M, \quad (3.7)$$

де  $x_M$  – розмір міри;  $N$  – ціле число.

Загальна похибка вимірювання становить

$$\Delta x = \Delta_K + N\Delta x_M, \quad (3.8)$$

де  $\Delta_K$  – похибка відліку (квантування);  $\Delta x_M$  – похибка відтворення мірою ФВ заданого розміру.

Цей метод застосовують у випадках, коли можна створити багатозначне мірило та пристрій порівняння для вимірюваної величини.

### 3.2. Метод ноніуса (метод одного збігу)

Сутність методу полягає у використанні двох чи більше багатозначних мір з різним відтворюваним розміром ФВ. Метод застосовують у випадках, коли ступінь міри більше допустимої похибки вимірювання. Цей метод широко використовують для вимірювання малих лінійних розмірів та часових інтервалів. Його суть ілюструє рис.3.1. Міри 1 і 2 мають близькі розміри відтворюваних значень ФВ –  $l_{M1}, l_{M2}$ . Ці значення пов'язані між собою співвідношенням  $l_{M2} = l_{M1}(1-a)$ , де  $a \in (0,1)$ .

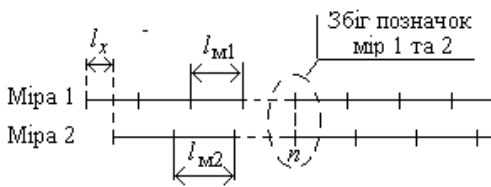


Рис. 3.1

Вимірюваний інтервал  $l_x$  визначається за номером “ $n$ ” позначок мір, що збігаються. Рівняння перетворення методу

$$nl_{M1} = l_x + nl_{M2}. \quad (3.9)$$

Якщо покласти  $a=0,1$ , то

$$l_x = n(l_{M1} - l_{M2}) = nl_{M1}a = n \frac{l_{M1}}{10}, \quad (3.10)$$

тобто  $l_x$  вимірюється з кроком  $0.1l_{M1} < l_{M2}, l_{M1}$ , значно меншим за ступінь мір. Значний вплив на точність вимірювання має пристрій порівняння, який визначає номер найбільш “близьких” позначок двох шкал. Якщо пристрій порівняння має високу розрізнявальну здатність, то отриману різницю між позначками шкал, що збігаються можна ще раз вимірювати методом ноніуса з мірними, які відрізнятимуться на величину  $a_1 < a$ , наприклад, на  $a_1 = 0.01$ . В цьому випадку отримаємо метод подвійного ноніуса.

Отже метод ноніуса дозволяє підвищити точність вимірювань без значного зменшення розміру міри.

### 3.3. Метод зрівноваження (компенсаційний)

Цей метод базується на зрівноваженні вимірюваної величини за допомогою регульованої міри та пристрою порівняння (рис.3.2).

На рис.3.2 позначено:

РМ – регульована міра,

ПП – пристрій порівняння,

ПН – підсилювач  
некомпенсації,

I – індикатор нуля.

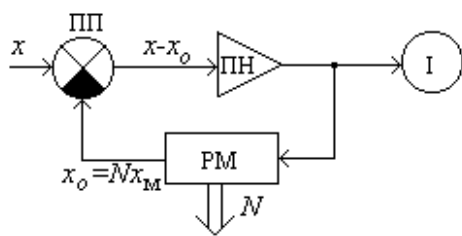


Рис. 3.2

Міра формує каліброване значення  $x_0$ , спорідненої з вимірюваною ФВ. У пристрої порівняння ПП визначається розбіжність між  $x_0$  та  $x$ , яка підсилюється за допомогою підсилювача некомпенсації ПН і використовується для керування регульованою мірою РМ. Процес регулювання здійснюється до моменту виконання умови  $x = x_0$ , що фіксується індикатором I. Рівняння вимірювання цього методу збігається з виразом (3.7).

Залежно від системи числення, в якій представляються  $N$ , кількості мір та послідовності вимірювальних операцій, процес зрівноваження може виконуватися одним з таких способів:

- стежним зрівноважуванням,
- розгортуючим зрівноважуванням,

– порозрядним зрівноважуванням.

Ці способи детально розглянуті при вивченні цифрових приладів.

До недоліків методу можна віднести дещо збільшений час вимірювання, який витрачається для регулювання мірила. Але метод має і незаперечні переваги: по-перше, високу точність, яка визначається лише точністю мірила, по-друге, зменшений вплив на вимірювальний об'єкт, оскільки безпосередньо для вимірювання використовується не вся величини  $x$ , а певна її частина  $x-x_0$ , по-третє, цей метод має високу чутливість, оскільки між мірою та пристроєм порівняння завжди можна включити підсилювач некомпенсації з великим коефіцієнтом підсилення і тим самим підвищити чутливість.

### 3.4. Диференціальний, або різницевий метод

Цей метод полягає в тому, що більша частина величини  $x$  вимірюється за допомогою високоточної міри, а решта, у межах ступеня міри - за допомогою приладу з низькою точністю, але з високою чутливістю.

Метод застосовують у випадках, коли ступінь міри дуже великий і значно перевищує допустиму похибку вимірювання. Ідею методу ілюструє структура, зображена на рис.3.3.

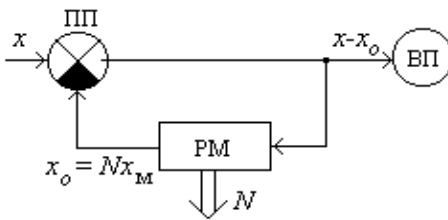


Рис. 3.3

На рис.3.3 позначено:  
РМ – регульована міра,  
ПП – пристрій порівняння,  
ВП – вимірювальний прилад.

Процес вимірювання виконується в два етапи.

На першому етапі за допомогою міри компенсується більша частина  $x$ , тобто визначається  $N$ , для якого виконується нерівність

$$N x_M < x \leq (N + 1) x_M. \quad (3.11)$$

На другому етапі отримана різниця  $x - N x_M$  вимірюється за допомогою вимірювального приладу ВП

$$x - Nx_M = nx_{ВП} , \quad (3.12)$$

де  $x_{ВП}$  - ступінь вимірювання ВП;  $n$  - відлік по шкалі ВП.

Якщо ВП забезпечує відносну похибку вимірювання  $\gamma_{ВП} = \frac{\Delta x_{ВП}}{nx_{ВП}}$ ,

де  $\Delta x_{ВП}$  - абсолютна похибка вимірювання ВП, то відносна похибка результату вимірювання

$$\gamma_{\Sigma} = \frac{\Delta x_{ВП}}{Nx_M + nx_{ВП}} = \gamma_{ВП} \frac{1}{1 + \frac{Nx_M}{nx_{ВП}}} < \gamma_{ВП} . \quad (3.13)$$

Цей метод забезпечує високу точність, але потребує досить великого часу вимірювання, отже, має низьку швидкодію. Крім того, метод дозволяє розширити діапазон вимірювання  $x$  відносно діапазону вимірювання ВП.

### 3.5. Метод заміщення

Метод полягає у тому, що величину, яка вимірюється приладом прямої дії, замінюють відомою величиною, яка відтворюється за допомогою міри і викликає аналогічні показання приладу. Суть методу пояснює рис.3.4.

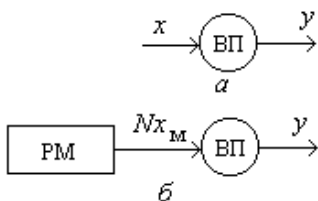


Рис. 3.4

Вимірювання реалізується в два етапи. На першому етапі (рис. 3.4, а) виконується вимірювання приладом ВП невідомої величини  $x$  і фіксуються показання ВП.

На другому етапі (рис. 3.4, б) на вхід ВП замість  $x$  подається величина відомого значення  $Nx_M$ , формована регульованою мірою РМ, для якого фіксується теж саме показання ВП.

Рівняння вимірювання, як і для методу зіставлення, задається рівнянням (3.7). Але на відміну від першого методу похибка вимірювання дещо більша:

$$\Delta x = \Delta x_M + 2\Delta x_{ВП} \quad (3.14)$$

В рівнянні (3.14) похибка вимірювання приладу подвоюється внаслідок того, що відлік виконується двічі – для  $x$  та  $x_M$ .

При застосуванні методу заміщення ВП відіграє роль компаратора, який порівнює (хоча і неодноразово) дві величини. Отже, при кожному вимірюванні ВП працює лише в одній точці. Тому він може бути не градуйованим. Варто додати, що до коефіцієнта перетворення ВП висуваються вимоги лише короткочасної стабільності.

При реалізації методу досить жорсткі вимоги висуваються до еквівалентності заміщення, що може бути джерелом додаткових похибок.

Цей метод широко застосовують для вимірювання потужності сигналів НВЧ, вимірювання амплітудних характеристик сигналів змінної частоти, зіставляючи теплову дію НВЧ сигналів з дією постійного струму, який можна виміряти значно легше і точніше.

### 3.6. Метод попереднього градуювання

Метод полягає в тому, що результат дії міри переноситься на другий об'єкт – шкалу. Це дозволяє відмовитися від застосування складних і досить дорогих мір в процесі кожного окремого вимірювання.

Метод реалізується в два етапи. На першому етапі на вхід ВП подається ряд значень  $n\Delta x_M$ ,  $n \in [1, N]$  від регульованої міри. Реакція приладу на дію цих значень “запам'ятовується” на шкалі приладу у вигляді  $N$  позначок. Іншими словами, виконується градуювання приладу – багатозначна міра переноситься на його шкалу. Отже, перший етап є підготовчим.

На другому етапі виконується безпосередньо вимірювання невідомої величини  $x$ . Багатозначна шкала виконує роль міри вхідної величини (зауважимо, що градуювання виконується за допомогою міри вхідної величини). Отже, на другому етапі вимірювання виконується за методом зіставлення.

Висока точність методу забезпечується у тому випадку, якщо коефіцієнт перетворення ВП не змінюється впродовж всього часу його експлуатації після градуювання.

Цей метод є порівняно простим, але потребує довгострокової стабільності коефіцієнта перетворення ВП. Застосовується при градуюванні всіх стрілочних приладів.

#### 4. КОНТРОЛЬНІ ЗАПИТАННЯ

1. Дайте визначення класу точності вимірювального приладу.
2. Які форми представлення класу точності застосовують для характеристики точності приладів?
3. В чому зручність форми представлення класу точності, що застосовується для характеристики цифрових приладів?
4. Дайте визначення та наведіть приклади прямих, непрямих, сукупних та сумісних вимірювань.
5. Дайте визначення методу вимірювання.
6. В чому полягає суть методу зіставлення?
7. Дайте стисло характеристику методу ноніуса, його рівняння вимірювання та області застосування.
8. Сформулюйте основні особливості методу зрівноваження.
9. Запишіть рівняння вимірювання та основну відносну похибку диференціального методу вимірювання.
10. Дайте порівняльну характеристику методу заміщення і диференціального методу вимірювання.
11. Викладіть суть та наведіть приклади застосування методу попереднього градуювання.



## ТЕМА II. ВИМІРЮВАЛЬНІ МЕХАНІЗМИ

### Лекція 4

#### 1. ЕЛЕКТРОМЕХАНІЧНІ ПРИЛАДИ

##### 1.1. Загальні відомості

За способом представлення результату вимірювання всі прилади поділяються на два класи – аналогові та цифрові.

В *аналогових* вимірювальних приладах показання (сигнал візуальної інформації) є безперервною функцією вимірювальної величини. Зазвичай, показаннями приладу є переміщення реєструючого органу чи покажчика відносно шкали, або шкали відносно покажчика.

В *цифрових* вимірювальних приладах неперервна вимірювана величина автоматично перетворюється на дискретну (перервну в часі), і результат вимірювання подається у цифровому коді (десятковому чи двійковому), зручному для візуального відліку, передачі чи подальшої цифрової обробки.

Важливим класом аналогових приладів є *електромеханічні* прилади прямої дії. Ці прилади перетворюють електромагнітну енергію вхідних сигналів у механічну енергію кутового переміщення рухомої частини приладу. Загальна структура цих приладів зображена на рис.4.1.

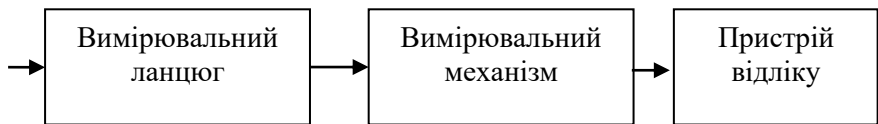


Рис.4.1

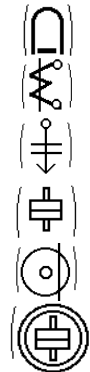
*Вимірювальний ланцюг* – призначений для кількісного та якісного перетворення вимірюваної величини в електричну величину.

*Вимірювальний механізм* – призначений для перетворення електричної величини в механічне переміщення рухомої частини приладу (стрілки).

*Пристрій відліку* – призначений для перетворення механічного переміщення в одиниці вимірюваної величини. Це може бути, наприклад, сукупність стрілки та шкали, попередньо відградуваної в одиницях вимірюваної ФВ. *Шкала* – це частина показувального пристрою у вигляді впорядкованої сукупності позначок разом із пов’язаною з нею певною послідовністю чисел.

Залежно від принципу перетворення електромагнітної енергії в енергію рухомої частини приладу розрізняють такі види електромеханічних приладів (в дужках наведено їх умовні позначення, які використовуються на шкалах приладів):

- 1) магнітоелектричні,
- 2) електромагнітні,
- 3) електростатичні,
- 4) електродинамічні,
- 5) індукційні,
- 6) феродинамічні



Електромеханічні вимірювальні прилади застосовують для вимірювання сили струму, напруги, потужності, частоти, фазових зсувів сигналів, опорів та інших електричних величин на постійному та змінному струмі.

## 1.2. Загальні елементи механізмів електромеханічних приладів

Основною частиною електромеханічних приладів є вимірювальний механізм. Загальна схема взаємного розташування елементів механізму зображена на рис. 4.2.

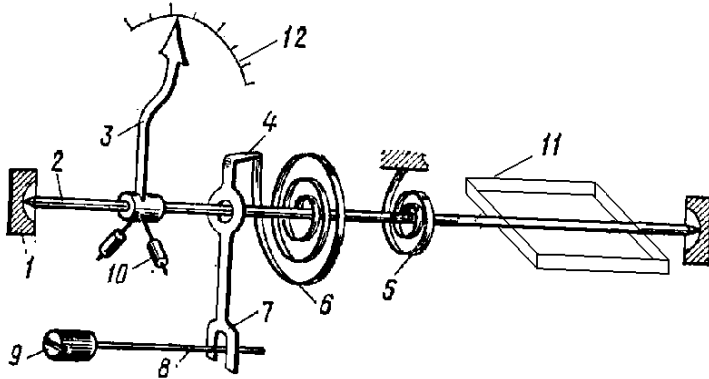


Рис.4.2

На рис.4.2 позначено: 1 – пристрій для установки рухомої частини; 2 – вісь; 3 – стрілка; 4 – поводок коректора; 5,6 – протидіючі пружини; 7 – вилка; 9 – винт з ексцентрично розташованим пальцем 8; 10 – балансир; 11 – рамка зі струмом; 12 – шкала

- Вісь (п.2 рис.4.2) конструктивно об'єднує всі елементи рухомої частини механізму.

- Пристрої для установки рухомої частини (п.1 рис.4.2) можуть бути виконані у вигляді опор (рис.4.3, а), розтяжок (рис.4.3, б) або підвісу (рис.4.3, в). У випадку (рис.4.3, а) вісь механізму закінчується кернами (загостреними кінцями), які спираються на підп'ятники. Останні виготовляються з корунда – природного мінерала з дуже малим коефіцієнтом температурного розширення та високою твердістю.

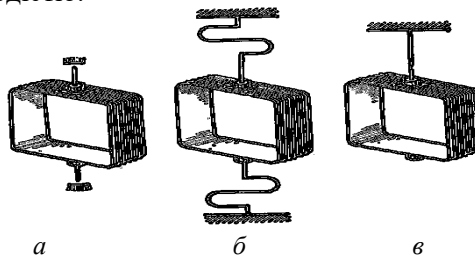


Рис. 4.3

- Пристрій для створення протидіючого моменту (п.5 рис.4.2). Реалізується у вигляді плоскої спіральної пружини (або двох

пружин). Пружини можуть використовуватися і як струмопроводи для електричного підключення рамок. Протидіючий момент пружини

$$M_{\text{пр}} = k\alpha, \quad (4.1)$$

де  $k$  – питомий протидіючий момент пружини;  $\alpha$  – кут повороту.

- Балансир (п.10 рис.4.2) застосовують для зрівноваження рухомої частини механізму. Реалізується у вигляді рухомих (на осях з різьбою) грузиків.

- Пристрій відліку утворює шкала (п.12 рис.4.2) разом зі стрілкою(п.3 рис.4.2).

- Часто до складу вимірювального механізму включають пристрій для заспокоєння (на рис.4.2 відсутній), який, власне, і застосовується для ліквідації небажаних випадкових кидків рухомої частини. Цей елемент механізму призначений для створення моменту заспокоєння  $M_3$  пропорційного швидкості рухомої частини:

$$M_3 = P_3 \frac{d\alpha}{dt}, \quad (4.2)$$

де  $P_3$  – коефіцієнт заспокоєння. У пристроях заспокоєння використовуються різні фізичні явища та закони. Магнітоіндукційний та повітряний пристрої заспокоєння зображені відповідно на рис.4.4, а,б.

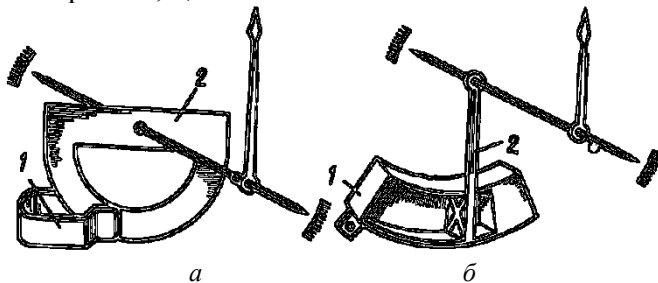


Рис. 4.4

Магнітоіндукційний пристрій заспокоєння (рис.4.4,а) складається з постійного магніту 1 та алюмінієвого диска 2, який

жорстко з'єднаний з рухомою частиною механізму.  $M_3$  створюється за рахунок взаємодії вихрових струмів, що індукуються в диску в процесі його руху в полі магніту  $I$  з магнітним полем останнього.

Повітряний пристрій заспокоєння (рис.4.4.б) - це камера  $I$ , в якій рухається поршень чи легке алюмінієве крило, що жорстко з'єднано з рухомою частиною механізму.  $M_3$  утворюється при переміщенні повітря з однієї частини камери в другу. Повітряні заспокоювачі слабкіші за магнітоіндукційні.

- Аретир – це елемент, призначений для фіксації рухомої частини механізму під час транспортування в певному положенні для його зберігання від механічних пошкоджень (на рис.4.2 відсутній).

- Коректор призначений для калібрування приладу – попередньої установки стрілки на нульову позначку при відсутності вимірюваного струму. Коректор складається з гвинта  $9$  з ексцентрично розташованим пальцем  $8$ , вилки  $7$ , яка через поводок  $4$  зумовлює закручування пружини  $6$ , створення додаткового протидіючого моменту та переміщення стрілки  $3$  відносно шкали  $12$ .

- Рамка зі струмом (*n.11* рис.4.2) призначена для створення обертового моменту, якій, власне, і змушує обертатись рухому частину механізму.

## 2. МАГНІТОЕЛЕКТРИЧНІ ЕЛЕКТРОМЕХАНІЧНІ ПРИЛАДИ

Принцип роботи цих приладів базується на взаємодії рамки зі струмом з постійним магнітним полем. З курсу фізики відомо, що на електричний заряд у магнітному полі діє т.з. сила Лоренца

$$\vec{F} = q[\vec{V} \times \vec{B}] = qVB \sin \beta, \quad (4.3)$$

де  $q$  – величина заряду;  $\vec{V}$  – вектор швидкості руху заряду;  $\vec{B}$  – вектор індукції магнітного поля;  $\beta$  – кут між векторами  $\vec{V}$  та  $\vec{B}$ .

Взаємне розташування векторів  $\vec{F}, \vec{V}$  та  $\vec{B}$  показано на рис. 4.5 (нагадаємо, що напрям дії сили  $\vec{F}$  визначається за правилом лівої руки).

На провідник зі струмом довжиною  $l$  діє сила (при  $\beta = 90^\circ$ )

$$F = q \frac{l}{t} B = IlB, \quad (4.4)$$

де  $I$  – сила струму;  $t$  – час переміщення заряду на відстань  $l$ .

Конструкційно рамка зі струмом виконується та розташовується у магнітному полі таким чином, що  $\beta = 90^\circ$  в межах всього робочого кута повороту, як це показано на рис.4.6, а.

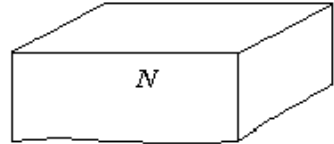
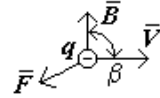
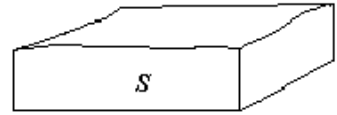
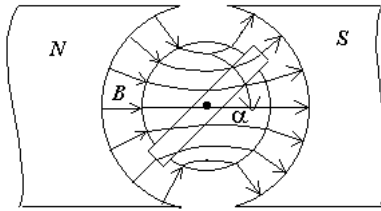
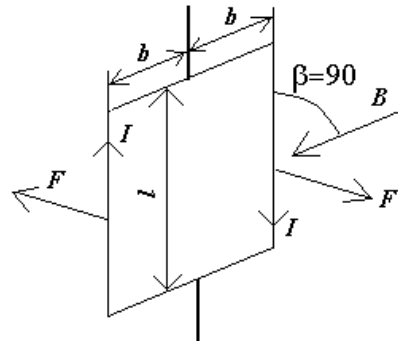


Рис. 4.5



а



б

Рис. 4.6

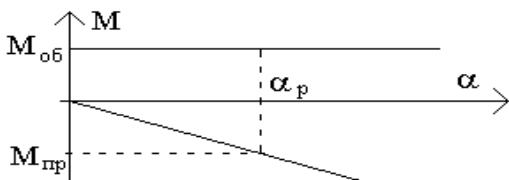
Тому на рамку в полі діє обертальний момент (рис.4.6, б)

$$M_{об} = 2F \frac{a}{2} = BlaWI, \quad (4.5)$$

де  $W$  – кількість витків рамки;  $a$  - довжина сторони рамки.

Слід відзначити, що оскільки рамка розташована в зазорі магнітної системи з рівномірним радіальним полем,  $M_{об}$  не залежить від кута повороту  $\alpha$  рухомої частини. Тому і потрібен протидіючий момент, який створюється плоскою пружиною (без пружини рамка зі струмом безперервно обертатиметься). Отже, пружина виконує в

системі функцію міри обертального моменту (і кута повороту, оскільки вони пов'язані співвідношенням (4.1)). Рамка повертається



у просторі на кут  $\alpha_p$ , при якому виконується умова рівноваги діючих на рухомий механізм моментів (рис. 4.7):  
 $M_{об} = M_{пр}$ .

Рис. 4.7

Згідно з цією умовою, враховуючи вирази (4.1) та (4.5), отримаємо рівняння вимірювання

$$\alpha = \frac{BlWa}{k} I. \quad (4.6)$$

Магнітоелектричні прилади мають високу чутливість  $S_I = \frac{BlWa}{k}$ , точність та лінійну шкалу, високу економічність.

До недоліків таких приладів можна віднести складність виготовлення, низьку температурну стабільність, можливість ушкодження при великих струмах (рамка може згоріти), можливість вимірювання тільки постійних струмів.

Прилади магнітоелектричної системи використовують:

- в багатограничних амперметрах та вольтметрах;
- в гальванометрах (магнітоелектричних приладах з неградуваною шкалою та відсутнім пристроєм заспокоєння), які використовують як нуль-індикатор при вимірюванні надмалих струмів ( $\sim 10^{-5} - 10^{-12}$  А), зарядів та напруг;
- в світлочутливих осцилографах і т.ін.

### 3. АНАЛІЗ ДИНАМІЧНИХ ВЛАСТИВОСТЕЙ МАГНІТОЕЛЕКТРИЧНИХ ПРИЛАДІВ

Вихідним рівнянням для аналізу динамічних властивостей магнітоелектричних приладів є відоме з курсу теоретичної механіки диференціальне рівняння

$$J \frac{d^2\alpha}{dt^2} = \sum M, \quad (4.7)$$

де  $J$  – момент інерції;  $\frac{d^2\alpha}{dt^2}$  – кутове прискорення. В правій частині рівняння (4.7) позначена сума всіх діючих в системі механічних моментів. З урахуванням виразів (4.1), (4.2) маємо

$$J \frac{d^2\alpha}{dt^2} = M_{об} - M_{пр} - M_3 = M_{об} - K\alpha - P_3 \frac{d\alpha}{dt}. \quad (4.8)$$

Позначимо:  $\omega_0 = \sqrt{\frac{k}{J}}$ ,  $\beta = \frac{P}{2\sqrt{Jk}}$ ,  $\alpha_p = \frac{M_{об}}{k}$ . Тоді вираз

(4.4) буде мати компактний вигляд:

$$\frac{d^2\alpha}{dt^2} + 2\omega_0\beta \frac{d\alpha}{dt} + \omega_0^2\alpha = \omega_0^2\alpha_p. \quad (4.9)$$

Якщо розв'язати це диференціальне рівняння, то можна отримати функцію  $\alpha = f(t)$ . Залежно від  $\beta$  отримаємо різні режими руху рухомої частини – коливальний, критичний чи аперіодичний. Графіки  $\alpha = f(t)$  для різних  $\beta$  представлені на рис.4.8.



Рис. 4.8



Аперіодичний режим дозволяє уникнути значних коливань стрілки приладу навколо значення  $\alpha_p$  в той час, коли коливальний режим дозволяє щонайшвидше досягти значення  $\alpha_p$ , тобто забезпечити високу швидкість. В багатьох випадках компромісним варіантом є вибір  $\beta \in (0.7 \div 0.8)$ , що відповідає близькому до критичного режиму роботи

#### 4. КОНТРОЛЬНІ ЗАПИТАННЯ

1. Дайте визначення аналогових та цифрових вимірювальних приладів.
2. Накресліть загальну структурну схему електромеханічних приладів.
3. Накресліть схему взаємного розташування елементів механізму електромеханічних приладів та поясніть призначення кожного з них.
4. Які відомі способи установки рухомої частини електромеханічних приладів?
5. Що собою являє пристрій відліку електромеханічних приладів?
6. Які функції виконують в електромеханічних приладах аретир та коректор?
7. В чому полягає принцип дії магнітоелектричних приладів?
8. Яку функцію виконує в магнітоелектричних приладах протидіюча пружина?
9. Виведіть рівняння перетворення магнітоелектричного приладу.
10. Проаналізуйте залежність динамічних характеристик магнітоелектричних приладів від їх окремих параметрів.
11. Наведіть приклади застосування магнітоелектричних приладів.

## Лекція 5

### 1. СХЕМИ ВМИКАННЯ МАГНІТОЕЛЕКТРИЧНИХ ПРИБАДІВ

#### 1.1. Амперметри постійного струму

Для вимірювання струмів в діапазоні до 20-50 мА застосовують пряме вмикнення приладів. Значення струму повного відхилення  $I_{\Pi}$  обмежено впливом його теплової дії на рамку та пружні властивості пружини.

У випадках, коли  $I > I_{\Pi}$ , паралельно приладу вмикають шунт з опором  $R_{\text{ш}}$  (рис.5.1). Задаючи коефіцієнт розширення шкали амперметра  $n = I/I_{\Pi}$ , можна визначити  $R_{\text{ш}}$ . Оскільки

$$I_{\Pi} R_{\Pi} = I \frac{R_{\Pi} R_{\text{ш}}}{R_{\Pi} + R_{\text{ш}}},$$

маємо

$$R_{\text{ш}} = \frac{R_{\Pi}}{n - 1}. \quad (5.1)$$

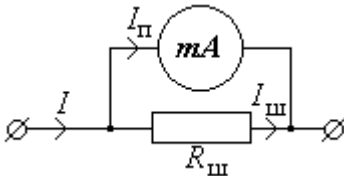


Рис. 5.1

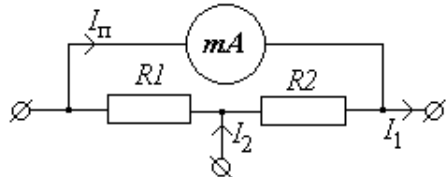


Рис. 5.2

Для багатограничного амперметра (рис. 5.2) шунти розраховуються за таким методом. Нехай  $I_1 > I_2$ , а коефіцієнти розширення шкали для першого та другого діапазонів становлять відповідно  $n_1$ ,  $n_2$ . Складемо систему рівнянь:

$$\begin{cases} R_{\text{ш}1} = R_1 + R_2 = \frac{R_{\Pi}}{n_1 - 1}, \\ R_{\text{ш}2} = R_2 \frac{R_1 + R_{\Pi}}{n_2 - 1}. \end{cases} \quad (5.2)$$

Сумісне рішення цих рівнянь дає значення

$$R_1 = R_{\Pi} \frac{n_1}{n_1 - 1} \left( \frac{1}{n_1} - \frac{1}{n_2} \right), \quad R_2 = R_{\Pi} \frac{n_1}{(n_1 - 1)n_2}. \quad (5.3)$$

Використовують шунти на струми до 10 000 А. Виготовляють їх з манганіту – спеціального сплаву міді (~84%), марганцю (~13.5%) та нікелю (~2.5%), який має високий питомий електричний опір, що мало залежить від температури. Класи точності шунтів: 0.02, 0.05, 0.2, 0.5. Опір шунта повинен бути стабільним щодо температури. Шунти бувають індивідуальні (вмонтовані в прилади і розраховані на струм до 5 А) і калібровані (наружні, до 10 000 А). Так, наприклад, компанія Isabellenhutter Neusler GmbH KG випускає спеціалізовані наружні шунти ISA-PLAN® для застосування у лічильниках електроенергії. Ці шунти мають номінальні опори {0.16, 0.2, 0.3, 0.5} мкОм, точність 5.1% та номінальну розсіювану потужність 3 Вт в діапазоні температур від –55 °С до 125 °С [Электронные компоненты, №5, 2002г.]

## 1.2. Вольтметри постійного струму

Вольтметри на основі магнітоелектричних приладів складаються з цих приладів та ввімкнених послідовно з ними додаткових опорів рис. 5.3.

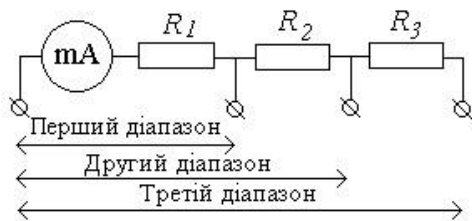


Рис. 5.3

Границя вимірювання  $U_{\Pi}$  вольметра без додаткового опору залежить від струму повного відхилення  $I_{\Pi}$  та внутрішнього опору приладу  $R_{\Pi}$ :

$$U_{\Pi} = I_{\Pi} R_{\Pi}. \quad (5.4)$$

Значення додаткових резисторів  $R_{\text{д}}$  (на рис. 5.3 для першого діапазону  $R_{\text{д1}} = R_1$ , другого діапазону  $R_{\text{д2}} = R_1 + R_2$  і третього діапазону  $R_{\text{д3}} = R_1 + R_2 + R_3$ ) розраховують з умови

$$I_{\Pi} = \frac{U_i}{R_{\Pi} + R_{ди}} = \frac{U_{\Pi}}{R_{\Pi}}, \quad \longrightarrow \quad R_{ди} = R_{\Pi} \left( \frac{U_i}{U_{\Pi}} - 1 \right) = R_{\Pi} (m_i - 1),$$

де  $U_i$  – граничне значення вимірюваної напруги на  $i$ -му діапазоні

(для схеми на рис.5.3  $i=1,2,3$ ),  $m_i = \frac{U_i}{U_{\Pi}}$  – коефіцієнт розширення

границі вимірювання на  $i$ -му діапазоні.

Зауважимо, що при вимірюванні напруг до 600 В застосовують внутрішні резистори, а для більшої напруги – зовнішні. Як і шунти додаткові резистори виготовляють з манганіту.

## 2. МАГНІТОЕЛЕКТРИЧНІ ПРИЛАДИ З ПЕРЕТВОРЮВАЧАМИ ЗМІННОГО СТРУМУ В ПОСТІЙНИЙ

Магнітоелектричні прилади мають безперечні переваги – це лінійність шкали, висока чутливість та низька похибка вимірювання. Але ці переваги реалізуються лише на постійному струмі. Ввімкнення на вході приладів додаткових перетворювачів змінного струму в постійний дозволяє використати ці переваги і при вимірюванні на змінному струмі.

Найчастіше доводиться вимірювати періодичні сигнали, для яких виконується умова:  $f(t) = f(t+T)$ , де  $T$  - період сигналу. Отже, у періодичного сигналу миттєві значення повторюються через рівні проміжки часу  $T$ . Для характеристики змінних сигналів застосовують такі їх значення.

*Пікове значення сигналу* – найбільше миттєве значення додатної напівхвилі чи найменше миттєве значення від'ємної напівхвилі.

*Середнє значення сигналу за період* (постійна складова сигналу). Якщо сигналом є змінний струм  $i(t)$ , то його середнє значення обчислюється за формулою

$$I_{\text{ср}} = \frac{1}{T} \int_{t_1}^{t_1+T} i(t) dt, \quad (5.5)$$

де  $t_1$  - миттєве значення часу, яке відповідає початку спостереження сигналу.

*Середньовипрямлене значення сигналу за період*

$$I_{\text{св}} = \frac{1}{T} \int_{t_1}^{t_1+T} |i(t)| dt. \quad (5.6)$$

*Середньоквадратичне (або ефективне, або діюче) значення сигналу за період (або за час спостереження)*

$$I_{\text{еф}} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_{t_1}^{t_1+T} i^2(t) dt}. \quad (5.7)$$

Нагадаємо, що дійсне значення змінного струму дорівнює значенню такого постійного струму, який має таку ж теплову дію на провідник, як і змінний струм. Неважко показати, що для синусоїдального струму  $i(t) = I_m \sin \omega t$ , де  $I_m$  – максимальне

значення струму;  $\omega$  - кутова частота,  $I_{\text{еф}} = \frac{I_m}{\sqrt{2}}$ , а  $I_{\text{св}} = \frac{I_m}{\pi}$ , тому

$$I_{\text{св}} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} I_{\text{еф}} \approx 0.45 I_{\text{еф}}.$$


Залежно від виду перетворювача розрізняють прилади:

- з випрямляючими перетворювачами;
- з термоелектричними перетворювачами;
- з електронними перетворювачами.

## 2.1. Прилади з випрямляючими перетворювачами

Прилади з випрямляючими перетворювачами забезпечують вимірювання середньовипрямлених значень сигналів. Прилади з

такими перетворювачами розраховані на роботу в частотному діапазоні  $20 \div 20\,000$  Гц.

Магнітоелектричні прилади з випрямляючими перетворювачами позначаються знаком - 

Відповідності до виразу (5.6) для отримання середньовипрямлених значень необхідно виконати дві операції – детектування та інтегрування. Розглянемо, як реалізуються ці операції в схемі такого приладу (рис. 5.4, а).

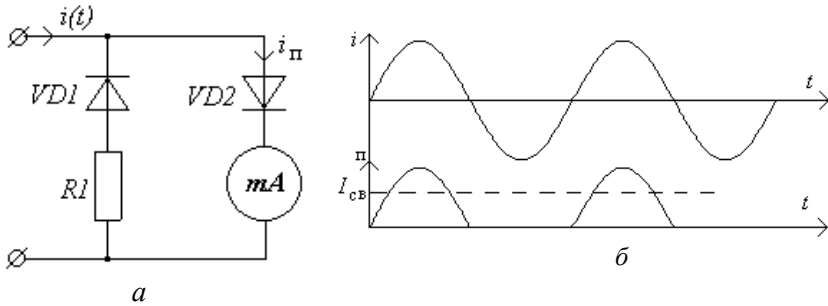


Рис.5.4

В ланцюгу міліамперметра струм протікає лише в додатні напівперіоди. Рухомою частиною приладу внаслідок своєї інерційності на частотах  $f > 20$  Гц не встигає відпрацьовувати миттєві значення обертового моменту, отже, працює як інтегратор і усереднює значення струму. Епюри струмів, що протікають в ланцюгах приладу, показано на рис.5.4, б.

Обертальний момент рамки магнітоелектричного приладу

$$M_{об} = \frac{1}{T} \int_{t_1}^{t_1+T} BaWi(t)dt = BalWI_{св}. \quad (5.8)$$

Рівняння перетворення приладу з означеним перетворювачем має вигляд

$$\alpha = \frac{1}{k} BalWI_{св}. \quad (5.9)$$

Як правило, шкалу приладів градууюють в дійсних значеннях синусоїдального сигналу.

Більш ефективними є схеми приладів з двонапівперіодними випрямлячами. В таких перетворювачах в процесі вимірювання використовується і додатна, і від'ємна напівхвиля змінного струму. Схеми приладів з такими перетворювачами наведено на рис.5.5, а,б. З урахуванням двонапівперіодного спрямлення струму діодами  $VD1$ - $VD4$  показання приладу пропорційні струму

$$2I_{cc} = 2 \frac{\sqrt{2}}{\pi} I_{ef} \approx 0.9 I_{ef}. \quad (5.10)$$

Певним недоліком наведених схем є те, що прикладена напруга розподіляється між двома діодами та приладом, що веде до збільшення нелінійної ділянки шкали, яка виникає внаслідок неідеальності вольт-амперних характеристик діодів. Іншим недоліком є те, що діапазон вимірювання напруги починається не з 0, а з  $\sim 1\text{В}$ , оскільки при менших напругах діоди знаходяться у закритому стані.

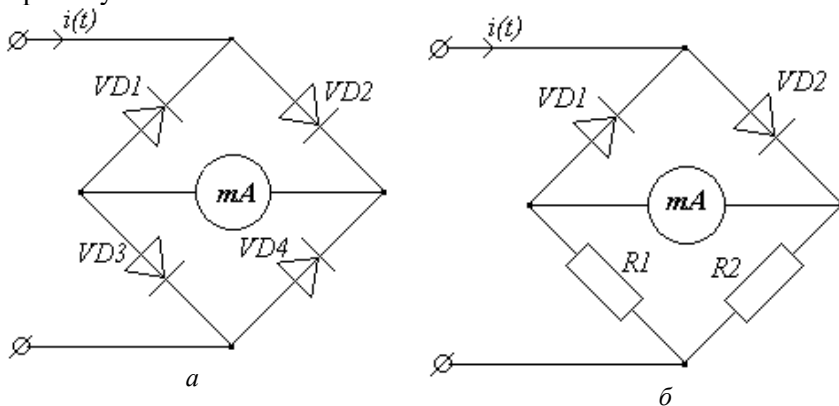


Рис.5.5

Суттєвим недоліком схеми (рис.5.5, а) є необхідність підбору діодів  $VD1$ – $VD4$  за їх вольт-амперними характеристиками. Це пов'язано з тим, що неідентичність характеристик веде до зміни амплітуди спрямлених напівхвиль (додатної та від'ємної) і, як наслідок, до зростання похибки вимірювання. Заміна двох діодів

резисторами в схемі (рис.5.5, б) дозволяє дещо зменшити цей недолік і, крім того, підвищити температурну стабільність схеми, оскільки діоди є більш чутливими до температури ніж резистори. Однак така заміна веде до певного зменшення чутливості приладу і збільшення споживаної енергії.

Ще один недолік розглянутих приладів – суттєва залежність результату вимірювання від форми струму  $i(t)$ . Цей недолік відсутній у приладах з термоелектричними перетворювачами.

## 2.2. Прилади з термоелектричними перетворювачами (ТЕП)

ТЕП широко застосовуються у вимірювальній та перетворювальній техніці. В ТЕП змінний струм перетворюється на постійний, який можна вимірювати магнітоелектричним приладом з високою точністю. Принцип дії ТЕП полягає у нагріві ділянки провідника змінним струмом і подальшому перетворенні тепла в термо-електрорушійну силу (термо-е.р.с.). До складу ТЕП, представленого на рис.5.6, входить нагрівач 1, який вмикається в ланцюг вимірювального змінного струму  $i(t)$  та термопара 2. Термопара 2 знаходиться у тепловому контакті з нагрівачем (гальванічно нагрівач і термопара можуть бути роз'єднані).

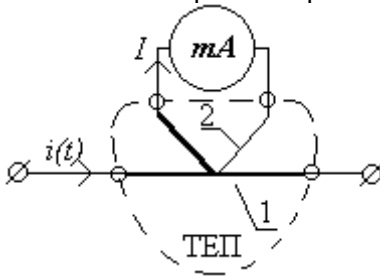


Рис. 5.6

Визначимо рівняння перетворення приладу. Безпосередньо на прилад діє постійний струм термопари

$$I = \frac{E_T}{R_{\Pi}}, \quad (5.11)$$

де  $E_T$  – термо-е.р.с. термопари, пропорційна різниці температур  $\Delta T$  гарячого і холодного контактів термопари  $E_T = k_{\text{пр}} \Delta T$ ;  $k_{\text{пр}}$  – коефіцієнт пропорційності;  $R_{\Pi}$  - внутрішній опір приладу.



З умови теплового балансу витікає, що кількість тепла, яка виділяється змінним струмом на нагрівачі, повинна дорівнювати кількості тепла, яку він випромінює внаслідок теплопередачі в оточуюче середовище, тобто

$$I_{\text{д}}^2 R_{\text{н}} t = k_T \Delta T t, \quad (5.12)$$

де  $t$  – час спостереження;  $R_{\text{н}}$  – опір нагрівача,  $k_T$  – коефіцієнт тепловіддачі;  $I_{\text{д}}$  – дійсне значення вимірюваного струму.


Тоді  $\Delta T = \frac{1}{k_T} R_{\text{н}} I_{\text{д}}^2$ , а кут  $\alpha$  повороту стрілки приладу становить

$$\alpha = S_I I = S_I \frac{E_T}{R_{\text{п}}} = \frac{S_I}{R_{\text{п}}} k_{\text{пр}} \Delta T = \frac{S_I}{R_{\text{п}}} \frac{k_{\text{пр}}}{k_T} R_{\text{н}} I_{\text{д}}^2 = \frac{S_I k_{\text{пр}} R_{\text{н}}}{R_{\text{п}} k_T} I_{\text{д}}^2 = A I_{\text{д}}^2, \quad (5.13)$$


де  $S_I$  – чутливість магнітоелектричного приладу,  $A = \text{const}$  – постійний коефіцієнт. Отже, рівняння перетворення приладу є квадратичним.

Найсуттєвішою перевагою розглянутих приладів з ТЕП є незначна залежність результатів вимірювання від форми та частоти струму  $i(t)$ .

Серед недоліків подібних приладів слід зазначити невисоку чутливість та точність, нелінійність шкали, значну споживану потужність, що витрачається в нагрівачі, та низьку перевантажувальну спроможність.

Магнітоелектричні прилади з випрямлячами позначаються знаком .

Схеми з електронними перетворювачами орієнтовані на виконання необхідних операцій з миттєвими значеннями змінних сигналів (інтегруванням, детектуванням, піднесенням у квадрат) засобами електроніки, тому є більш універсальними. Приклади побудови таких перетворювачів будуть розглянуті в другій частині

конспекту. Такі прилади на шкалі мають позначку .

## 2. КОНТРОЛЬНІ ЗАПИТАННЯ

1. Що таке шунт і яку роль він відіграє в амперметрах?
2. Накресліть загальну схему багатодіапазонного амперметра з електромеханічним вимірювальним приладом.
3. Виведіть формулу для обрахунку опору шунта виходячи з коефіцієнта розширення шкали амперметра.
4. Які класи точності мають шунти?
5. Які функції виконують в електромеханічних вольтметрах додаткові резистори?
6. Наведіть розрахункові формули для обрахунку опору додаткових резисторів.
7. Дайте визначення пікового, середнього значення сигналу за період, середньовипрямленого та ефективного значення сигналу.
8. Наведіть приклади схем амперметрів з випрямляючими перетворювачами та поясніть їх роботу.
9. Накресліть схему амперметра з ТЕП та поясніть його роботу.
10. Виведіть рівняння перетворення амперметра з ТЕП.
11. Проаналізуйте рівняння перетворення амперметрів з ТЕП, виведіть формулу чутливості приладу.

### Лекція 6

#### 1. ЕЛЕКТРОДИНАМІЧНІ ВИМІРЮВАЛЬНІ МЕХАНІЗМИ

Незаперечною перевагою електродинамічних вимірювальних механізмів порівнянно з механізмами магнітоелектричної системи є їх здатність вимірювати і постійні, і змінні струми. Схематично вимірювальна частина електродинамічних механізмів зображена на рис.6.1. Принцип дії механізмів цього типу базується на взаємодії магнітних полів двох котушок зі струмами. Ця взаємодія призводить до обертання рухомої котушки 2 в нерухомій котушці 1. Струм  $i_2$  в рухому котушку подається через розтяжки, які одночасно створюють протидіючий момент. З рухомою котушкою жорстко пов'язана стрілка 3, яка разом зі шкалою 4 створює пристрій відліку.

Виведемо рівняння перетворення такого механізму. Електрокінетична енергія двох котушок дорівнює

$$W = \frac{1}{2} L_1 i_1^2 + \frac{1}{2} L_2 i_2^2 + M i_1 i_2, \quad (6.1)$$

де  $L_1, L_2$  – індуктивності котушок 1,2;  $M$  – взаємна індуктивність цих котушок. Оскільки кут повороту  $\alpha$  рухомої частини впливає лише на

значення  $M$ , то обертальний момент

$$M_{об} = \frac{dW}{d\alpha} = i_1 i_2 \frac{dM}{d\alpha}. \quad (6.2)$$

$M_{об}$  в приладі зрівноважується моментом протидіючої пружини

$M_{пр} = k\alpha$ , тому

$$\alpha = \frac{i_1 i_2}{k} \frac{dM}{d\alpha}. \quad (6.3)$$

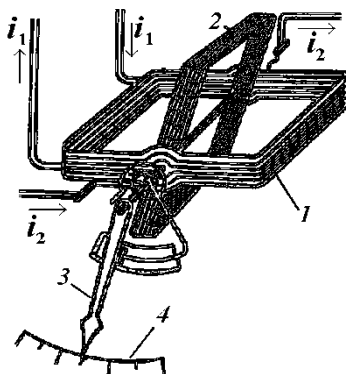


Рис. 6.1

Якщо по котушкам протікають змінні струми однієї частоти  $\omega$  –

$$i_1(t) = I_1 \sin(\omega t + \varphi_1);$$

$$i_2(t) = I_2 \sin(\omega t + \varphi_2), \quad (6.4)$$

то з урахуванням інерційності рухомої частини приладу середнє значення кута  $\alpha$  становитиме

$$\alpha = \frac{1}{T} \int_0^T \frac{1}{k} \frac{dM}{d\alpha} i_1(t) i_2(t) dt = \frac{1}{k} \frac{dM}{d\alpha} I_1 I_2 \cos(\varphi_1 - \varphi_2). \quad (6.5)$$

*Висновок:* при вимірюванні на змінному струмі кут  $\alpha$  залежить не лише від амплітуд струмів  $I_1$  та  $I_2$ , але й від різниці фазових зсувів струмів. Тому електродинамічні механізми можна використовувати не тільки для вимірювання струму, але й для вимірювання фазових зсувів. В режимі вимірювання струму необхідно виконати умову  $\varphi_1 - \varphi_2 = const$ , причому максимальна

чутливість приладу досягається, коли  $\varphi_1 - \varphi_2 = \pi p$ , де  $p = 0, \pm 1, \dots$ . Така умова легко реалізується при підключенні котушок до одного й того ж джерела вимірюваного струму. Котушки можуть вмикатися послідовно чи паралельно (рис.6.2, а, б). Послідовна схема вмикання котушок приладу (рис.6.2, а) застосовується для вимірювання струмів силою до 0,5 А. На більших струмах використовують паралельну схему підключення котушок до ланки з вимірювальним струмом (рис.6.2, б). В цій схемі індуктивності  $L_1$  і  $L_2$  використовують як елементи частотної корекції, а опір  $R_1$  – для обмеження струму, що протікає через рухоми котушку приладу і попередження вигорання розтяжок приладу. З урахуванням того, що  $i_1(t) = i_2(t)$ , рівняння перетворення приймає нелінійний (квадратичний) характер. Саме завдяки тому, що квадратична функція не має від’ємних ділянок, а механічна частина механізму чинить на показання приладу інтегруючий вплив, створюється можливість вимірювання змінного струму (його дійсного значення).

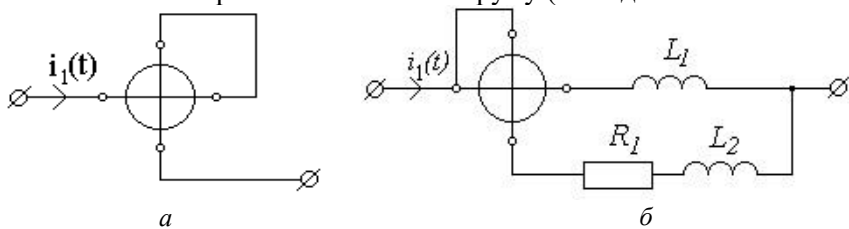


Рис. 6.2

Крім вимірювання струму, електродинамічні механізми можуть застосовуватися для вимірювання напруги. В цьому випадку схеми підключення (рис.6.3, а, б) доповнюються додатковими резисторами  $R_D$ .

Рівняння перетворення (для схеми рис.6.3, б), з урахуванням того, що на вході приладу діє гармонічна напруга  $u(t) = U \sin \omega t$ , становить

$$\alpha = \frac{1}{\kappa} \frac{dM}{d\alpha} \cdot \frac{U^2}{(R_D + R_{II})^2}, \quad (6.6)$$

де  $R_{II}$  – активний опір котушок приладу.

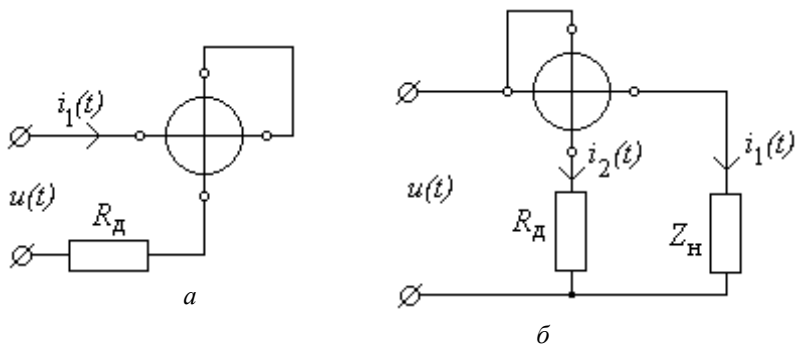


Рис. 6.3

Той факт, що рівняння перетворення механізму містить операцію множення, дозволяє реалізувати на цих механізмах ваттметри. Якщо струм  $i_1(t)$  в нерухомій котушці дорівнює струму навантаження, а струм  $i_2(t)$  в рухомій котушці пропорційний напрузі  $u(t)$  на навантаженні  $Z_H$ , тобто  $i_2(t) = \frac{u(t)}{R_D + R_{П2}}$ , де  $R_{П2}$  – активний опір рухомої котушки 2, то

$$\begin{aligned} \alpha &= \frac{1}{k} \frac{dM}{d\alpha} I_1 I_2 \cos(\varphi_1 - \varphi_2) = \frac{1}{k(R_D + R_{П2})} \cdot \frac{dM}{d\alpha} I_H U \cos(\varphi_1 - \varphi_2) = \\ &= \frac{1}{k(R_D + R_{П2})} \frac{dM}{d\alpha} P, \end{aligned} \quad (6.7)$$

де  $P$  – споживана навантаженням потужність. В цьому випадку рівняння перетворення виду  $\alpha = f(P)$  має лінійний характер.

## 2. ФЕРОДИНАМІЧНІ ВИМІРЮВАЛЬНІ МЕХАНІЗМИ

Прилади цієї групи, по суті, є різновидом електродинамічних приладів: від останніх вони відрізняються не принципом дії, а лише конструкцією. Для підвищення чутливості нерухома котушка

феродинамічних механізмів (рис.6.4) обладнана магнітом'яким осердям (магнітопроводом) 1. Рухома котушка 2 розміщується поміж полюсами магнітопроводу. Наявність магнітопроводу значно зменшує поле розсіювання і збільшує магнітне поле нерухомої котушки 3, отже, збільшує обертовий момент та чутливість механізму. Однак платою за це є зменшення точності приладів, що відбувається внаслідок неоднорідності та нелінійності магнітних характеристик осердя. Пристрій відліку утворюють шкала 4 та стрілка 5, яка жорстко поєднана з котушкою 2.

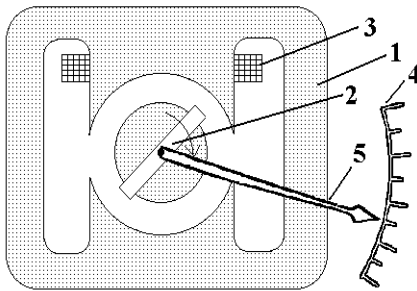


Рис. 6.4

Рівняння перетворення для цих механізмів та способи ввімкнення обмоток такі ж самі, як і для електродинамічних приладів. Дані вимірювальні механізми застосовуються для тих самих цілей, що й електродинамічні. Однак найчастіше вони застосовуються для вимірювання потужності або відношення двох величин – струмів чи напруг (див. логометри).

### 3. ЕЛЕКТРОМАГНІТНІ ВИМІРЮВАЛЬНІ МЕХАНІЗМИ

Принцип дії цих механізмів полягає у взаємодії магнітного поля струмів нерухомої котушки з рухомих феромагнітним осердям. Схематичне зображення механізму цього типу подано на рис. 6.5.

Нерухома котушка 1 з вимірюваним струмом  $i$  створює магнітне поле, яке взаємодіє з рухомою пермалоевою пелюсткою 2 (пермалой – це магнітом'який сплав заліза з нікелем з високою магнітною проникністю). Пелюстка 2 закріплена на вісі 4, з якою з'єднані також спіральна пружина 3, балансир 6, заспокоювач 7 та стрілка 8. 5 – шкала пристрою.

Енергія магнітного поля нерухомої котушки

$$W = L \frac{i^2}{2}, \quad (6.8)$$

де  $L$  – індуктивність котушки;  $i$  – струм, що протікає по катушці.

Індуктивність котушки змінюється з просуванням магнітної пелюстки в поле котушки, отже,  $L = f(\alpha)$ , тому

$$M_{об} = \frac{dW}{d\alpha} = \frac{i^2}{2} \cdot \frac{dL}{d\alpha}. \quad (6.9)$$

Обертальний момент  $M_{об}$  зрівноважується протидіючим моментом пружини  $M_{пр} = k\alpha$ .

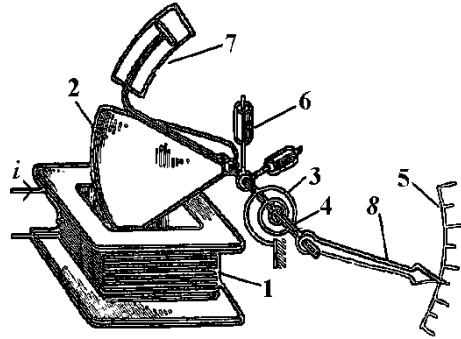


Рис. 6.5

Після зрівноваження маємо  $M_{об} = M_{пр}$ , тому рівня вимірювання приладу дорівнює

$$\alpha = \frac{1}{2k} i^2 \frac{dL}{d\alpha}. \quad (6.10)$$

Якщо по катушці протікає змінний струм, то внаслідок інерційності системи маємо

$$\alpha = \frac{1}{2k} \cdot \frac{dL}{d\alpha} \cdot \frac{1}{T} \int_0^T i^2(t) dt = \frac{1}{2k} \cdot \frac{dL}{d\alpha} I_{\text{еф}}^2. \quad (6.11)$$

Отже, система вимірює квадрат дійсного значення струму.

Таким чином, кут  $\alpha$  не залежить від напрямку протікання струму і пропорційний квадрату дійсного (ефективного) значення струму. Тому такі прилади можуть використовуватися для вимірювання струмів як в ланцюгах змінного, так і в ланцюгах постійного струмів.

Лінеаризувати шкалу приладу можна завдяки вибору форми осердя 2.

#### 4. ЕЛЕКТРОСТАТИЧНІ ВИМІРЮВАЛЬНІ МЕХАНІЗМИ

Принцип дії цих механізмів полягає в електростатичній взаємодії заряджених рухомого і нерухомого електродів механізму. Схематично конструкція механізму зображена на рис.6.6.

Ємність конденсатора залежить від активної (тієї що перекривається) площі електродів, тобто від взаємного розташування електродів. Механізм (рис.6.6) складається з нерухомих електродів 1, рухомих електродів 2, осі 3, плоскої пружини 4, стрілки 5 та шкали 6.

Енергія електромагнітного поля системи електродів дорівнює

$$W = \frac{1}{2} CU^2, \quad (6.12)$$

де  $C$  – ємність між пластинами конденсатора для плоского конденсатора

$$C = \varepsilon_0 \frac{S}{h}, \quad (6.13)$$

де  $S$  – площа активних ділянок пластин;  $h$  – відстань між пластинами;  $\varepsilon_0 = 8,85 \cdot 10^{-12} \frac{\Phi}{\text{М}}$  – діелектрична проникність повітря;

$U$  – прикладена до електродів конденсатора напруга.

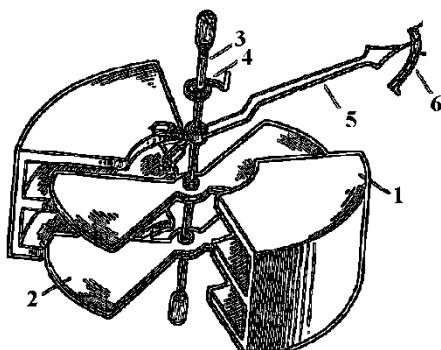


Рис. 6.6

По суті механізм приладу- це різновид плоского повітряного конденсатора з рухомими електродами.

У зрівноваженому режимі  $M_{об} = M_{кр}$ , отже,

$$\frac{\partial W}{\partial \alpha} = \frac{1}{2} \cdot \frac{dC}{d\alpha} U^2 = k\alpha, \quad (6.14)$$

$$\alpha = \frac{1}{2k} \cdot \frac{dC}{d\alpha} U^2 \quad (6.15)$$



З рівняння вимірювання випливає, що показання приладу не залежать від полярності напруги, а у випадку вимірювання змінної напруги  $u(t)$  на часовому інтервалі  $T$  маємо

$$\alpha = \frac{1}{T} \int_0^T \frac{1}{2k} u^2(t) \frac{dC}{d\alpha} dt = \frac{1}{2k} \cdot \frac{dC}{d\alpha} U_{\text{еф}}^2. \quad (6.16)$$

Отже, квадратичний характер рівняння вимірювання лишається і на змінному струмі.

Розглянуті механізми електростатичної системи використовують лише як вольтметри. До числа переваг таких приладів слід віднести:

- 1) широкий частотний діапазон;
- 2) низьку потужність споживання;
- 3) незалежність показань від шкідливої дії зовнішніх магнітних полів;
- 4) високий вхідний опір та малу вхідну ємність;
- 5) незалежність результату вимірювання від форми напруги  $u(t)$ ;

Певними недоліками приладів такого типу можна вважати:

- 1) низьку чутливість та точність;
- 2) необхідність екранування від впливу зовнішніх електричних полів;
- 3) квадратичний характер шкали;
- 4) можливість пробою між електродами конденсатора.

Найчастіше вольтметри цього типу використовують для вимірювання напруги в ланцюгах з малопотужними джерелами.

## 5. ІНДУКЦІЙНІ ВИМІРЮВАЛЬНІ МЕХАНІЗМИ

Принцип дії цих механізмів базується на взаємодії магнітних потоків зі струмами, що наведені цими потоками в рухомому провідному диску. Отже, такий механізм працює лише на змінному струмі.

Схематично індукційний механізм зображено на рис.6.7. Електромагніти 1,2, які живляться змінними струмами відповідно  $i_1(t), i_2(t)$ , створюють магнітні потоки  $\Phi_1(t)$  та  $\Phi_2(t)$ . Ці потоки пронизують алюмінієвий диск 4, який може обертатися на осі 5. Магнітні потоки індукують в диску вихрові струми. З усіх можливих взаємодій між струмами та потоками лише взаємодія пар  $I_{1В}(t)$  та  $\Phi_2(t)$  і  $I_{2В}(t)$  та  $\Phi_1(t)$  зумовлює виникнення обертового моменту. Середнє значення обертового моменту, що діє на диск, дорівнює

$$M_{об} = AfI_1I_2 \sin \Psi,$$

де  $\Psi$  – фазовий зсув між струмами  $i_1(t)$  та  $i_2(t)$ ;  $f$  – частота струму;  $I_1, I_2$  – амплітудні значення струмів. Якщо до осі 5

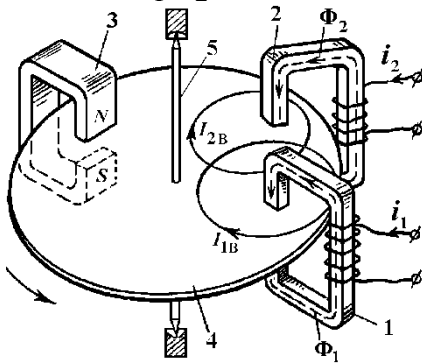


Рис.6.7

приєднати протидіючу пружину, що створює момент

$$M_{пр} = k\alpha,$$

то рівняння вимірювання буде

$$\alpha = \frac{A}{k} f I_1 I_2 \sin \Psi. \quad (6.17)$$

В наведеній на рис.6.7 конструкції застосовано магнітоіндукційний заспокоювач з постійним магнітом 3.

Індукційні механізми рідко застосовують у вимірювальних приладах через те, що такі механізми мають низький клас точності (не вищий за 0,5). Тому дані механізми знаходять застосування, в основному, в інтегруючих приладах - лічильниках електричної енергії змінного струму певної частоти (в цьому випадку протидіюча пружина відсутня).

## 6. КОНТРОЛЬНІ ЗАПИТАННЯ

1. В чому полягає принцип дії електродинамічних вимірювальних механізмів?
2. Накресліть загальну схему та напишіть рівняння вимірювання електродинамічного вимірювального механізму.
3. Перелічіть електричні величини, які можна вимірювати за допомогою електродинамічних вимірювальних механізмів.
4. Накресліть схеми підключення електродинамічних вимірювальних механізмів для вимірювання струмів, напруг, потужностей.
5. В чому полягає принцип дії феродинамічного вимірювального механізму?
6. Накресліть загальну схему та напишіть рівняння вимірювання феродинамічного вимірювального механізму.
7. В чому полягає принцип дії електромагнітних вимірювальних механізмів?
8. Накресліть загальну схему та напишіть рівняння вимірювання електромагнітних вимірювальних механізмів, їх вади та переваги.

## Лекція 7

### 1. ЛОГОМЕТРИ

*Логометри* – це прилади електромеханічної групи, призначені для вимірювання частки двох електричних величин  $x_1$  та  $x_2$ , тобто для визначення величини  $\frac{x_1}{x_2}$ . У загальному вигляді рівняння вимірювання логометрів

$$\alpha = f \left\{ \left( \frac{x_1}{x_2} \right)^n \right\}, \quad (7.1)$$

де  $n$  – коефіцієнт, що залежить від системи вимірювального механізму.

Особливість логометрів полягає в тому, що моменти  $M_{об}$  та  $M_{пр}$ , які діють на рухому частину, створюються електричним шляхом. Логометри мають два вимірювальних ланцюги, на які діють величини  $x_1$  і  $x_2$ , причому напрямки їх дії необхідно обрати таким чином, щоб обертальні моменти зрівноважували один одного.

Конструкція логометра зображена на рис. 7.1. Принцип дії логометра полягає у наступному. В нерівномірне магнітне поле магнітної системи приладу розміщують рухому частину, яка складається з двох жорстко скріплених рамок, розвернутих у просторі на кут  $\delta = 30^\circ \div 90^\circ$ . Струми  $I_1$  та  $I_2$  підводяться до рамок за допомогою безмоментних струмопроводів. Ці струми створюють обертальні моменти

$$M_{об}(\alpha) = \frac{d}{d\alpha} \left( \frac{1}{2} I_1^2 L_1 \right) = \frac{I_1}{2} \frac{d\Psi_1}{d\alpha}; \quad (7.2)$$

$$M_{пр}(\alpha) = \frac{d}{d\alpha} \left( \frac{1}{2} I_2^2 L_2 \right) = \frac{I_2}{2} \frac{d\Psi_2}{d\alpha}, \quad (7.3)$$

де  $\Psi_{1,2}$  – потокозчеплення котушок 1,2.

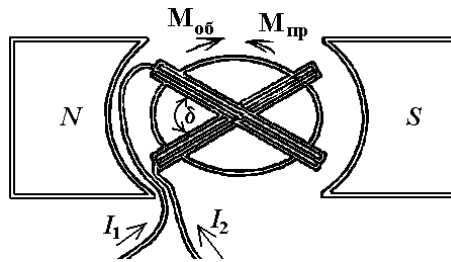


Рис. 7.1

Максимальні значення моментів зсунуті у просторі на кут  $\delta$ . У зрівноваженому режимі маємо

$$I_1 \frac{d\Psi_1}{d\alpha} = I_2 \frac{d\Psi_2}{d\alpha}, \quad (7.4)$$

звідки

$$\frac{I_1}{I_2} = \frac{\frac{d\Psi_2}{d\alpha}}{\frac{d\Psi_1}{d\alpha}} = \frac{f_2(\alpha)}{f_1(\alpha)} = f(\alpha), \quad (7.5)$$

де  $f_1(\alpha), f_2(\alpha), f(\alpha)$  – функції, які визначають зміни потокозчеплення. Отже, кут повороту механізму логометра прямопропорційний відношенню струмів, що протікають у рамках логометра.

Суттєвим для роботи логометрів є те, що для нормального функціонування цих приладів необхідно виконати умову  $\frac{d\Psi_1}{d\alpha} \neq \frac{d\Psi_2}{d\alpha}$ , яка реалізується за рахунок штучного створення нерівномірного магнітного поля.

Окремо слід зазначити, що стрілка невідключеного логометра займає довільне положення через відсутність протидіючої пружини.

Джерелами похибок логометра є:

- 1) неідентичність рамок;
- 2) невідповідність розрахованого неоднорідного магнітного поля створеному, що обумовлено якістю феромагнітних деталей механізму;
- 3) наявністю додаткових моментів, наприклад, моментів від тертя в опорах, кінцевих протидіючих моментів струмопроводів і т.ін.

Магнітоелектричні логометри застосовують для вимірювання опорів, частоти, неелектричних величин і позначаються на шкалі

приладів знаком .

## 2. ДОДАТКОВІ ПОХИБКИ ВИМІРЮВАННЯ ТА СПОСОБИ ЇХ ЗМЕНШЕННЯ

На результати вимірювань електромеханічних приладів суттєвий негативний вплив чинять такі специфічні додаткові похибки, як температурна та частотна. Тому у приладах цієї групи

бажано вжити заходів для зменшення цих похибок. Розглянемо механізми виникнення цих похибок та способи їх зменшення.

## 2.1. Температурна стабілізація вимірювальних механізмів

В загальному випадку відносна температурна похибка вольтметрів і мілівольтметрів з вимірювальними механізмами дорівнює

$$\gamma_t = \gamma_B + \gamma_E + \gamma_{cx} + \gamma_{ке}, \quad (7.6)$$

де  $\gamma_B$  – похибка, яка обумовлена зміною магнітної індукції постійного магніту;  $\gamma_E$  – похибка, яка обумовлена зміною модуля пружності  $E$  моментних пружин розтяжок;  $\gamma_{cx}$  – похибка, викликана зміною параметрів електричної схеми приладу (параметрів котушок вимірювального механізму, опорів струмопідводів до рухомої частини, прямого опору діодів, опорів термокомпенсуючих елементів схеми тощо);  $\gamma_{ке}$  – похибка, викликана зміною розмірів конструктивних елементів основних вузлів приладу; (рамки, магніту, відстані між рухомими та нерухомим елементами і ін.). Температурна похибка нормується на кожні 10°C зміни температури навколишнього середовища.

Залежно від системи вольтметра ці доданки мають різні значення, можуть бути відсутні чи ними можна знехтувати. Так, наприклад, для магнітоелектричних механізмів  $\gamma_B$  і  $\gamma_E$  приблизно рівні і мають різні знаки, тобто майже цілком компенсуються. Складова  $\gamma_{ке}$  має вищий порядок малості і цим доданком нехтують.  $\gamma_{cx}$  є домінуючою і визначається видом схеми для вольтметра заданого класу точності.

Механізм виникнення похибки  $\gamma_{cx}$  простий та зрозумілий і полягає у наступному. Рамки вимірювальних механізмів виконують з мідного проводу, який має досить значний температурний коефіцієнт опору (ТКО). Для міді ТКО наближено становить +4% на 10 °C. Отже, зміна температури впливає на опір і кінець кінцем на силу струму, що протікає через рамку. Виникає додаткова температурна похибка. В схемах вольтметрів (рис.5.3) ця похибка

дещо зменшується за допомогою резисторів  $R_d$ . Чому? В цьому можна переконатися, якщо врахувати, що  $R_d$  виконано з манганіну, який має ТКО близький до нуля. Тому відносна температурна похибка при зміні температури рамки на  $t^{\circ}C$  градусів становить

$$\gamma_{t^{\circ}} = \frac{R_{п0}\eta t^{\circ}}{R_{п0} + R_d} = \frac{\eta t^{\circ}}{1 + \frac{R_d}{R_{п0}}}, \quad (7.7)$$

де  $\eta$  – ТКО матеріалу, з якого виготовлена рамка приладу (для міді  $\eta = 0.0043^{\circ}C^{-1}$ , для манганіна  $\eta = 10^{-5}^{\circ}C^{-1}$ ),  $R_{п0}$  – електричний опір рамки механізму за нормальних умов. Якщо врахувати, що для приладу без  $R_d$   $\gamma_t = \eta$ , то виграш стає очевидним. В наведеній на рис.5.3 схемі виграш тим більший, чим більше значення  $R_d$ . Тому на малих діапазонах вимірювання (при малих  $R_d$ ) застосовують більш складні схеми термокомпенсації – паралельно-послідовні схеми (рис. 7.2). В наведеній схемі опори  $R_1, R_2$  виготовлені з манганіну,  $R_3$  – з міді. Повна термокомпенсація досягається, коли

$$\frac{\partial I_1}{\partial t^{\circ}} = 0. \quad (7.8)$$

З урахуванням того, що

$$R_3 = R_{30}(1 + \eta_3 t^{\circ}),$$

$$R_{п} = R_{п0}(1 + \eta_{п} t^{\circ}),$$

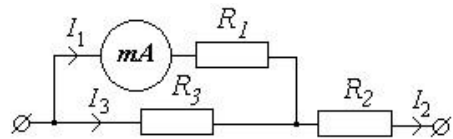


Рис. 7.2

рішення виразу (7.8) дає такий результат:

$$\frac{R_2}{R_2 + R_{30}} = \frac{\eta_{п}}{\eta_3} \frac{R_{п}}{R_{п} + R_1}. \quad (7.9)$$

Таким чином, якщо підібрати значення опорів та матеріал, з якого вони виготовлені, згідно з формулою (7.9), можна отримати повністю термокомпенсовану схему (рис. 7.2).

На завершення відзначимо, що для вольтметрів електромагнітної, електродинамічної та феродинамічної систем, у яких відсутній постійний магніт, тобто відсутня складова  $\gamma_B$ , сумарна температурна похибка становить

$$\gamma_t = \gamma_E + \gamma_{cx}. \quad (7.10)$$

В формулі (7.10) величиною  $\gamma_{ке}$  можна знехтувати.

Для електростатичних вольтметрів

$$\gamma_t = \gamma_E + \gamma_{ке}. \quad (7.11)$$

У виразі (7.11)  $\gamma_{ке}$  є результатом недостатньої жорсткості конструкції механізму.

## 2.2. Схеми вольтметрів з термокомпенсацією на основі терморезисторів

Ще більш ефективним є застосування додаткових резисторів з від'ємним ТКО. Ідея такої термокомпенсації полягає в тому, що завдяки різним знакам ТКО рамки приладу і резистора термокомпенсації струм, що протікає через прилад при зміні температури лишається незмінним. Схеми приладу з термокомпенсацією та функції  $R_{II}(t^o)$ ,  $R_I(t^o)$  наведені відповідно на рис. 7.3, а, б. На схемі рис.7.3,а міліамперметр ввімкнено послідовно з терморезистором  $R_I$ .

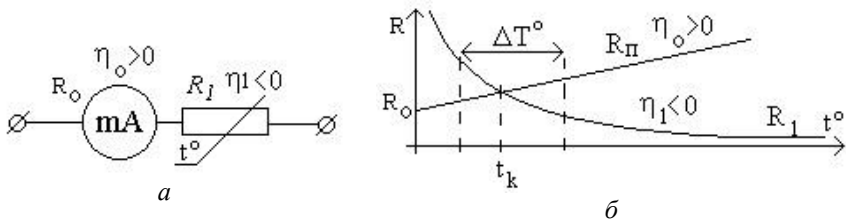


Рис. 7.3

На жаль, сьогодні ще відсутні матеріали з постійним від'ємним ТКО в широкому діапазоні температур.



Напівпровідникові резистори мають змінний ТКО, тому опір терморезистора при зміні температури міняється нелінійно (рис.7.3,б). Внаслідок цього повна температурна компенсація можлива лише в одній точці шкали – на рис.7.3,б цій точці відповідає  $t^o = t_k$ .

На практиці послідовна схема термокомпенсації застосовується для роботи у невеликому діапазоні температур  $\Delta T$ . Для розширення діапазону термокомпенсації необхідно лінеаризувати залежність  $R_1(t^o)$ . Ця задача вирішується за допомогою більш складних послідовно-паралельних схем термокомпенсації (рис. 7.4).

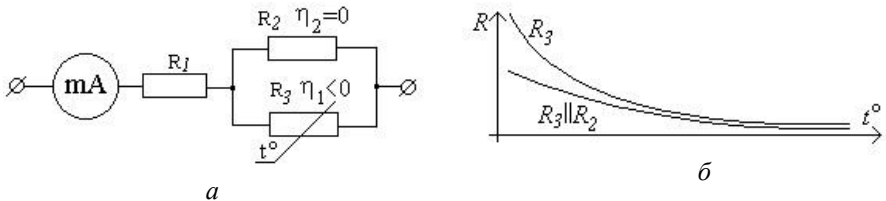


Рис. 7.4

В схемі рис.7.4,а термокомпенсаційний ланцюг утворено паралельно ввімкненими терморезистором  $R_3$  та резистором  $R_2$ . Опір термокомпенсаційного ланцюга дорівнює

$$R_{t^o} = \frac{R_2 R_3}{R_2 + R_3}. \quad (7.12)$$

Паралельне ввімкнення резисторів приводить до зменшення нелінійної залежності термокомпенсаційного ланцюга від температури. В свою чергу цей ланцюг ввімкнено послідовно з додатковим резистором  $R_1$  та міліамперметром mA. Умова термокомпенсації схеми

$$\Delta R_{\Pi} = -\Delta R_{t^o}. \quad (7.13)$$

### 2.3. Частотна компенсація вимірювальних механізмів

Частотна похибка виникає лише у вольтметрах змінного струму. Основна причина появи цієї похибки – залежність індуктивного опору котушки приладу від частоти. Крім того, частотні похибки виникають через вплив вихрових струмів у металевих частинах приладу. Вони зменшують основний магнітний потік приладу. Крім того, у вольтметрах, що зібрані з діодними випрямлячами, частотні похибки обумовлені наявністю ємностей діодів.

Частотна похибка  $\gamma_f(\omega)$  через зміну індуктивного опору вольтметрів електромагнітної, електродинамічної та феродинамічної систем у загальному випадку визначається за наближеною формулою

$$\gamma_f(\omega) \approx -0.5 \left( \frac{X(\omega)}{R} \right)^2, \quad (7.14)$$

де  $X(\omega)$  – повний реактивний опір приладу на заданій частоті  $\omega$ ;  $R$  – повний активний опір.

Для корекції частотних похибок застосовують різні схеми, але основною з них є схема рис.7.5, а, в якій частина додаткового резистора шунтується ємністю. На схемі позначено:  $R_{\Pi}$  – активна складова опору рамки приладу,  $L_0$  – індуктивність рамки приладу;  $R_1$  – додатковий резистор.

Шунтуюча ємність  $C$  обирається з умови сталості повного опору приладу

$$C \approx L_0 / R_C^2 \quad (7.15)$$

або з умови взаємної компенсації похибок різного знаку:

$$C \approx \frac{L_0}{R_C^2 \left( 1 + \sqrt{2 \frac{R_{\Pi} + R_C + R_1}{R_C}} \right)}. \quad (7.16)$$

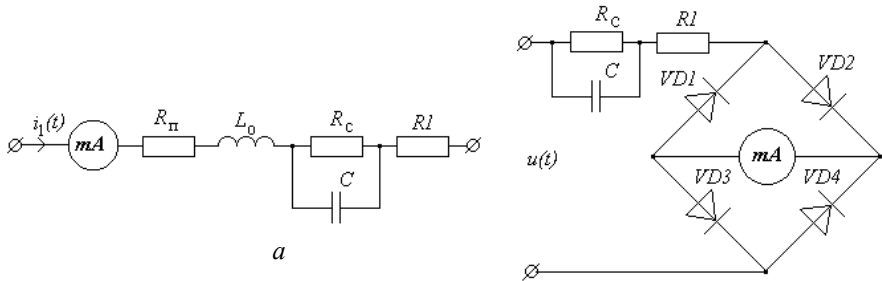


Рис. 7.5

З виразу (7.16) випливає, що при зміні граничного значення вимірюваної напруги необхідно міняти  $C$  чи  $R_c$ .

Крім зазначеного чинника у вольтметрах, побудованих за випрямлюючою схемою (рис.7.5, б), частотна похибка виникає в результаті шунтуючої дії бар'єрної ємності діодів. Бар'єрна ємність р-п переходу, як відомо, виникає при прикладанні до нього оберненої напруги і збільшується зі збільшенням останньої. При підвищенні частоти омичний опір бар'єрної ємності р-п переходу зменшується, і все більша частина змінного струму проходить через діод без спрямлення. Показання приладу зменшуються. Для компенсації цієї похибки частина додаткового резистора приладу шунтується ємністю, як це показано на рис.7.5, б.

Частотна похибка вольтметрів електростатичної системи обумовлена:

- 1) падінням напруги на індуктивному опорі монтажу;
- 2) послідовним резонансом в контурі, що складається з індуктивності монтажу і ємності приладу.

Перша складова призводить до зменшення показань приладу зі зростанням частоти. Вона виникає внаслідок того, що частина вимірюваної напруги падає на індуктивному опорі монтажу. Друга складова виникає в результаті того, що на високих частотах починається підйом частотної характеристики вольтметра як результат підходу до резонансної частоти. При цьому напруга на вимірювальному механізмі (як на ємності послідовного резонансного контура) починає збільшуватися порівнянно з вимірюваним. Резонансна частота приладів електростатичної системи, зазвичай, лежить у межах 50...500 МГц.

### 3. КОНТРОЛЬНІ ЗАПИТАННЯ

1. Що таке логометри?
2. Накресліть загальну схему, наведіть рівняння вимірювання, джерела похибок та розкрийте принцип дії логометрів.
3. Перелічіть основні джерела похибок логометрів.
4. Розкрийте механізми виникнення додаткової температурної похибки електромеханічних приладів.
5. Накресліть схему послідовно-паралельної температурної корекції електромеханічних приладів.
6. Сформулюйте умову повної термокомпенсації вольтметра з послідовно-паралельним ланцюгом термокомпенсації.
7. Перелічіть основні складові температурної похибки механізмів різних систем.
8. Накресліть схему термокомпенсованого електромеханічного амперметра з терморезистором.
9. Розкрийте механізм виникнення частотної похибки вольтметрів змінного струму на базі електромеханічних приладів.
10. Накресліть базові схеми частотної корекції вольтметрів змінного струму на основі електромеханічних приладів.

## ТЕМА III. ВИМІРЮВАННЯ НАПРУГ ТА ОПОРІВ

### Лекція 8

#### 1. ЕЛЕКТРОННІ ВОЛЬТМЕТРИ

Електромеханічні вольтметри мають певні обмеження щодо динамічного та частотного діапазонів, вхідного опору, чутливості, точності тощо. Ці обмеження можна значно знизити, доповнюючи електромеханічні вольтметри електронними блоками. У таких приладах – електронних аналогових вольтметрах, зазвичай, застосовують вимірювальні механізми магнітоелектричної системи як найбільш точні і такі, що мають лінійну шкалу.

Аналогові електронні вольтметри за призначенням поділяються на вольтметри:

- постійного струму;
- змінного струму;
- імпульсні;
- фазочутливі;
- селективні;
- універсальні.

##### 1.1. Вольтметри постійного струму

Укрупнена структурна схема електронних вольтметрів постійного струму показана на рис. 8.1.

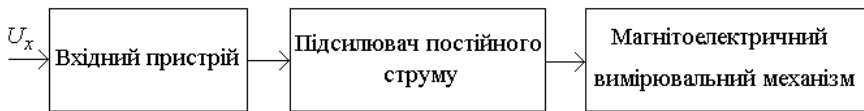


Рис. 8.1

Вимірювана напруга  $U_x$  подається на вхідний пристрій – високоомний резистивний подільник напруги (вхідний опір вольтметрів такого типу може сягати значень  $R_{вх} \approx 5 \div 10 \text{ МОм}$ ).

Підсилювач постійного струму з коефіцієнтом підсилення  $K$  дозволяє підвищити чутливість приладу в таке ж число разів. Дійсно, якщо в ланцюг вимірювального механізму з внутрішнім

опором  $R_{\Pi}$  ввімкнемо додатковий резистор  $R_{Д}$ , то відхилення стрілки приладу буде

$$\alpha = S_{\Pi} I = \frac{k_{\Pi\Pi} K U_x}{R_{Д} + R_{\Pi}}, \quad (8.1)$$

де  $k_{\Pi\Pi}$  – коефіцієнт передачі подільника напруги;  $S_{\Pi}$  – чутливість вимірювального механізму.

Чутливість електронного вольтметра

$$S = \frac{d\alpha}{dU_x} = S_n \frac{k_{\Pi\Pi}}{R_{Д} + R_{\Pi}} K, \quad (8.2)$$

тобто збільшується у  $K$  разів порівняно з чутливістю приладу без підсилювача. Діапазон вимірювання електронних вольтметрів охоплює інтервал значень  $\sim (1 \text{ мВ} \div 10 \text{ кВ})$ .

## 1.2. Вольтметри змінного струму

Вольтметри цієї групи будуються відповідно до однієї зі схем, зображеної на рис.8.2, а,б.



Рис. 8.2

Змінна вимірювана напруга  $u(t)$  подається на вхідні пристрої. Наведені схеми на перший погляд мало чим відрізняються. Але лише заміна місцями двох блоків – детектора і підсилювача постійного струму здатна суттєво вплинути на характеристики

всього приладу. Перша з наведених схем (рис.8.2, а) має ширший частотний діапазон (до  $\sim 700$  МГц), але нижчу чутливість, в той час як друга схема (рис.8.2, б) забезпечує вимірювання напруг з більш високою чутливістю, але у вузькому частотному діапазоні ( до  $\sim 10$  МГц).

В наведених схемах детектори випрямляють змінну напругу і формують на виході постійну напругу, пропорційну одному зі значень: піковому, середньому (5.5), середньовипрямленому (5.6) або середньоквадратичному (5.7).

Вхідний пристрій стосовно пропускання постійної складової напруги може бути відкритим чи закритим (з роздільним конденсатором), тобто може або пропускати на вхід приладу постійну складову напруги, або блокувати її.

### 1.3. Універсальні вольтметри

Універсальні вольтметри призначені як для вимірювання в ланцюгах постійного струму, так і для вимірювання в ланцюгах змінного струму. Їх узагальнену структуру зображено на рис.8.3. Робота приладу зрозуміла зі схеми і не потребує додаткових пояснень.

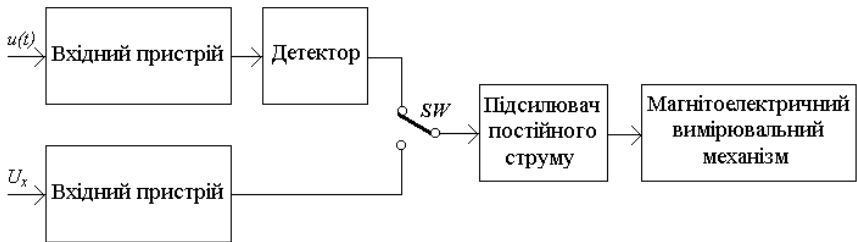


Рис. 8.3

До безперечних переваг електронних вольтметрів належать:

- великий вхідний опір;
- мала споживана потужність;
- широкий частотний діапазон;
- широкий динамічний діапазон.

Недоліками електронних вольтметрів порівняно з електромеханічними до певної міри можна вважати:

- необхідність джерел живлення для електронних блоків;
- невисоку точність (клас 2,5; 4,0), що пояснюється нестабільністю елементів електронних схем.

Імпульсні, селективні та фазочутливі вольтметри відрізняються, в основному, наявністю в їхніх структурах додаткових електронних вузлів. В імпульсних вольтметрах – це перетворювачі амплітудних значень сигналів, в селективних – це смугові частотні фільтри, що дозволяють вимірювати напруги окремих частотних складових (вибирати або селектувати ці складові), складних за своїм спектром сигналів, в фазочутливих, або векторних – це синхронні детектори (див. фазометрію), які дозволяють зробити показання вольтметрів чутливими не тільки до амплітуди гармонічної напруги, але й до її фазового зсуву відносно певного зразкового сигналу.

## 2. КОМПЕНСАТОРИ ПОСТІЙНОГО СТРУМУ

Вольтметри – не єдиний клас приладів, здатних вимірювати напругу. Для виконання найбільш відповідальних вимірювань напруг з підвищеною точністю застосовують більш складні схеми, що реалізують метод зрівноваження. До числа таких схем належать компенсатори та вимірювальні мости.

*Компенсаторами (або потенціометрами)* називають прилади для вимірювання електрорушійних сил, напруг чи функціонально пов'язаних з ними величин і які реалізують метод зрівноваження. Існують компенсатори постійного і змінного струмів. Схему найпростішого компенсатора постійного струму зображено на рис.8.4. Ідея методу полягає в тому, що невідома напруга  $U_x$  порівнюється з падінням напруги  $U_K$  на резисторі  $R_K$ . Сила

робочого струму  $I = \frac{E}{R_K + R_p}$  регулюється резистором  $R_p$  і

контролюється міліамперметром  $mA$ . Вимірювальна напруга  $U_x$



зрівноважується рівним їй за величиною та протилежним за знаком значенням напруги компенсації  $U_K = IR_K$ . Момент досягнення рівноваги фіксується гальванометром  $G$ , а величина  $U_K$  – резистором  $R_K$ . При досягненні рівноваги  $U_x = U_K$ , отже,

$$U_x = \frac{E}{R_K + R_p} R_K. \quad (8.3)$$

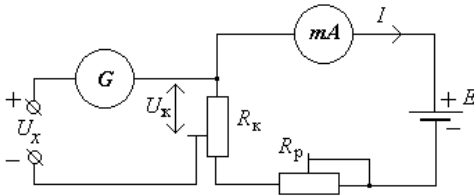


Рис. 8.4

Окремо слід відзначати, що в зрівноваженому режимі схема не споживає струм з вимірювального ланцюга, оскільки сумарне падіння напруги в контурі “ $U_x$  – гальванометр – резистор  $R_K$ ” дорівнює нулю.

На рис.8.4 показано новий для нас тип приладу – гальванометр. Що таке гальванометр? *Гальванометр* – це високочутливий магнітоелектричний прилад, призначений для вимірювання надто малих струмів, напруг та кількості заряду. Найчастіше гальванометри застосовують як індикатори нуля. Висока чутливість гальванометрів забезпечується тим, що:

- 1) рухома частина гальванометра закріплюється на підвісі з тонкої пружинної стрічки, яка одночасно створює протидіючий момент і виконує функцію струмопровода;
- 2) другий струмопровід виконано з безмоментної срібної фольги;
- 3) рамка гальванометра виконана безкаркасною для зменшення моменту інерції рухомої частини;
- 4) пристрій заспокоєння відсутній.

В гальванометрах, зазвичай, застосовують оптичний пристрій відліку, який складається з невеличкого дзеркала, яке кріпиться на рухомій частині, джерел світла з вузьким променем та шкали з міліметровими рисками. Дзеркалом, що обертається разом з рухомою частиною (рамкою зі струмом), промінь відбивається на шкалу і зміщується вздовж останньої.

З рівняння вимірювання компенсатора (8.3) витікає, що результат вимірювання залежить від  $E$  - напруги допоміжного джерела. Тому в практичних схемах компенсаторів для підвищення точності вимірювання застосовують високостабільні джерела напруги – так звані нормальні елементи, а струм  $I$  визначають не амперметром, а також компенсатором. Нормальний елемент – це гальванічний елемент, який слугує зразковою мірою електрорушійної сили (е.р.с.). Його високі метрологічні характеристики забезпечуються спеціальним підбором матеріалу електродів та електроліту (додатній електрод виконано із ртуті, від’ємний – з амальгами кадмію, а як електроліт застосовують водні розчини  $CdSO_4$  або  $ZnSO_4$ ). Нормальний елемент забезпечує постійну в часі е.р.с. з точно відомим значенням  $E_{н.е.}=1,01865$  В при температурі  $t^0= 20^0C$ , внутрішньому опорі  $R_{ВН}= 500\div 100$  Ом і робочому струмі  $I=1$  мкА.

На рис.8.5 зображена схема з вимірюванням робочого струму компенсаційним методом. Робота компенсатора виконується в два етапи. На першому (перемикач  $SW$  в лівому положенні) за допомогою  $R_p$  встановлюється робочий струм  $I$

$$I = \frac{E}{R_p + R_n + R_k} \quad (8.4)$$

На цьому етапі значенню  $E_{н.е.}$  протиставляють падіння напруги на резисторі навантаження  $R_n$ . У зрівноваженому режимі

$$E_{н.е.} = IR_n$$

На другому етапі (перемикач  $SW$  в правому положенні) значення вимірюваної напруги  $E_x$  зрівноважують падінням напруги на частині  $R_k'$  зразкового каліброваного резистора  $R_k$

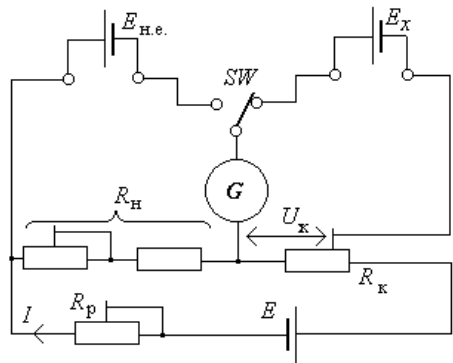


Рис. 8.5

$$E_x = IR'_K = \frac{E_{н.е.}}{R_H} R'_K. \quad (8.5)$$

Отже, в рівнянні вимірювання відсутнє значення  $E_{н.е.}$  джерела напруги. Для зручності обирають  $\frac{E_{н.е.}}{R_H} = 10^{-n} \text{А}$ , наприклад,  $\frac{E_{н.е.}}{R_H} = 0,0001 \text{А}$ .

За допомогою компенсаторів можна вимірювати е.р.с. та напруги з дуже високою точністю – до  $0,0005 \div 0,5\%$  в діапазоні  $U_x < 2,5 \text{ В}$ . Це зумовлено тим, що резистори  $R_H$  та  $R_p$ , а також нормальний елемент  $E_H$  можуть мати похибки, які не перевищують  $0,001\%$ .

В наведеній схемі процес вимірювання не автоматизовано, що ускладнює процедуру вимірювання та подовжує час вимірювання. Цей недолік усунуто в наступній схемі автоматичного компенсатора (рис.8.6), в якій реалізовано стежний режим роботи. Автоматичний режим дозволяє значно зменшити час, необхідний для виконання операції компенсації.

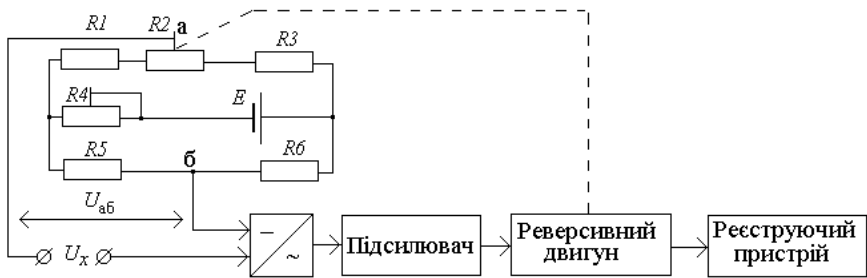


Рис. 8.6

Напруга  $U_x$  компенсується напругою  $U_{аб}$ , яка формується між точками  $a, б$  схеми. Якщо компенсація не відбулася, то напруга  $U_x - U_{аб}$  після перетворення та підсилення діє на реверсивний двигун. Останній пов'язаний механічно з рухомих контактом реохорда (змінного резистора  $R2$ ) та реєструючим пристроєм. Необхідний робочий струм задається резистором  $R4$ .

Похибка вимірювання автоматичних компенсаторів не перевищує 0,5%, поріг чутливості - долей мілівольта.

### 3. КОМПЕНСАТОРИ ЗМІННОГО СТРУМУ

Компенсаційний метод може бути застосований і для вимірювання змінної напруги. В цьому випадку необхідно компенсувати не один, а два параметри - амплітуду та фазу (або активну та реактивну складові напруги), оскільки змінна синусоїдальна напруга  $u(t) = U \cos(\omega t - \varphi)$  характеризується двома параметрами - амплітудою  $U$  та фазовим зсувом  $\varphi$  відносно певної початкової напруги  $u_o(t) = U_o \cos(\omega t)$ . Можливе й інше представлення  $u(t)$  – сумою двох складових:

$$\begin{aligned} u(t) &= U_o \cos(\omega t - \varphi) = U_o \cos \varphi \cos \omega t + \\ &+ U_o \sin \varphi \sin \omega t = U_a \cos \omega t + U_p \sin \omega t \end{aligned} \quad (8.6)$$

де  $U_a, U_p$  – відповідно амплітудні значення активної і реактивної складових напруги.

Одна з можливих схем компенсатора наведена на рис.8.7, а.

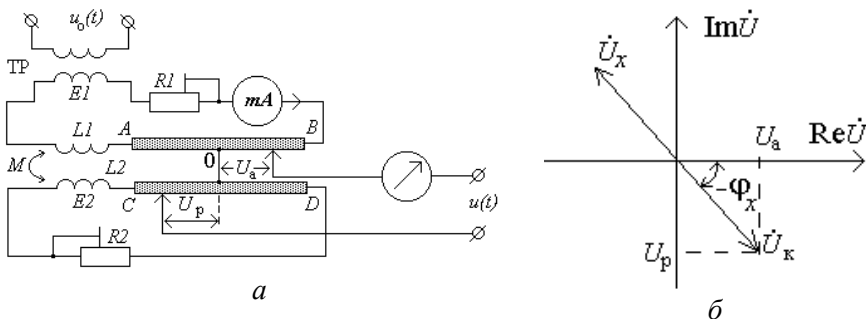


Рис. 8.7

Така схема називається прямокутно-координатною. Для компенсації необхідно, щоб  $u(t)$  та напруга живлення  $u_o(t) = \cos \omega t$

були когерентні, тобто ці сигнали повинні мати не тільки однакову частоту, але й сталий в часі фазовий зсув.

Слід зазначити, що компенсацію напруги можна реалізувати й на інших елементах, наприклад, фазообертачах та подільниках напруги. Такі схеми дістали назву полярно-координатних. Але вони не отримали широкого поширення внаслідок того, що фазообертачі мають порівняно низькі метрологічні характеристики, не забезпечують необхідної точності в діапазоні частот та складні у реалізації.

Прямокутно-координатний компенсатор на (рис.8.7, а) має два індуктивно пов'язаних контури. Завдяки індуктивному зв'язку струми в контурах зсунуті по фазі на  $90^0$ . В наведеній схемі  $AB$  та  $CD$  – це реохорди (натягнутий чи намотаний металевий дріт з контактом, що пересувається вздовж дроту), середні точки яких з'єднані гальванічно. Це дозволяє прийняти потенціали середніх точок реохордів рівними нулю. При подачі напруги на трансформатор ТР в першому контурі збуджується робочий струм  $I_1$ , величина якого задається за допомогою резистора  $R_1$ . Цей струм в комплексній формі визначається за формулою

$$\dot{I}_1 = \frac{\dot{E}_1}{R_1 + R_{AB} + j\omega L_1},$$

де  $\dot{E}_1$  – е.р.с. наведена у першому контурі;  $R_{AB}$  – активний опір реохорда  $AB$ . Величина струму першого контура контролюється в схемі за допомогою міліамперметра  $mA$ . Струм

другого контура дорівнює  $\dot{I}_2 = \frac{\dot{E}_2}{R_2 + R_{CD} + j\omega L_2}$ , де  $\dot{E}_2 = j\omega M \dot{I}_1$  –

е.р.с., наведена у другому контурі,  $R_{CD}$  – активний опір реохорда

$CD$ . Оскільки  $\omega L_2 \ll R_{CD} + R_2$ , то  $\dot{I}_2 = \frac{j\omega M \dot{I}_1}{R_2 + R_{CD}}$ .

Наявність в останній формулі множника  $j$  свідчить про те, що струми  $\dot{I}_1$  та  $\dot{I}_2$  зсунуті один відносно одного на фазовий кут  $90^0$ . Отже, активна і реактивна частини напруги компенсації дорівнюють  $\dot{U}_a = \dot{I}_1 R'_{AB}$ ,  $\dot{U}_p = \dot{I}_2 R'_{CD}$  і, таким чином, теж мають фазовий зсув

90° (в останніх формулах  $R'_{AB}$  та  $R'_{CD}$  – це частини опорів реохордів між повзунами та загальною точкою). Процес зрівноваження комплексної напруги  $\dot{U}_x$  напругою компенсації  $\dot{U}_k$  на комплексній площині ілюстровано на рис.8.7, б. Залежно від положення повзунів реохордів можна вибрати необхідне значення напруги компенсації  $\dot{U}_k = U_a + jU_p$ . Момент компенсації напруг фіксується індикатором нуля. Шкали реохордів градуують безпосередньо в одиницях вимірювання напруги. Отримані значення  $U_p$  та  $U_a$  можна використати для визначення модуля та початкового фазового зсуву напруги  $\dot{U}_x$ :

$$|\dot{U}_x| = \sqrt{U_a^2 + U_p^2}, \quad (8.7)$$

$$\varphi = \pi - \varphi_k = \pi - \left\{ \arctg \frac{U_p}{U_a} + \frac{\pi}{2} \left\{ 2 - (\text{sign} U_p) [1 + (\text{sign} U_a)] \right\} \right\}, \quad (8.8)$$

$$\text{де} \quad \text{sign} x = \begin{cases} -1, & \text{якщо } x < 0, \\ 0, & \text{якщо } x = 0, \\ 1, & \text{якщо } x > 0, \end{cases} \quad (8.9)$$

$\varphi_k$  – початковий фазовий зсув напруги компенсації,

Слід відзначити, що  $U_p = f(R_{CD}, \omega)$ ,  $U_a = f(R_{AB}, \omega)$ , тобто є не лише функцією опорів, але й функцією частоти. Тому реохорди калібруються для роботи на певній номінальній частоті  $\omega_H$ . Якщо  $\omega \neq \omega_H$ , то в результат вимірювань необхідно внести поправку. Цю функцію в наведеній схемі виконує змінний резистор  $R_2$ , що дозволяє виконати умову  $I_2/I_1 = \text{const}$  для певного обмеженого діапазону частот.

Компенсатори змінного струму значно поступаються за точністю компенсаторам постійного струму. Це пов'язано в першу чергу з тим, що значення робочого струму встановлюється за

допомогою міліамперметрів, клас точності яких не перевищує  $0,1 \div 0,2$ . Тому такі прилади застосовують не для перевірки приладів, а для лабораторних вимірювань напруги, струму і комплексного опору.

#### 4. КОНТРОЛЬНІ ЗАПИТАННЯ

1. Як поділяються за призначенням електронні вольтметри?
2. Накресліть загальну схему електронного вольтметра постійного струму, рівняння вимірювання та чутливості приладу.
3. Накресліть загальні схеми електронних вольтметрів змінного струму.
4. Накресліть загальну схему та перелічіть вади та переваги універсальних вольтметрів.
5. Які прилади називають компенсаторами постійного струму?
6. Накресліть загальну схему та поясніть роботу компенсаторів постійного струму.
7. Які прилади називають гальванометрами? В чому їхні відмінності від звичайних вимірювальних механізмів?
8. Що таке нормальний елемент і з якою метою його використовують в схемах вимірювальних приладів?
9. Виведіть рівняння перетворення компенсатора з вимірюванням робочого струму компенсаційним методом.
10. Накресліть структурну схему автоматичного компенсатора постійного струму та дайте пояснення його роботи.
11. Накресліть структурну схему компенсатора змінного струму та дайте пояснення його роботи.

## Лекція 9

### 1. МОСТИ ПОСТІЙНОГО СТРУМУ

Мостові схеми є важливим класом вимірювальних пристроїв. Мостові схеми використовують для порівняння двох напруг чи опорів (активних або реактивних). За родом струму розрізняють мости постійного та змінного струмів. Основна конфігурація мостової схеми вимірювання на постійному струмі наведена на рис. 9.1. Для схем мостів прийнята така термінологія

*Гілкою* називається довільний участок схеми між двома вузлами. Вузли на схемі позначені точками  $A, B, C, D$ .

*Плечем* називаються гілки, які з'єднують суміжні вузли схеми.

*Діагоналлю* називається гілка, що з'єднує протилежні вузли мостової схеми. Розрізняють діагональ живлення ( $AC$ ) та діагональ показчика ( $BD$ ), або діагональ приладу чи вимірювальну діагональ.

Схема (рис.9.1) інакше називається одинарним або чотириплечим мостом.

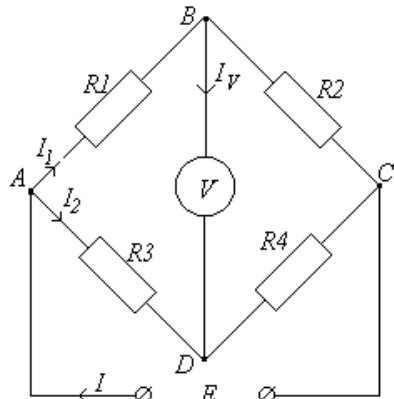


Рис. 9.1

#### 1.1. Зрівноважений режим роботи моста постійного струму

Мости можуть працювати у двох режимах – зрівноваженому та незрівноваженому. У зрівноваженому режимі регулюванням одного з опорів схеми досягають рівності потенціалів вузлів  $B$  та  $D$ , що фіксується вольтметром  $V$ . Отже, в діагоналі показчика струм відсутній. Якщо позначити струм у плечах  $AB$  та  $BC$  через  $I_1$ , а у плечах  $AD$  та  $DC$  через  $I_2$ , то для контурів  $ABD$  та  $BCD$  можна записати



$$\begin{cases} I_1 R_1 = I_2 R_3; \\ I_1 R_2 = I_2 R_4. \end{cases} \quad (9.1)$$

Якщо поділити одне рівняння на друге, то отримаємо умову рівноваги

$$R_1 R_4 = R_2 R_3. \quad (9.2)$$

Якщо  $R_1$  – це невідомий опір  $R_x$ , то його можна визначити як  $R_x = \frac{R_2}{R_4} R_3$  за рахунок регулювання одного з резисторів  $R_2, R_3$  чи  $R_4$  при відомому співвідношенні двох інших. Зазвичай, обирають  $\frac{R_2}{R_4} = 10^{-n}$ , де  $n = 0, 1, 2, \dots$ , а  $R_3$  виконують у вигляді

високоточного магазину опорів. Відзначимо, що вибір  $n > 1$  дозволяє отримати крок зміни опору, з яким може бути зрівноважений міст значно менший, ніж крок, що забезпечує магазин опору, отже, підвищити чутливість схеми. Серед інших особливостей схеми слід відзначити, що умова рівноваги не залежить від джерела живлення, його номіналу та стабільності.

В мостових схемах як міри опору використовують зразкові котушки опору чи магазини опорів (набори котушок опорів з точно відомими значеннями параметрів). До цих елементів висуваються такі основні вимоги:

- 1) низький температурний коефіцієнт опору;
- 2) низький термоелектричний ефект;
- 3) високий питомий опір;
- 4) стабільність в часі.

Для виготовлення котушок постійного струму використовують виключно манганінову стрічку чи дріт, оскільки манганін має досить низький температурний коефіцієнт опору ( $\sim 10^{-5} \frac{1}{\text{град}}$ ), малу термо-е.р.с. у парі з міддю ( $\sim 3 \frac{\text{мкВ}}{\text{град}}$ ) та

високий питомий опір ( $\rho = 0,42 \frac{\text{Ом мм}^2}{\text{м}}$ ).

Намотка котушки виконується бифілярно, тобто одночасно двома провідниками, з'єднаними на одному кінці (тобто одна половина котушки намотана за часовою стрілкою, а інша – проти часової стрілки). Така намотка виключає дію індуктивності при вмиканні та вимиканні струму.

## 1.2. Незрівноважений режим роботи моста постійного струму

У незрівноваженому режимі вольтметр в (рис.9.1) використовується не як індикатор нуля, а як вимірювач напруги, отже, і діагональ  $BD$  називається вимірювальною. Основним методом розрахунку мостових схем у незрівноваженому режимі є метод еквівалентного генератора. Суть метода полягає у наступному: по відношенню до гілки  $BD$  з опором  $R_{BD} = R_V$  (тобто з повним внутрішнім опором вольтметра) вся схема замінюється одним еквівалентним генератором з електрорушійною силою  $E_\Gamma$  та внутрішнім опором  $R_\Gamma$  (рис. 9.2). Тоді струм у діагоналі  $BD$

визначиться як  $I = \frac{E_\Gamma}{R_V + R_\Gamma}$ . Розглядаючи

$R_\Gamma$  як сумарний опір схеми відносно вузлів  $B$  та  $D$  при короткому замиканні джерела живлення та виключеному зі схеми опорі  $R_V$ , отримаємо

$$R_\Gamma = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} + \frac{R_3 R_4}{R_3 + R_4}. \quad (9.3)$$

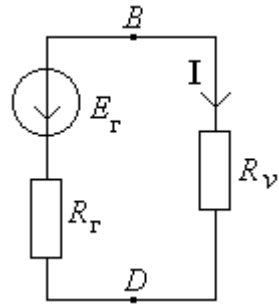


Рис.9.2

$E_\Gamma$  розраховується для режиму холостого ходу в гілці  $BD$

$$E_\Gamma = U_{AD} - U_{AB} = E \frac{R_3}{R_3 + R_4} - E \frac{R_1}{R_1 + R_2}. \quad (9.4)$$

Тоді струм в діагоналі моста становить

$$I = \frac{E_\Gamma}{R_\Gamma + R_V} = E \frac{R_2 R_3 - R_1 R_4}{R_V (R_1 + R_2)(R_3 + R_4) + (R_1 + R_2) R_3 R_4 + R_1 R_2 (R_3 + R_4)}. \quad (9.5)$$

З останнього рівняння як частинний випадок за умови  $I=0$  витікає і отримана раніше умова рівноваги мостової схеми (9.2). Отже, в незрівноваженому режимі, по-перше, показання вольтметра залежить від  $E$  та опору вольтметра, по-друге, має місце нелінійна залежність  $I = f(R_x)$ . В чому ж полягає особливість такого режиму? Даний режим дозволяє проградувати вольтметр в діагоналі моста в одиницях опору чи відсотках від номінального опору і виконати вимірювання опору в невеликому околі певного номінального значення без застосування магазину опорів. Дійсно, якщо представити невідомий вимірюваний опір як

$$R_x = R_1 + \Delta R_x = R_1 \left( 1 + \frac{\Delta R_x}{R_1} \right) = R_1 (1 + \delta R_x),$$

то рівняння (9.5) буде мати вигляд

$$I = -E \frac{\delta R_x}{R_v \left( 1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \left( 1 + \frac{R_4}{R_3} \right) + R_2 \left( 1 + \frac{R_4}{R_3} \right) + R_4 \left( 1 + \frac{R_2}{R_1} \right)} = -\frac{E}{K} \delta R_x, \quad (9.6)$$

що підтверджує вищевикладене. Такий міст називають відсотковим. В формулі (9.6)  $K$  – коефіцієнт, який має розмірність  $\text{Ом}$ .

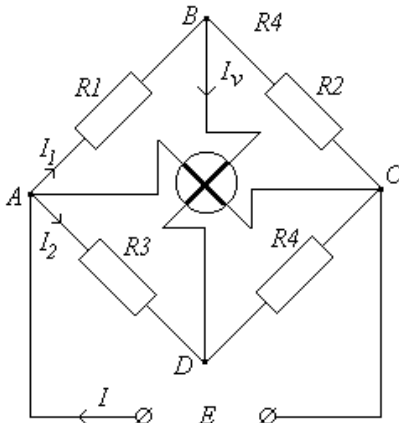


Рис. 9.3

Одну з суттєвих вад розглянутих мостів, що працюють у незрівноваженому режимі - залежність показань від напруги живлення, можна усунути, якщо замість вольтметра використати логометр, як це показано на рис. 9.3. Робота схеми зрозуміла з рисунка і не потребує додаткових пояснень.

### 1.3. Чутливість мостових схем

Важливою характеристикою мостових схем є їхня чутливість. Мостову схему можна розглянути, як вимірювальний прилад, що складається з двох перетворювачів: вольтметра як покажчика рівноваги та мостового ланцюга. Отже, чутливість всього приладу  $S$  визначається добутком чутливостей вольтметра  $S_V$  та мостової схеми  $S_M$

$$S = S_V S_M . \quad (9.7)$$

Чутливість стрілочного вольтметра визначається як  $S_V = \frac{d\alpha}{dU}$ , де  $\alpha$  - кут повороту стрілки вольтметра. Чутливість безпосередньо мостового ланцюга може характеризуватися одним з трьох варіантів:

чутливістю за струмом

$$S_I = \frac{dI}{dR} , \quad (9.8)$$

чутливістю за напругою

$$S_U = \frac{dU}{dR} , \quad (9.9)$$

чутливістю за потужністю

$$S_P = \frac{dP}{dR} , \quad (9.10)$$

де  $I, U, P$  – покази відповідно амперметра, вольтметра чи ваттметра, ввімкнених до вимірювальної діагоналі моста.

В формулі (9.7) використовується одна з цих форм відповідно до того, який прилад (вольтметри, амперметр чи ваттметр) ввімкнено у вимірювальну діагональ моста.

Розглянутий на рис. 9.1 одинарний міст постійного струму застосовується для вимірювання опорів в діапазоні  $10 \div 10^6$  Ом.

Основними джерелами похибок вимірювання мостових схем є:

- 1) неточність підгонки резисторів в магазині опору;
- 2) невідповідність відношення  $R_2/R_4$  його номінальному значенню;
- 3) кінцеве значення кроку зміни резистора або похибка дискретності.

При вимірюванні опорів  $R_x < 10$  Ом на результат суттєво впливають ще дві складові похибок – похибка від кінцевого опору проводів, якими підключається в схему вимірюваний опір  $R_x$ , та похибка від дії термо-е.р.с., що виникає у місцях з'єднання клем моста та з'єднуючих проводів (у випадках, коли останні виготовлені з різних матеріалів, а місця їх з'єднання мають різну температуру).

Перша складова значно зменшується схемним шляхом, пов'язаним з ускладненням схеми мостів (так звані подвійні мости), а друга – застосуванням певної методики вимірювань.

#### 1.4. Подвійний міст постійного струму

Схема подвійного моста постійного струму зображена на рис. 9.4.

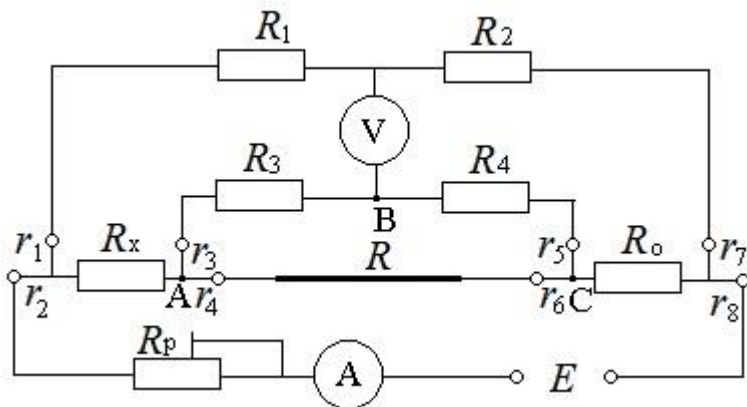


Рис. 9.4

Схема складається з двох частин: робочої та вимірювальної. Робочий ланцюг утворюють джерело  $E$ , амперметр  $A$ , регульований резистор  $R_p$ , резистори  $R_x$ ,  $R$  та  $R_0$ . Ця частина слугує для задання робочого струму та формування падіння напруг на опорах  $R_x$  та  $R_0$ . Вимірювальна частина утворюється плечами моста - резисторами  $R_1 \div R_4$  та вольтметром  $V$  з внутрішнім опором  $R_V$ . На схемі позначено:  $R_0$  - зразковий опір;  $R_x$  - вимірюваний опір;  $R_p$  - змінний опір для регулювання струму;  $R$  - малий опір,  $R < 1$  Ом;  $r_i$  - опори з'єднувальних дротів.

Аналіз мостових схем спрощується, якщо певну групу опорів замінити іншою. Ефективним прийомом є перетворення трикутника опорів у зірку. Перетворимо трикутник опорів  $R_3$ ,  $R_4$ ,  $R$  в еквівалентну зірку з опорами  $R_A$ ,  $R_B$ ,  $R_C$ . Це дозволить перейти до схеми одинарного моста (рис. 9.5).

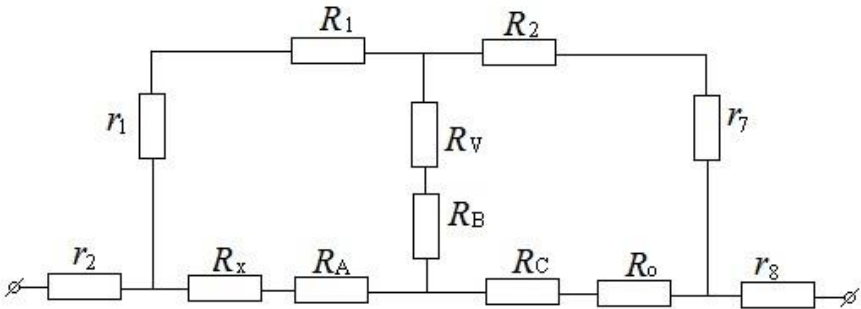


Рис. 9.5

Після перетворення маємо

$$R_A = \frac{(R_3 + r_3)(R + r_4 + r_0)}{R_3 + R_4 + R + r_3 + r_4 + r_5 + r_6},$$

$$R_C = \frac{(R_4 + r_5)(R + r_4 + r_6)}{R_4 + R_3 + R + r_3 + r_4 + r_6 + r_5}. \quad (9.11)$$

Резистор  $R_B \neq 0$ , але він ввімкнений до вимірювальної діагоналі, отже, не впливає на умову рівноваги моста.

З рис.9.5 отримаємо умову рівноваги подвійного моста

$$(R_1 + r_1)(R_0 + R_C) = (R_x + R_A)(R_2 + r_7). \quad (9.12)$$

З урахуванням  $R_1 \gg r_1$  та  $R_2 \gg r_7$  маємо

$$\begin{aligned} R_x &= R_0 \frac{R_1}{R_2} + R_C \frac{R_1}{R_2} - R_A = \frac{R_1}{R_2} + \frac{R_1}{R_2} \frac{RR_4}{R_4 + R_3 + R} - \frac{R_3 R}{R_3 + R_4 + R} = \\ &= R_0 \frac{R_1}{R_2} + R \frac{R_4}{R_4 + R_3 + R} \left( \frac{R_1}{R_2} - \frac{R_3}{R_4} \right). \end{aligned} \quad (9.13)$$

Отже, при  $\frac{R_1}{R_2} = \frac{R_3}{R_4}$  приходимо до рівняння рівноваги (9.2)

звичайної мостової схеми. Оскільки виконати цю умову з високою точністю складно, знехтувати другим складовим в формулі (9.13) допомагає вибір  $R \ll 1$  Ом. Зазвичай,  $R$  виготовляється з мідного товстого дроту.

Подвійні мости призначені для вимірювання надмалих опорів, тому резистори  $R_x$  та  $R_0$  виконують 4-контактними для надійного підключення опорів в схему. Частина з'єднувальних проводів входить в ланцюг живлення і не впливає на умову рівноваги, друга частина проводів вмикається послідовно з опорами плечей моста, які обираються не менше 10 Ом.

Мости постійного струму мають класи точності 0.005, 0.01, 0.02, 0.05; 0,1; 0,2; 0,5; 1; 2; 5. Їх клас точності визначається найбільшою допустимою відносною похибкою вимірювання.

### 1.5. Зменшення похибки від дії термо-е.р.с.

При підключенні невідомого опору в схему моста в місцях з'єднань виникає термо-е.р.с. Наявність термо-е.р.с. призводить до виникнення в схемі додаткових струмів, що діють разом з робочими струмами мостової схеми. Якщо виконати дві операції вимірювання  $R_x$ , що супроводжуються комутацією джерела живлення моста, робочі струми і струми від паразитних термо-е.р.с. будуть в одному випадку протікати узгоджено, а в другому – назустріч, приводячи в одному випадку до збільшення, а в іншому – до зменшення

результату вимірювання. Визначивши невідомий опір як середнє арифметичне цих двох вимірів можна значно зменшити вплив термо-е.р.с. на кінцевий результат.

## 2. МОСТИ ЗМІННОГО СТРУМУ

Мости змінного струму призначені для вимірювання активних опорів, індуктивностей та ємностей. Оскільки невідомий опір може мати комплексний характер, тобто визначатися як  $\dot{Z}_x = |\dot{Z}_x| e^{j\varphi_x}$ , то його зрівноваження можливе за умов регулювання двох величин. Визначимо умову рівноваги для найпростішого моста змінного струму (рис.9.6), плечі якого утворені комплексними опорамі.

Зрозуміло, що такий міст повинен живитися від джерела змінної напруги чи струму. Якщо скористатися показниковою формою представлення комплексних чисел, умову рівноваги моста (рис.9.6) за аналогією з мостом постійного струму (рис.9.1), можна визначити рівнянням

$$\dot{Z}_x \dot{Z}_4 = \dot{Z}_2 \dot{Z}_3,$$

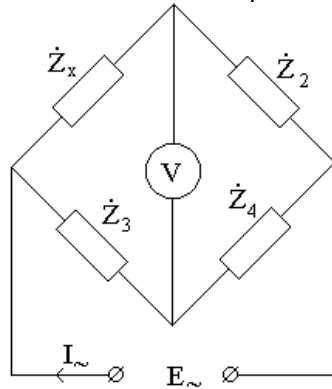


Рис. 9.6

або

$$\begin{aligned} |\dot{Z}_x| e^{j\varphi_x} |\dot{Z}_4| e^{j\varphi_4} &= \\ &= |\dot{Z}_2| e^{j\varphi_2} |\dot{Z}_3| e^{j\varphi_3}, \end{aligned} \quad (9.14)$$

де  $|\dot{Z}_i|, \varphi_i$  – відповідно модуль та фаза  $i$ -го комплексного опору.

Останнє рівняння можна розділити на два незалежних рівняння:



$$\begin{cases} |\dot{Z}_x| |\dot{Z}_4| = |\dot{Z}_2| |\dot{Z}_3| \\ \varphi_x + \varphi_4 = \varphi_2 + \varphi_3 \end{cases}, \quad (9.15)$$

В разі застосування алгебраїчної форми представлення комплексних чисел (в такому записі невідомий опір, наприклад, подається як  $\dot{Z}_x = Re \dot{Z}_x + j Im \dot{Z}_x = R_x + jX_x$ ,  $j = \sqrt{-1}$ ,  $R_x, X_x$  - активна та реактивна складові опору) ту ж саму умову рівноваги можна записати дещо в іншій формі

$$(R_x + jX_x)(R_4 + jX_4) = (R_2 + jX_2)(R_3 + jX_3). \quad (9.16)$$

Умова (9.16) теж може бути представлена у вигляді системи двох незалежних рівнянь – умов рівноваги для ативної та реактивної складових опору.

Отже для виконання умов рівноваги рівнянь (9.15) чи (9.16) треба мати можливість одночасно регулювати як мінімум дві величини. Які саме елементи мостової схеми обрати для регулювання? Відповідь на це питання не є однозначною і розглядається окремо для різних випадків та різних конфігурацій мостів, але найзручніше виконувати регулювання активними резисторами – ці елементи є найпростішими у виготовленні і мають високу стабільність у часі.

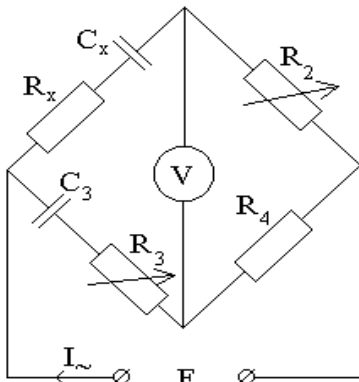


Рис. 9.7

Як приклад розглянемо схему для вимірювання ємності конденсаторів (рис.9.7). В цій схемі невідомий конденсатор представлено еквівалентною схемою у вигляді послідовно ввімкнених активного опору та ідеальної ємності. Рівняння рівноваги для цієї схеми

$$\begin{aligned} (R_x + \frac{1}{j\omega C_x})R_4 &= \\ &= R_2(R_3 + \frac{1}{j\omega C_3}), \end{aligned} \quad (9.18)$$

З формули (9.18) випливає, що

$$C_x = C_3 \frac{R_4}{R_2}, \quad (9.19)$$

$$R_x = R_2 \frac{R_3}{R_4}. \quad (9.20)$$

З (9.19-20) витікає, що наведена конфігурація моста дозволяє зрівноважити міст незалежно по двом невідомим  $C_x$  та  $R_x$  за допомогою двох резисторів  $R_2$  та  $R_3$ .

Як правило, при вимірюванні ємності більший інтерес викликає не  $R_x$ , а тангенс кута втрат

$$\operatorname{tg} \delta = \omega R_x C_x = \omega R_3 C_3. \quad (9.21)$$

З отриманих рівнянь видно, що при зрівноваженні моста резисторами  $R_3$  та  $R_4$  можна реалізувати роздільний відлік  $C_x$  та  $\operatorname{tg} \delta$  як величин  $C_x = A_1 R_2$ ,  $\operatorname{tg} \delta = A_2 R_4$ , де  $A_1, A_2$  – константи.

Мости змінного струму можуть мати в своєму складі не тільки активні опори та конденсатори, але й котушки індуктивності. Під час підключення реактивних елементів слід бути особливо уважними до того, в яке плече мостової схеми вмикається той чи інший елемент, адже невірне ввімкнення елементів може призвести до того, що досягнення умови рівноваги буде нездійсненним.

Крім цього, слід зазначити, що котушки активного опору для змінного струму повинні не тільки мати певний сталий активний опір, але й мати мінімальні реактивні складові опору. Останню вимогу виконати складно, тому що в котушці створюється і діє певне електромагнітне поле, що обумовлено кінцевими значеннями індуктивності витків та міжвитковою ємністю. На високих частотах до цих чинників додаються ще й інші – поверхневий ефект (або скін-ефект), витрати на вихрові струми та діелектричні втрати в ізоляції проводів та каркасів котушок. Дія перелічених чинників приводить до появи деякої неврахованої залишкової реактивності котушок активного опору. Тому на високій частоті еквівалентну схему заміщення активної котушки можна представити ланцюгом (рис. 9.8), а її повний опір – у вигляді

$$\dot{Z} = |\dot{Z}| e^{j\theta}.$$

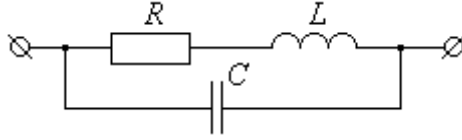


Рис. 9.8

$$\dot{Z} = \frac{(R + j\omega L) \frac{1}{j\omega C}}{R + j\omega L + \frac{1}{j\omega C}} = \frac{R}{(1 - \omega^2 LC)^2 + \omega^2 C^2 R^2} + j\omega \frac{L - CR^2 - \omega^2 L^2 C}{(1 - \omega^2 CL)^2 + \omega^2 C^2 R^2}. \quad (9.22)$$

Для активних котушок, зазвичай, виконується умова  $\omega^2 LC \ll 1$ , що дозволяє дещо спростити вираз (9.22):

$$\dot{Z} = \frac{R}{1 + \omega^2 C^2 R^2} + j\omega \frac{L - CR^2 - \omega^2 L^2 C}{1 + \omega^2 C^2 R^2} = |\dot{Z}| e^{j\theta}, \quad (9.23)$$

де

$$|\dot{Z}| = \frac{\sqrt{R^2 + (L - CR^2 - \omega^2 L^2 C)^2}}{1 + \omega^2 C^2 R^2}, \quad (9.24)$$

$$\theta = \operatorname{arctg} \frac{\omega(L - CR^2 - \omega^2 L^2 C)}{R}, \quad \theta \in \left( -\frac{\pi}{2}, \frac{\pi}{2} \right). \quad (9.25)$$

### 3. КОНТРОЛЬНІ ЗАПИТАННЯ

1. Накресліть схему чотириплечевого моста постійного струму та вкажіть на схемі всі гілки, плечі та діагоналі.

2. В яких режимах можуть працювати мости постійного струму? Чим відрізняються ці режими?

3. Сформулюйте умову рівноваги чотириплечевого моста постійного струму.

4. Які умови висуваються до зразкових котушок опору, що використовуються в мостах постійного струму?

5. В чому полягає суть методу еквівалентного генератора?

6. Накресліть загальну схему процентного моста постійного струму.

7. Наведіть відомі варіанти визначення чутливості мостових схем.

8. Які фактори обмежують діапазон вимірювання опорів мостовими схемами постійного струму?

9. Накресліть схему подвійного моста постійного струму та поясніть його роботу.

10. За рахунок чого зменшується вплив опорів з'єднувальних дротів на результат вимірювання подвійного моста постійного струму?

11. Як досягається умова рівноваги у вимірювальних мостах змінного струму?

12. Накресліть схеми мостів змінного струму для вимірювання ємності та індуктивності.

# ТЕМА IV. ГЕНЕРУВАННЯ ТЕСТОВИХ СИГНАЛІВ ТА ВИМІРЮВАННЯ НЕЛІНІЙНИХ СПОТВОРЕНЬ

## Лекція 10

### 1. ВИМІРЮВАЛЬНІ ГЕНЕРАТОРИ

#### 1.1. Загальні відомості

*Вимірювальні генератори* – це джерела електричних тестових сигналів різної форми з відомими параметрами – частотою, напругою (потужністю), періодом повторення та тривалістю і т.і. Прилади цього класу серед іншої вимірювальної апаратури займають особливе місце – вони як такі не виконують жодних вимірювань і використовуються лише в комплексі з іншою вимірювальною апаратурою. Їх застосовують:

- при розробці, налагодженні та перевірці вимірювальної та радіоелектронної апаратури, апаратури радіозв'язку та автоматики;
- при експериментальному визначенні характеристик електронних вузлів – АЧХ, ФЧХ, коефіцієнтів передачі, перехідних характеристик тощо;
- як джерела живлення (наприклад, для мостових схем);
- для імітації реальних сигналів, що надходять у досліджувану апаратуру;
- при градуюванні вимірювальних приладів (наприклад, вольтметрів змінного струму);

Вимірювальні генератори характеризуються такими основними параметрами:

- діапазоном частот генерованих сигналів;
- діапазоном регулювання амплітуди (потужності) вихідних сигналів;
- точністю установки частоти сигналів;
- стабільністю у часі параметрів генерованих сигналів;
- спотворенням генерованих сигналів (відмінність їх форми від заданої);
- залежністю параметрів генерованих сигналів від навантаження.

Номенклатура вимірювальних генераторів налічує десятки найменувань. За частотним діапазоном, формою вихідних сигналів, видом модуляції та кількістю каналів вимірювальні генератори поділяються на такі групи.

*За діапазоном частот* вихідних сигналів розрізняють генератори:

- інфранизькочастотні (до 20 Гц);
- низькочастотні - звукові (20 Гц – 20000 Гц) та ультразвукові (20 кГц – 200 кГц);
- високочастотні ( 0.2 МГц –30 МГц);
- надвисокочастотні (30 МГц – 10 ГГц);
- надвисокочастотні з волноводним виходом (більше 10 ГГц).

*За формою* генерованих сигналів розрізняють генератори:

- синусоїдальні;
- імпульсні;
- спеціальної форми (трикутної, трапеціїдальної і ін.);
- з коливанням частоти (зі спеціальним законом зміни частоти, найчастіше лінійним);
- шумові (джерела змінної напруги з широким безперервним спектром частот вихідного сигналу).

*За видом модуляції* розрізняють генератори:

- з амплітудною синусоїдальною модуляцією;
- з частотною синусоїдальною модуляцією;
- імпульсною модуляцією;
- частотною, фазовою та комбінованою модуляцією (одночасне здійснення декількох видів модуляції).

За кількістю каналів генератори поділяються на:

- одноканальні;
- двоканальні (з регульованим фазовим зсувом між каналами звідки їх друга назва – калібратори фазових зсувів).

## **2.1. Типові структури вимірювальних генераторів**

### **2.1.1. Низькочастотні вимірювальні генератори**

Вимірювальний генератор (рис.10.1) складається із задавального генератора, вихідного підсилювача, вихідного пристрою (атенюатора, узгоджувального трансформатора,

електронного вольтметра) Задовальний генератор виробляє стабільне за частотою та амплітудою синусоїдальне коливання заданої частоти.

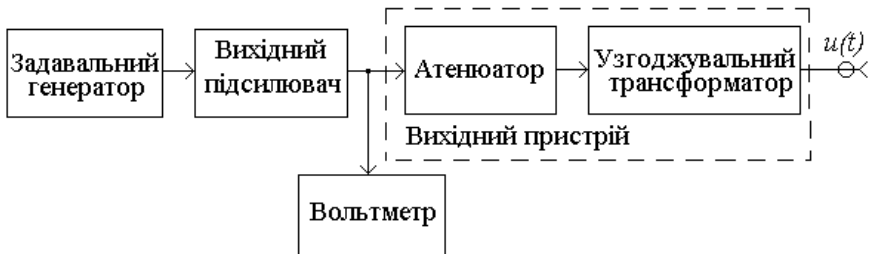


Рис. 10.1

Залежно від схемного рішення ці генератори можуть виконуватися як  $LC$ -генератори,  $RC$ -генератори та генератори на біттях.

$LC$ -генератори, що являють собою самозбуджувальні схеми з коливальними контурами, до складу яких входять котушки індуктивності та конденсатори. В низькочастотних генераторах застосовуються рідко, оскільки потребують значних індуктивностей та ємностей для отримання коливань низької частоти.

В генераторах на біттях низькочастотне коливання отримують шляхом змішування двох близьких за частотою високочастотних коливань та виділення сигналу різницевої частоти. Такі генератори здатні забезпечити плавне перестроювання частоти в широкому діапазоні при сталій потужності генерованого сигналу та високу стабільність частоти сигналів. Їх основний недолік – складність схеми генератора.

$RC$ -генератори - це резистивний підсилювач з додатним зворотним зв'язком, що забезпечується  $RC$ -ланцюгами. Такі задавальні генератори мають задовільну стабільність, дозволяють шляхом перестроювання резисторів та конденсаторів досить просто змінювати частоту коливань, тому найчастіше застосовуються у низькочастотних вимірювальних генераторах.

Вихідний підсилювач збільшує напругу (потужність) генерованих коливань та узгоджує задавальний генератор з вихідним пристроєм, до складу якого входять атенюатор та

узгоджувальний трансформатор. Атенюатор слугує для регулювання рівня вихідного сигналу, а узгоджувальний трансформатор – для виділення вихідного опору генератора з опором навантаження, що необхідно для передачі в навантаження максимальної потужності. Вольтметр забезпечує контроль рівня вихідного сигналу.

### 2.1.2. Високочастотні вимірювальні генератори

Ці генератори відрізняються генеруванням сигналів в широкому частотному діапазоні та можливістю їх модуляції чи маніпуляції. Типова структурна схема генератора такого типу наведена на рис.10.2.

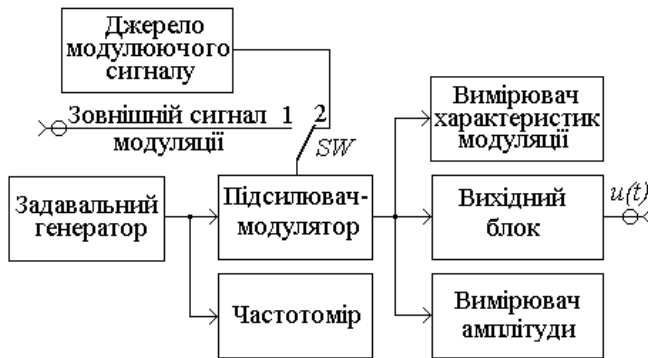


Рис. 10.2

Задавальний генератор виробляє синусоїдальну напругу високої частоти. Частота генерованого сигналу регулюється в широкому діапазоні і контролюється частотоміром. Підсилювач-модулятор, крім стандартних функцій підсилення сигналу, регулювання його рівня та узгодження генератора з навантаженням, дозволяє модулювати вихідний сигнал. Закон модуляції може задаватися зовнішнім сигналом чи сигналом від внутрішнього джерела модулюючого сигналу. Комутація режимів модуляції виконується перемикачем  $SW$ . Як правило, в генераторах передбачають можливість реалізації амплітудної, частотної та імпульсної модуляції.



Вихідний блок містить потенціометри плавного регулювання рівня вихідного сигналу та калібровані атенуатори, які дозволяють зменшувати напругу в ціле число раз кратне 10.

Вимірювачі амплітуди та характеристик модуляції дозволяють вимірювати відповідно вихідну напругу та коефіцієнт модуляції.

### 2.1.3. Імпульсні вимірювальні генератори

Ці генератори призначені для генерування одиночних імпульсів чи послідовності імпульсів із заданими формою, полярністю та параметрами – амплітудою, тривалістю, періодом (частотою). Одна з поширених схем імпульсного генератора зображена на рис. 10.3.

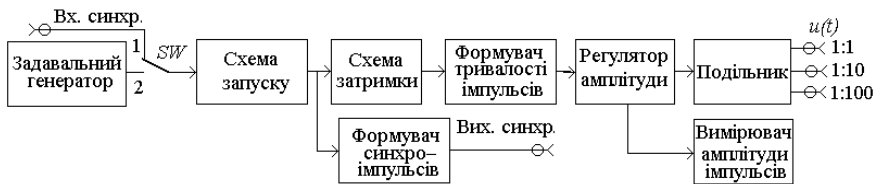


Рис. 10.3

Перемикач  $SW$  забезпечує вибір режиму роботи – формування вихідних імпульсів від зовнішнього сигналу (положення 1) чи від внутрішнього задавального генератора. Останній формує тактові імпульси для плавного регулювання їх частоти. Схема запуску виконує нормування імпульсів запуску за тривалістю та амплітудою. Сформовані таким чином імпульси надходять на формувач синхроімпульсів та схему затримки. Формувач синхроімпульсів виробляє синхроімпульси, які можуть бути використані зовнішніми пристроями при виконанні складних вимірювальних експериментів. Схема затримки дозволяє в певних межах регулювати часову затримку між імпульсами запуску та вихідними імпульсами генератора, що значно розширює функціональні можливості генератора. Формувач тривалості імпульсів виробляє імпульси заданої тривалості (одиночні чи послідовність імпульсів), амплітуда яких плавно регулюється регулятором амплітуди. Подільник напруги забезпечує дискретне

регулювання амплітуди імпульсів. Рівень вихідних імпульсів контролюється вимірником амплітуди імпульсів.

За даною схемою виконано імпульсний генератор Г5-54, який виробляє прямокутні імпульси з максимальною амплітудою до 50 В, тривалістю (0,1 – 1000) мкс, тривалістю фронту та спада імпульсів відповідно 50 нс та 100 нс, частотою повторення (0,01 – 100) кГц на зовнішньому навантаженні 500 Ом.

#### 2.1.4. Генератори сигналів спеціальної форми (функціональні генератори)

В практиці розробки, тестування та перевірки радіоелектронної апаратури необхідно застосовувати вимірвальні сигнали відмінної від синусоїдної форми – трикутної, пилкоподібної, прямокутної (меандр) і т. ін. Такі сигнали виробляють генератори сигналів спеціальної форми. Структурна схема такого генератора наведена на рис.10.4.

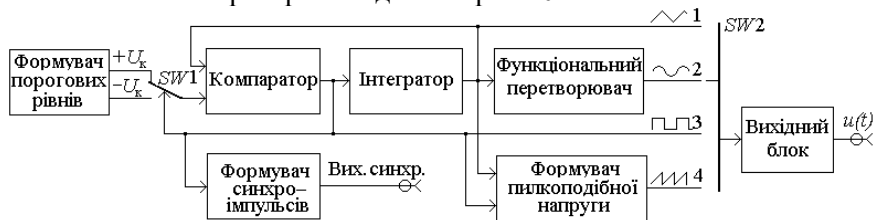


Рис. 10.4

Основними вузлами генератора є інтегратор, який реалізує функцію інтегрування, та компаратор – схема, яка переключасться в один з двох дозволених станів при зміні знака різниці вхідних напруг. Отже, на виході компаратора (п.3 перемикача **SW2**) формується сигнал прямокутної форми (меандр). Як відомо, інтегрування константи дає лінійну функцію, тому на виході інтегратора (п.1 перемикача **SW2**) формується напруга, що в певному часовому інтервалі залежить лінійно від часу (лінійно наростає чи спадає). Рівні компарування  $\pm U_k$  комутуються на один з входів компаратора за допомогою керованого перемикача **SW1**. Таким чином, в момент досягнення вихідною напругою інтегратора однієї з напруг  $\pm U_k$  компаратор спрацьовує, змінюючи полярність свого вихідного сигналу. Це призводить, по-перше, до комутації

напруги компарування на вході компаратора, по-друге, до зміни напрямку зарядки інтегратора. Описаний процес повторюється періодично, причому його період визначається постійною часу інтегратора та рівнями  $\pm U_k$ .

Напруга синусоїдної форми виробляється з трикутної за допомогою функціонального перетворювача (п.2 перемикача SW2), а пілкоподібної – за допомогою формувача пілкоподібної напруги (п.4 перемикача SW2). Комутація сигналів різної форми здійснюється перемикачем SW2.

Вихідний блок узгоджує генератор з навантаженням, що дозволяє регулювати рівень вихідних сигналів.

### 2.1.5. Генератори шумових сигналів

Генератори цього типу призначені для формування флуктуаційної (шумової) напруги з певними ймовірнісними характеристиками. Їх застосовують при дослідженні завадостійкості електронних вузлів, визначенні АЧХ чотириполосників, перевірці приладів для визначення ймовірнісних характеристик випадкових процесів і т.ін. Генератори шумових сигналів будуються за схемою рис. 10.5.



Рис. 10.5

Основним блоком схеми – первинним джерелом шуму є задавальний генератор. Він генерує сигнали, близькі за своїми характеристиками до білого шуму (нагадаємо, що білий шум характеризується рівномірною в усьому діапазоні частот спектральною щільністю потужності сигналу –  $G_o(\omega) = \text{const}$ ). В схемі на рис.10.5 робота задавального генератора може базуватися на використанні різних фізичних явищ, які породжують

шумоподібні сигнали і можуть бути попередньо розраховані. Первинним джерелом шумового сигналу може слугувати, наприклад, нагрітий дротяний резистор. Середньоквадратичне значення напруги теплового шуму резистора дорівнює

$$U_{\text{ш}} = \sqrt{4kTR\Delta f}, \quad (10.1)$$

де  $k = 1,38 \cdot 10^{-23} \text{ Вт} / \text{ГцК}^{\circ}$  – постійна Больцмана;  $T$  – абсолютна температура в кельвінах;  $R$  – опір резистора в омах при  $T = 290^{\circ} \text{ К}$ ;  $\Delta f$  – смуга пропускання перетворювача в герцах. Як первинні джерела шуму можуть бути застосовані й інші прилади: напівпровідникові діоди, вакуумні діоди, фотоелектронні помножувачі, газорозрядні трубки, радіоактивні джерела шуму і ін. Фізичні основи їх роботи розглядаються в курсах фізики та електроніки.

Рівень сигналу на виході первинного джерела шумового сигналу незначний (одиниці - десятки мікрівольт), тому задавальний генератор доповнюється малошумним підсилювачем з відомим та стабільним коефіцієнтом підсилення в усій робочій смузі частот.

Перетворювач (рис.10.5) може виконувати функції підсилення, переносу спектра шумового сигналу (формування вузькосмугового процесу), стабілізації потужності шумового сигналу та обмеження спектра шумоподібного сигналу (перетворення спектра з “білого” в “кольоровий”). Остання функція реалізується за допомогою фільтрації білого шуму. Відомо, що спектральна щільність потужності  $G_{\text{вих}}(\omega)$  сигналу на виході фільтра пов’язана з модулем його частотної характеристики  $|K(\omega)|$  співвідношенням

$$G_{\text{вих}}(\omega) = |K(\omega)|^2 G_o(\omega), \quad (10.2)$$

де  $G_o(\omega)$  – спектральна щільність потужності вхідного процесу.

Вихідний пристрій дозволяє регулювати рівень вихідного сигналу з коефіцієнтом ділення постійним в усій смузі робочих частот генератора.

Як вимірювач рівня вихідного сигналу найчастіше використовують вольтметри середньоквадратичних значень.

## 2. ВИМІРЮВАЧІ НЕЛІНІЙНИХ СПОТВОРЕНЬ

Нелінійні спотворення сигналів виникають в радіотехнічних ланцюгах, в складі яких є нелінійні елементи. Гармонічне коливання, що проходить через такий ланцюг, спотворюється за рахунок збагачення спектра сигналу на виході такого ланцюга вищими гармоніками. Отже, і форма сигналу стає відмінною від синусоїдної. Як приклад розглянемо проходження гармонічного коливання через діод. Відомо, що вольт-амперна характеристика діода у першому наближенні може бути апроксимована степеневим рядом виду  $i(t) = k_1 u(t) + k_2 u^2(t) + k_3 u^3(t) + \dots$ , де  $i(t), u(t)$  – відповідно струм, що протікає через діод та напруга на діоді. Отже, якщо на діод подати гармонічну напругу  $u(t) = U_1 \sin \omega t$  і обмежитися першими трьома членами ряду, то струм через діод можна представити сумою

$$i(t) = k_1 U_1 \sin \omega t + \frac{1}{2} k_2 U_1^2 (1 - \cos 2\omega t) + \frac{1}{4} k_3 U_1^3 (3 \sin \omega t - \sin 3\omega t). \quad (10.3)$$

Отже в складі струму з'явилися вищі гармоніки.

Ступінь нелінійних спотворень сигналів (тобто відмінність сигналів від ідеального гармонічного сигналу) характеризується *коефіцієнтом гармонік*

$$K_f = \frac{1}{U_1} \sqrt{\sum_{i=2}^n U_i^2}, \quad (10.4)$$

де  $U_i$  – амплітуди  $i$ -х гармонік.

Дія вимірювачів нелінійних спотворень базується на принципі “пригнічення основної частоти”. З точки зору зручності апаратурної реалізації доцільно вимірювати не  $K_f$ , а дещо іншу величину:

$$K'_f = \sqrt{\frac{\sum_{i=2}^n U_i^2}{\sum_{i=1}^n U_i^2}} = \sqrt{\frac{\sum_{i=2}^n U_i^2}{U_1^2} \frac{U_1^2}{\sum_{i=1}^n U_i^2}} = K_f \sqrt{\left(1 - K_f^2\right)^{-1}}. \quad (10.5)$$

Коефіцієнт гармонік  $K_f$  пов'язаний з  $K'_f$  співвідношенням

$$K_f = \frac{K'_f}{\sqrt{1 - K_f'^2}}.$$

Якщо  $K_f < 0,1$ , то  $K_f$  і  $K'_f$  відрізнятимуться менше ніж на 10 %.

Відповідно до виразу (10.5) для визначення  $K'_f$  достатньо виміряти дійсні значення досліджуваного сигналу та його частини без першої гармоніки. Спрощена структурна схема вимірювача коефіцієнта гармонік наведена на рис.10.6. Вхідний пристрій узгоджує прилад з джерелом досліджуваного сигналу та підсилює сигнал. Загороджувальний фільтр перестроюється за частотою і пропускає на вхід вольтметра всі гармоніки сигналу, крім першої. Шкала вольтметра проградуєрована в значеннях  $K_f$  (у відсотках).

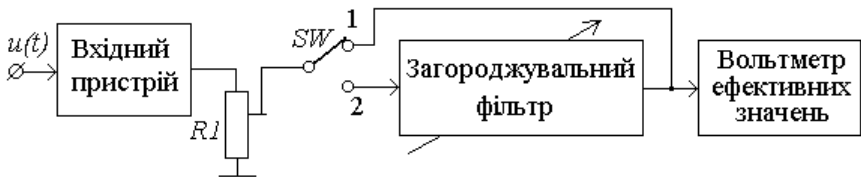


Рис. 10.6

Робота приладу здійснюється в два етапи. На першому етапі перемикач  $SW$  ввімкнено в положення “1” і вольтметр вимірює

ефективне значення досліджуваного сигналу  $u(t)$ . Регулюванням потенціометра  $R1$  стрілка вольтметра встановлюється на граничне значення  $K_f = 100\%$ .

На другому етапі перемикач  $SW$  ввімкнено в положення “2”, і досліджуваний сигнал проходить на вольтметр через загороджувальний фільтр, який настраюється на пригнічення першої гармоніки сигналу. Оскільки амплітуда першої гармоніки є найбільшою, то ознакою настроєння фільтра є досягнення мінімальних показань вольтметра. Відхилення стрілки вольтметра відповідає значенню  $K_f$ .

Основними метрологічними характеристиками вимірювачів  $K_f$  є діапазон вимірювання, частотний діапазон та клас точності. Так, наприклад, вимірювач нелінійних спотворень С6-1 має такі характеристики:

- діапазон вимірювання  $K_f$  – 0,03 – 30 %;
- діапазон робочих частот – 20 Гц – 200 кГц;
- основна похибка вимірювання – (5 % + 0,05  $K_f$ );
- діапазон напруг вхідних сигналів – (0,05 – 100)В.

### 3. КОНТРОЛЬНІ ЗАПИТАННЯ

1. Яким параметром характеризується ступень нелінійних спотворень гармонічних сигналів?

2. Накресліть загальну схему вимірювача коефіцієнта гармонік та поясніть його роботу.

3. Перелічіть області застосування вимірювальних генераторів.

4. За якими показниками і на які класи поділяються вимірювальні генератори?

5. Накресліть типові структурні схеми вимірювальних генераторів:

- а) низькочастотного; б) високочастотного; в) імпульсного;
- г) спеціальної форми; д) шумових сигналів.

Поясніть роботу цих схем.

6. Наведіть формулу середньоквадратичного значення напруги теплового шуму резистора.



# ТЕМА V. ВИМІРЮВАННЯ ФАЗОЧАСТОТНИХ ПАРАМЕТРІВ СИГНАЛІВ

## Лекція 11

### 1. АНАЛОГОВІ ФАЗОМЕТРИ

Фазові вимірювання набувають дедалі більшого значення з огляду на те, що фазовимірювальне перетворення різних фізичних величин у фазовий зсув гармонічних сигналів забезпечує досягнення високих метрологічних характеристик. При розв'язанні різних практичних завдань виникає потреба у вимірюванні фазових зсувів в частотному діапазоні від інфранизьких до надвисоких частот, за наявності шумів та завад в широкому динамічному діапазоні досліджуваних сигналів. За характером фазові вимірювання належать до відносних вимірювань і мають ряд специфічних похибок, які потребують спеціального розгляду та пояснень.

#### 1.1. Основні поняття фазометрії

До основних понять фазометрії належать поняття *фази* і *різниці фазових зсувів*, визначених для гармонічних сигналів. Математичний запис пари гармонічних коливань має вигляд

$$\begin{aligned} u_1(t) &= U_1 \cos(\omega t - \varphi_1), \\ u_2(t) &= U_2 \cos(\omega t - \varphi_2), \end{aligned} \quad t \in [0, T_c], \quad (11.1)$$

де  $t$  – поточний час;  $\varphi_1, \varphi_2 \in [0, 2\pi)$  – початкові фазові зсуви сигналів відносно опорного коливання;  $U_1, U_2$  – амплітудні значення сигналів;  $\omega$  кутова частота;  $T_c$  – часовий інтервал спостереження сигналів. Кутова частота пов'язана з циклічною  $f$  та періодом  $T$  сигналу відомим співвідношенням  $\omega = 2\pi f = 2\pi T^{-1}$ .

Під фазою гармонічного сигналу розуміється величина  $\omega t - \varphi_i$  (для розглянутих сигналів  $i = 1, 2$ ), яка являє собою аргумент гармонічної функції. При застосуванні фазового методу вимірювань доцільно вести мову про визначення *фазового зсуву*.

ГОСТ 16465-70 “Сигналы радиотехнические. Термины и определения” подає таке визначення цієї величини: *фазовий зсув* – це модуль різниці початкових фаз двох гармонічних сигналів однієї частоти

$$\varphi = |\varphi_1 - \varphi_2|. \quad (11.2)$$

Якщо  $\varphi = 0$ , то коливання (11.1) називають синфазними, при  $\varphi = \pi$  – протифазними, а при  $\varphi = 0,5\pi$  або  $\varphi = 1,5\pi$  – квадратурними.

Суттєвим є те, що: 1) різниця фаз двох коливань однакової частоти не залежить від вибору початку відліку часу; 2) без застосування спеціальних заходів різниця фаз однозначно визначається лише в діапазоні  $[0, 2\pi)$ .

Розглядаючи фазові співвідношення між гармонічними сигналами, доречно згадати й інший супутній параметр – *час запізнювання*. Згаданий вище ГОСТ дає таке визначення: *час запізнювання* – це параметр, рівний значенню зсуву в часі одного з сигналів, при якому досягається його тотожня рівність другому сигналу з точністю до постійного множника та постійних доданків. Неважко показати, що для гармонічних сигналів фазовий зсув  $\varphi$  пов'язаний з часом запізнювання  $\tau$  (зсувом в часі) співвідношенням

$$\varphi = \omega\tau = 2\pi \frac{\tau}{T}. \quad (11.3)$$

Формула (11.3) вказує на відносність фазового зсуву, яка полягає в тому, що  $\varphi$  не залежить від масштабу часу, бо  $\tau$  та  $T$  змінюються в однаковому співвідношенні.

Окремо слід сказати про одиниці вимірювання  $\varphi$ . З виразу (11.3) витікає, що природною одиницею вимірювання  $\varphi$  є *радіан*. Нагадаємо, що *радіан* введено початково як одиницю плоского кута: один радіан – це кут, який утворюється двома радіусами кола, які відсікають на колі дугу, довжина якої дорівнює величині радіуса. В системі одиниць СІ радіан віднесено до додаткових одиниць. ГОСТ 8.417-81 “Единицы физических величин” дозволяє застосовувати нарівні з радіаном інші, внесистемні, одиниці вимірювання плоского кута – градуси, мінути, секунди та гради.

*Град* – це 1/100 прямого кута (позначається  $1^\circ$ ). *Градус* введено як 1/90 частину прямого кута (один градус містить в собі 60 кутових мінут, або 3600 кутових секунд, позначається  $1^\circ = 60' = 3600''$ ). Між градусом та радіаном існує наближене співвідношення:  $1 \text{ рад} \approx 57^\circ 17' 44,8''$ . В фазових вимірюваннях найчастіше використовують не радіани, а градуси. Куту  $2\pi$  радіан в градусній мірі відповідає  $360^\circ$ . Тому для переходу від радіанів до градусів в рівнянні (11.3) достатньо замість множника  $2\pi$  використати множник  $360^\circ$ .

Якщо гармонічні коливання мають близькі за значенням частоти, тобто

$$\begin{aligned} u_1(t) &= U_1 \cos(\omega_1 t - \varphi_1), \\ u_2(t) &= U_2 \cos(\omega_2 t - \varphi_2), \end{aligned} \quad t \in [0, T], \quad (11.4)$$

то фазовий зсув з плином часу накопичується, може значно перевищувати  $2\pi$  і залежить від початку відліку. Такий режим роботи використовується, наприклад, при визначенні фазочастотних характеристик чотириполосників. Прилади для визначення фазочастотних характеристик називаються *характеріографами*. В цих приладах використовують режим плавної перебудови в часі частоти сигналів, тому

$$\varphi(t) = \int_{t_1}^t [\omega_1(t) - \omega_2(t)] dt + \varphi_1 - \varphi_2. \quad (11.5)$$

## 1.2. Основні методи аналогового вимірювання фазових зсувів

За способом проведення фазових вимірювань методи аналогової фазометрії можна поділити на дві групи - компенсаційні методи та методи прямого перетворення. Останні за способом реалізації можна поділити на такі методи: з підсумовуванням напруг вимірювальних сигналів, з перемноженням напруг вимірювальних сигналів, осцилографічний метод та метод перетворення фазового

зсуву в часовий інтервал. Класифікацію методів аналогового вимірювання фазових зсувів наведено на рис. 11.1.

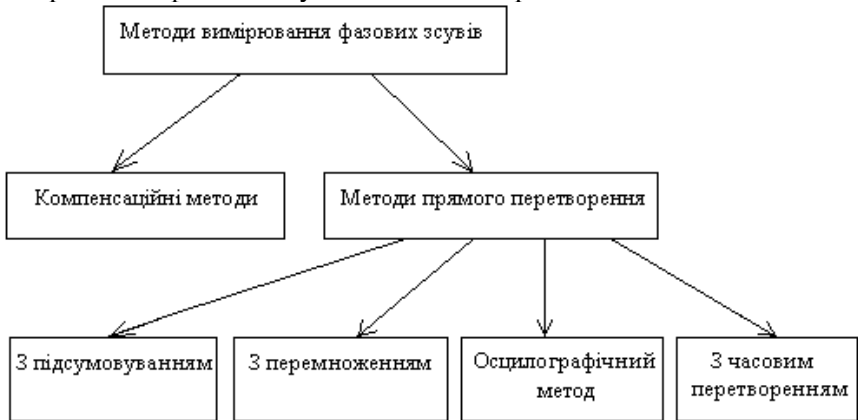


Рис. 11.1

### 1.2.1.Компенсаційний метод

Цей метод базується на зведенні до нуля вимірюваного фазового зсуву за рахунок певного, відомого з високою точністю зсуву фаз, який формується еталонним фазозсувним пристроєм. Узагальнена схема компенсаційного фазометра наведена на рис.11.2.

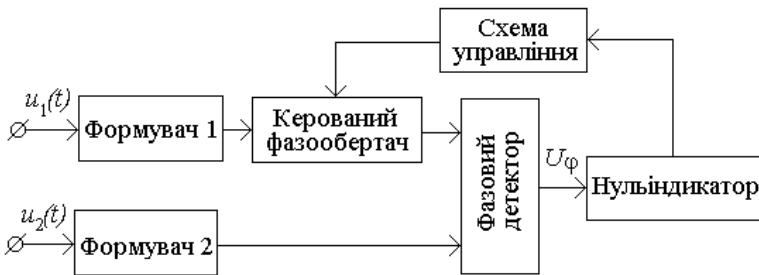


Рис. 11.2

В наведеній узагальненій схемі компенсаційного фазометра формувачі 1 та 2 узгоджують електронні блоки фазометра з вимірювальними ланцюгами за опорами та напругами. Керований фазообертач вносить в канал сигналу  $u_1(t)$  каліброване значення

фазового зсуву  $\varphi_k$ . Фазовий детектор перетворює фазові зсуви між сигналами на його вході у напругу  $U_\varphi$ , яка використовується через схему управління для підстроювання зсуву  $\varphi_k$  у фазообертачі. Момент досягнення компенсації фазового зсуву, тобто досягнення рівності  $\varphi = \varphi_k$ , фіксується нуль-індикатором. Результат вимірювання формується як показання фазообертача.

### 1.2.2. Метод прямого перетворення

Цей метод дозволяє визначити фазовий зсув при попередньому його перетворенні у деяку зручну для вимірювання проміжну величину – напругу, струм, зміщення електронного променя осцилографу і т. ін. Ці методи можна поділити на чотири групи:

А) вимірювання фазових зсувів з підсумовуванням порівнюваних сигналів;

Б) вимірювання фазових зсувів з перемноженням порівнюваних сигналів;

В) вимірювання фазових зсувів за величиною часового зсуву між порівнюваними сигналами;

Г) осцилографічних методів.

А) *Вимірювання з підсумовуванням напруг* ґрунтується на векторному складанні сигналів. При додаванні сигналів (11.1) сумарне коливання дорівнює

$$u_\Sigma(t) = u_1(t) + u_2(t) = U_\Sigma \cos(\omega t + \varphi_\Sigma), \quad (11.6)$$

де

$$U_\Sigma = \sqrt{U_1^2 + U_2^2 + 2U_1U_2 \cos \varphi}, \quad (11.7)$$

$$\operatorname{tg} \varphi_\Sigma = \frac{U_1 \sin \varphi_1 + U_2 \sin \varphi_2}{U_1 \cos \varphi_1 + U_2 \cos \varphi_2} + k \frac{\pi}{2}, \quad (11.8)$$

де  $k = 0, \pm 1, \pm 2$  – визначається номером квадранта, в якому знаходиться сумарна напруга  $u_\Sigma(t)$ .

Отже, інформація про різницю фазових зсувів вхідних сигналів пов'язана з амплітудами (11.7). Якщо амплітуди порівнюваних сигналів рівні, тобто  $U_1=U_2$ , то

$$U_{\Sigma} = 2U_1 \cos \frac{\varphi}{2}, \quad (11.9)$$

звідки

$$\varphi = 2 \arccos \frac{U_{\Sigma}}{2U_1}, \quad \varphi \in (0, \pi). \quad (11.10)$$

Функція  $\arccos(\cdot)$  визначена лише на інтервалі  $(0, \pi)$ . Для розширення діапазону вимірювання необхідно враховувати знаки миттєвих значень напруг у довільний момент часу на інтервалі вимірювання. Структура фазометра з підсумовуванням зображена на рис. 11.3.

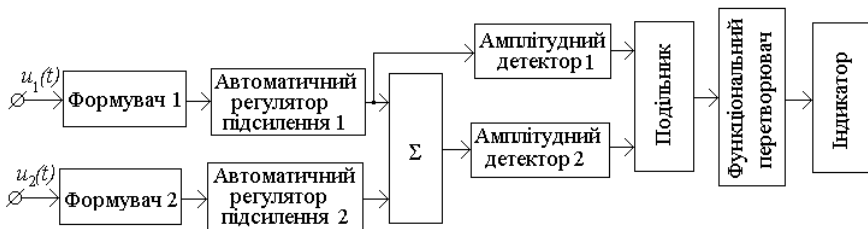


Рис. 11.3

В наведеній схемі блоки автоматичного регулювання амплітуди 1, 2 підтримують постійними амплітуди досліджуваних сигналів. Суматор  $\Sigma$  підсумовує миттєві значення сигналів, а амплітудні детектори 1, 2 формують постійні напруги, які дорівнюють амплітудним значенням сигналів на їх входах.

Подільник напруги виконує операцію  $\frac{U_{\Sigma}}{2U_1}$ , а функціональний перетворювач – операцію  $2 \arccos(\bullet)$ . Наведена схема придатна для вимірювання  $\varphi \in [0, \pi)$  в широкому діапазоні частот (до сотень

МГц), але точність вимірювання низька і залежить від  $\varphi$  (найвища в околі значення  $\varphi = \frac{\pi}{2}$ ).

Б) Вимірювання з перемноженням напруг.

При перемноженні двох гармонічних напруг (11.1) маємо

$$u_{\text{д}}(t) = u_1(t)u_2(t) = \frac{U_1U_2}{2} [\cos(\varphi_2 - \varphi_1) + \cos(2\omega t - \varphi_1 - \varphi_2)]. \quad (11.11)$$

Отже, напруга  $u_{\text{д}}(t)$  містить сталу складову  $U_c = \frac{U_1U_2}{2} \cos(\varphi_2 - \varphi_1)$ , яка може бути вирізнена за допомогою фільтра нижніх частот і використана для визначення фазового зсуву

$$\varphi = \arccos \frac{2U_c}{U_1U_2}, \quad \varphi \in [0, \pi). \quad (11.12)$$

Отримати пропорційну  $\varphi$  сталу напругу  $U_c$  можна за допомогою *фазового детектора*. *Фазовий детектор* виконує дві операції: 1) перемноження двох гармонічних напруг і 2) фільтрацію або інтегрування добутку напруг. Оскільки на детектор приходять когерентні сигнали, тобто узгоджені по фазі, операцію перемноження напруг можна вважати детектуванням однієї з напруг синхронно до другої. Тому такі фазові детектори мають й іншу назву – *синхронні детектори*.

Структурна схема фазометрів з перемноженням зображена на рис. 11.4.

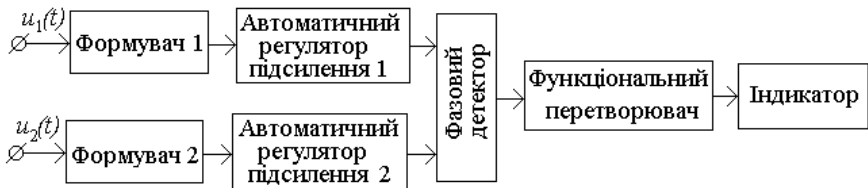


Рис. 11.4

В схемі (рис.11.4) передбачено, що автоматичні регулятори підсилення 1, 2 забезпечують виконання умови  $U_1U_2 = 2B^2$ , а

функціональний перетворювач реалізує операцію  $\arccos(\cdot)$ . Необхідність дотримання певних співвідношень для амплітуд сигналів значно обмежує точність схеми. Щоб зменшити вплив амплітуд вдаються до квадратурної обробки сигналів (рис. 11.5).

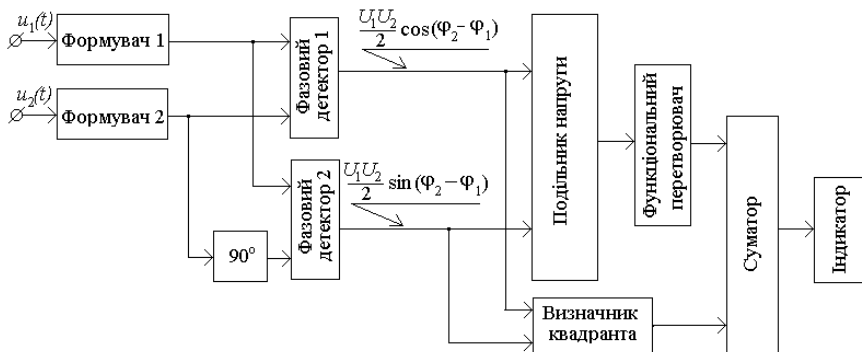


Рис. 11.5

Сутєві відмінності цієї схеми полягають у наступному. Сигнал  $u_2(t)$  подається на другий фазовий детектор через фазообертач з каліброваним фазовим зсувом  $\varphi_k = 90^\circ$ . Це призводить до того, що на виході фазового детектора 2 формується постійна напруга

$$U_s = \frac{U_1 U_2}{2} \sin(\varphi_2 - \varphi_1). \quad (11.13)$$

На виході подільника напруги маємо  $U_{\text{пн}} = \text{tg}(\varphi_2 - \varphi_1)$ , тобто сталу напругу, яка залежить від фазового зсуву між сигналами і не залежить від амплітуд сигналів. Після функціонального перетворювача, що реалізує функцію  $\arctg(\cdot)$ , маємо

$$\varphi = \arctg U_{\text{пн}}, \quad \varphi \in \left(-\frac{\pi}{2}, \frac{\pi}{2}\right). \quad (11.14)$$

Функція  $\arctg(\cdot)$  однозначно визначена в обмеженому інтервалі  $\left(-\frac{\pi}{2}, \frac{\pi}{2}\right)$ . Для розширення діапазону вимірювання на



інтервал  $[0, 2\pi)$  в структуру фазометра введено додатковий блок – визначник квадранта, який реалізує алгоритм (8.8).

В) Час – імпульсні фазовимірювальні перетворювачі.

Раніше було показано, що фазовий зсув сигналів синусоїдної форми однозначно визначається зсувом сигналів у часі (11.3). Зсув у часі може бути визначений згідно з зсувом між характерними точками сигналів, наприклад, між моментами перетину сигналами нульового рівня при знаках похідних сигналів., що збігаються. З останнього витікає, що вимірювання  $\varphi$  можна звести до вимірювання часових інтервалів. Структура фазометра, що реалізує цей принцип, та епюри напруг, що пояснюють його роботу, зображені на рис. 11.6, а, б.

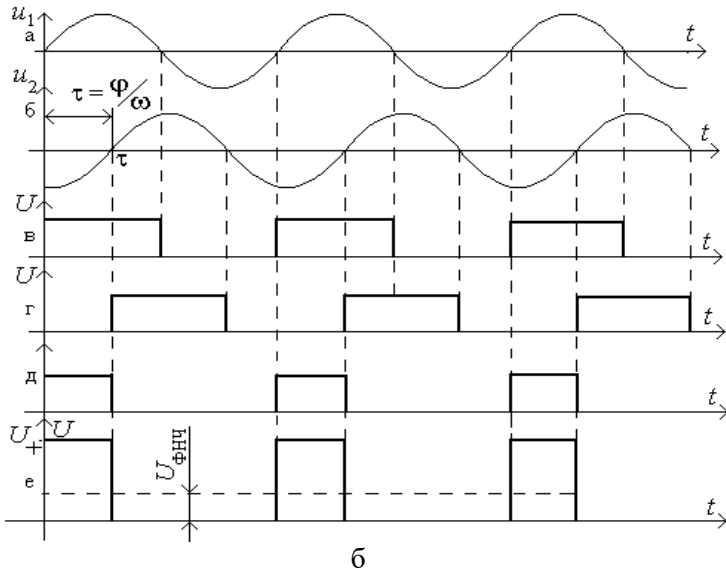
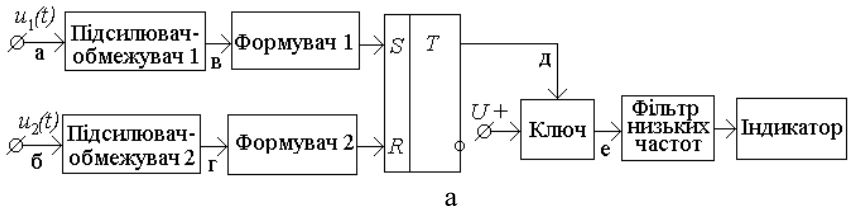


Рис. 11.6

Підсилювачі – обмежувачі 1, 2 реалізують функцію  $sign(.)$  і формують з гармонічних сигналів  $u_1(t)$ ,  $u_2(t)$  сигнали прямокутної форми (епюри  $\delta$ ,  $\epsilon$ ), які надходять на входи RS-тригера відповідно через формувачі 1, 2. Останні лише узгоджують за рівнями напруг вихідні сигнали підсилювачів – обмежувачів та вхідні сигнали тригера. RS-тригер формує імпульси тривалістю  $\tau$ , які слідуєть з періодом  $T$  (епюра  $\delta$ ). За допомогою ключа отриманий імпульсний сигнал нормується по амплітуді – приймає фіксовані значення нуль або  $U_+$  (епюра  $\epsilon$ ). Це необхідно для підвищення точності подальшого перетворення напруги у відлік фазового кута. Фільтр низьких частот вирізняє сталу складову імпульсного сигналу

$$U_c = \frac{\tau}{T} U_+ = \frac{\varphi}{2\pi} U_+. \quad (11.15)$$

Аналізуючи рівняння перетворення фазометра (11.15), можна зробити такі висновки. По-перше, наведена схема забезпечує лінійність перетворення фазовий зсув – напруга, по-друге, результати вимірювання не залежать від частоти вхідних сигналів. Ці особливості схеми є її безперечними перевагами.

Недоліком схеми лишається низька завадостійкість, оскільки вимірювані часові інтервали тривалістю  $\tau$  формуються за нуль-переходами сигналів, тому наявність у вхідних сигналах шумів призводить до значних похибок вимірювання.

Г) *Осцилографічний метод вимірювання фазових зсувів (метод фігур Лісажу або метод еліпса).*

Цей метод не має великого практичного значення, оскільки не забезпечує високу точність вимірювання і не піддається автоматизації. Але його розгляд цікавий з точки зору огляду розвитку методів фазометрії.

Осцилографічний метод передбачає підключення порівнюваних напруг на вертикальні та горизонтальні пластини електроннопроменевої трубки (рис. 11.7, а). При цьому на екрані осцилографа з'являється замкнена крива – коло чи еліпс (рис.11.7,б). Геометричні параметри цієї фігури, власне, і дають можливість визначити фазовий зсув сигналів. Слід електронного променя на екрані осцилографа має координати

$$y = U_1 \sin(\omega t - \varphi), \quad x = U_2 \sin \omega t. \quad (11.16)$$

Знайдемо рівняння фігур Лісажу. Для цього визначимо з другого рівняння (11.16) час і підставимо його в перше рівняння

$$t = \frac{1}{\omega} \arcsin \frac{x}{U_2},$$

$$y = \frac{U_1}{U_2} \left[ x \cos \varphi - \sqrt{U_2^2 - x^2} \sin \varphi \right]. \quad (11.17)$$

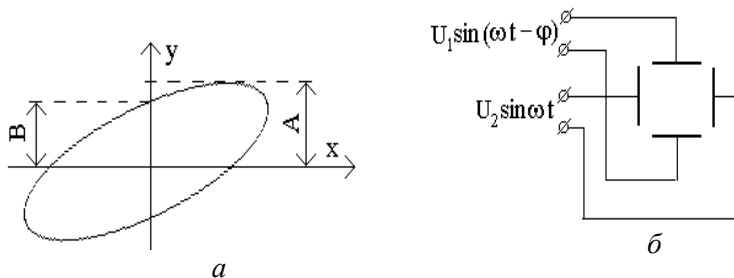


Рис. 11.7

Зазначимо, що при  $\varphi = 0$  крива вироджується у пряму, нахилену до осей координат під кутом  $45^\circ$ .

Один з відомих способів оцінки  $\varphi$  ґрунтується на визначенні лінійних розмірів еліпса. Дійсно, з формули (11.16), (11.17) випливає, що

$$y_{\max} = A = U_1 \sin(\pi k - \varphi), \quad k = 0, 1, 2, 3, \dots \quad (11.18)$$

$$y|_{x=0} = B = \pm U_1.$$

З рівняння (11.18) маємо  $\frac{B}{A} = \pm \sin(\pi k - \varphi)$ . При  $k = 0$

$\varphi = -\arcsin \frac{B}{A}$ ,  $\varphi \in \left(-\frac{\pi}{2}, \frac{\pi}{2}\right)$ . Отже, для визначення  $\varphi$

достатньо виконати лінійні вимірювання по кривій Лісажу на екрані осцилографа.

Цей спосіб забезпечує вимірювання фазових зсувів з похибками  $\sim(3^\circ - 5^\circ)$ . Тому він не застосовується у прицевій фазовимірювальній апаратурі.

#### 4. КОНТРОЛЬНІ ЗАПИТАННЯ

1. Дайте визначення фази, фазового зсуву та часу запізнювання сигналів.
2. Які одиниці вимірювання застосовуються для вимірювання фазових зсувів?
3. Наведіть класифікацію методів аналогового вимірювання фазових зсувів.
4. Розкрийте ідею компенсаційного методу вимірювання фазових зсувів та накресліть структурну схему такого фазометра.
5. В чому полягає суть методу прямого перетворення?
6. Накресліть загальну схему та дайте пояснення роботи фазометра з підсумовуванням напруг.
7. Накресліть загальну схему та дайте пояснення роботи фазометра з перемноженням напруг.
8. Розкрийте принцип роботи часо-імпульсних фазовимірювальних перетворювачів.
9. Накресліть схему фазометра з часо-імпульсним перетворювачем.
10. Викладіть основну ідею осцилографічного методу вимірювання фазових зсувів.

### Лекція 12

#### 1. ПОХИБКИ ВИМІРЮВАННЯ ФАЗОВИХ ЗСУВІВ СИГНАЛІВ

Фазові вимірювання супроводжуються дією ряду специфічних похибок, які не можна не враховувати при оцінці сумарної похибки результату вимірювання. До числа таких похибок, в першу чергу, належать: похибка від паразитного зв'язку між каналами фазометра, похибка від кінцевого значення вхідного опору фазометра,

амплітудно-фазова похибка, похибка від наявності в сигналі вищих гармонік, похибка від неідентичності фазо-частотних характеристик каналів фазометра.

### 1.1. Похибка від паразитного зв'язку між каналами фазометра

Ця похибка виникає внаслідок часткового проходження сигналів з одного каналу в інший. Такий небажаний перехресний вплив вхідних сигналів один на одній утворюється завдяки існуванню паразитних ємносних та ідуктивних зв'язків між ланцюгами каналів. Механізм виникнення цієї похибки пояснює структурна схема (рис. 12.1, а) та векторна діаграма напруг (рис. 12.1, б).

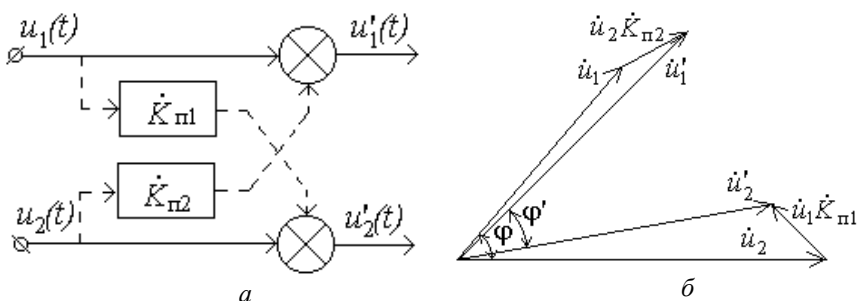


Рис. 12.1

В схемі (рис.12.1, а) наявний паразитний зв'язок між каналами показано уявними ланцюгами з комплексними коефіцієнтами передачі  $\dot{K}_{п1}, \dot{K}_{п2}$ . Сигнали, що пройшли через ці ланцюги додаються до сигналів в інших каналах. При відсутності паразитного зв'язку фазовий зсув між вхідними сигналами  $\dot{u}_1, \dot{u}_2$  становить  $\varphi$  (рис. 12.1, б). Для спотворених за рахунок паразитного зв'язку сигналів  $\dot{u}'_1, \dot{u}'_2$  фазовий зсув змінюється до величини  $\varphi' \neq \varphi$ . Отже, фазова похибка становить  $\Delta\varphi = \varphi' - \varphi$ . Знайдемо граничне значення цієї похибки. Вважатимемо канали паразитного зв'язку симетричними –  $\dot{K}_{п1} = \dot{K}_{п2} = \dot{K}e^{-j\phi}$ . З урахуванням того, що

на входи фазометра діють сигнали, які представляються комплексними напругами  $\dot{u}_1 = U_1 e^{-j\varphi}$ ,  $\dot{u}_2 = U_2$ , маємо

$$\begin{aligned}\dot{u}'_1 &= \dot{u}_1 + \dot{u}_2 K \cdot e^{-j\phi} = U'_1 \cdot e^{-j\vartheta_1}, \\ \dot{u}'_2 &= \dot{u}_2 + \dot{u}_1 K \cdot e^{-j\phi} = U'_2 \cdot e^{-j\vartheta_2}.\end{aligned}\quad (12.1)$$

де

$$\begin{aligned}\vartheta_1 &= -\operatorname{arctg} \frac{U_1 \sin \varphi + K U_2 \sin \phi}{U_1 \cos \varphi + K U_2 \cos \phi}, \\ \vartheta_2 &= -\operatorname{arctg} \frac{K U_1 \sin(\phi + \varphi)}{U_2 + K U_1 \cos(\phi + \varphi)}.\end{aligned}\quad (12.2)$$

Формули (12.2) отримані за умови, що знаменники відмінні від нуля. При рівних напругах сигналів, тобто при  $U_1 = U_2$  та  $K \ll 1$  маємо

$$\varphi' = \vartheta_1 - \vartheta_2 = \operatorname{arctg}[K \sin(\phi + \varphi)] - \operatorname{arctg} \frac{K \sin \phi + \sin \varphi}{K \cos \phi + \cos \varphi}. \quad (12.3)$$

Застосовуючи вираз (12.3), не важко показати, що максимальна фазова похибка від зв'язку між каналами становить  $\Delta\varphi_{\max} \approx 2K$ . Так, при  $K = 10^{-3}$  (-60 дБ),  $\Delta\varphi_{\max} \approx 0,002$  рад або  $\Delta\varphi_{\max} \approx 0,11^\circ$ .

## 1.2. Похибка від кінцевого значення вхідного опору фазометра

В фазовимірювальній апаратурі жорсткі вимоги висуваються до вхідних опорів та їх довгострокової стабільності. Чому? Справа в тому, що повний опір вхідних ланцюгів фазометрів містить і активну, і ємнісну складові, які утворюють фазообертачі. За рахунок їхньої дії у досліджувані сигнали вноситься додатковий неконтрольований фазовий зсув. З метою кількісної оцінки цієї похибки розглянемо вхідний ланцюг фазометра (рис.12.2). На цьому рисунку вхідний опір фазометра представлено паралельно

підключеними активним резистором та ємністю. Незавжно показати, що додатковий фазовий зсув, обумовлений вхідною ємністю фазометра, становить

$$\Delta\varphi \approx -\arctg \omega C_1 R_{\Gamma}. \quad (12.4)$$

Так, при  $C_1 = 10\text{пФ}$ ,  $R_{\Gamma} = 50\text{ Ом}$ ,  $f = 10\text{МГц}$ ,  $\Delta\varphi \approx 17^\circ$ . При повній ідентичності каналів фазометра сигнал у другому каналі теж отримає додатковий фазовий зсув  $\Delta\varphi \approx 17^\circ$ .

На жаль, повністю ідентичні входи фазометрів реалізувати неможливо. І навіть незначні розбіжності параметрів каналів фазометра призводять до відчутних похибок. Так, при розбіжності вхідних ємностей на  $1\text{пФ}$  додатковий фазовий зсув між вхідними сигналами для розглянутих вище умов становитиме  $\Delta\varphi \approx 1,8^\circ$ .

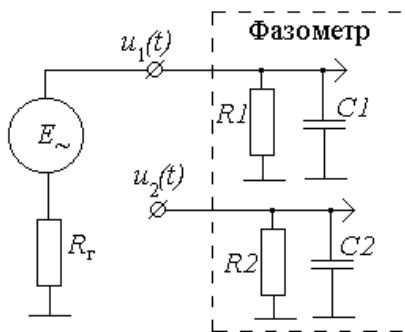


Рис. 12.2

### 1.3. Похибка від наявності у вхідному сигналі вищих гармонік

Як правило, порівнювані сигнали містять у своєму складі вищі гармоніки. Їх наявність веде до появи ще однієї складової похибки фазових вимірювань – похибки від вищих гармонік.

З'ясуємо механізм утворення цієї похибки. Наявність в сигналі вищих гармонік спотворює його форму, отже зміщує в часі нульові переходи сигналу відносно нуль-переходів першої гармоніки. Це ілюструє рис.12.3, на якому зображено першу і третю гармоніки та сумарний сигнал.

$$\text{Фазова похибка від вищих гармонік } \Delta\varphi_{\text{вГ}} = \omega\Delta\tau.$$

Визначимо спочатку значення  $\Delta\varphi_{\text{вГ}}$ , викликане дією однієї  $i$ -ї гармоніки. Момент нульового переходу суміші першої та  $i$ -ї гармонік визначається з рівняння

$$U_1 \sin \omega t - U_i \sin(i\omega t - \varphi_i) = 0.$$



Рис. 12.3

Отже, зсув у часі нульового переходу суміші відносно першої гармоніки становить

$$\Delta\tau = -\frac{1}{\omega} \arcsin \left[ \frac{U_i}{U_1} \sin(i\omega t - \varphi_i) \right]. \quad (12.5)$$

Максимальне значення зсуву, враховуючи дію всіх наявних в сигналі  $n$  вищих гармонік, становить

$$|\Delta\tau_{\max}| = -\frac{1}{\omega} \arcsin K_f, \quad (12.6)$$

де  $K_f = \frac{\sqrt{\sum_{i=2}^n U_i^2}}{U_1}$  – коефіцієнт гармонік.

За наявності вищих гармонік в обох вхідних сигналах значення  $|\Delta\tau_{\max}|$  в формулі (12.6) подвоюється.

#### 1.4. Амплітудно-фазова похибка

Ця складова фазової похибки обумовлена зміною співвідношення амплітуд порівнюваних гармонічних напруг. Вона найбільш суттєво впливає на результат вимірювання фазометрів, що



реалізують перетворення “фазовий зсув – часовий інтервал”.  
 Механізм дії цієї похибки показано на рис.12.4.

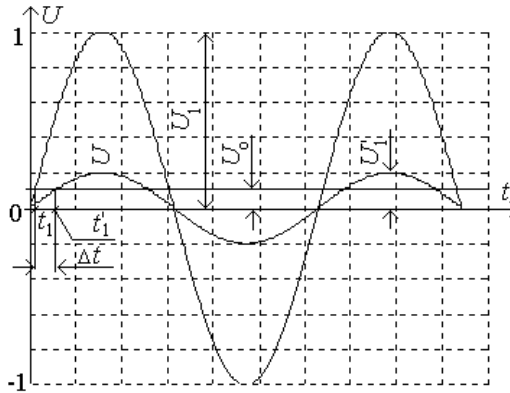


Рис. 12.4

Формувачі сигналів (рис.11.6, а) спрацювують згідно з певним рівнем напруги  $U_0$ . Момент спрацювання формувача визначається з рівняння  $U_1 \sin \omega t_1 = U_0$ , звідки  $t_1 = \frac{1}{\omega} \arcsin \frac{U_0}{U_1}$ .

Зміна амплітуди сигналу до значення  $U_1'$  призводить до зміни моменту перетину сигналом  $u_1(t)$  рівня  $U_0$  (аналогічний ефект має місце при дрейфі  $U_0$  впродовж процесу вимірювання). Цей новий момент перетину визначається формулою  $t_1' = \frac{1}{\omega} \arcsin \frac{U_0}{U_1'}$ . Коли

$$U_0 \ll U_1, \text{ маємо } t_1 = \frac{1}{\omega} \frac{U_0}{U_1}; \quad t_1' = \frac{1}{\omega} \frac{U_0}{U_1'}$$

Таким чином, внаслідок зміни амплітуди сигналу виникає затримка  $\Delta t = t_1' - t_1$  спрацювання формувача, якій відповідає фазова похибка

$$\Delta\varphi_{\text{ам}} = \omega(t_1' - t_1) \approx U_0 \frac{U_1' - U_1}{U_1 U_1'}. \quad (12.7)$$

### 1.5. Похибка від неідентичності фазо-частотних характеристик каналів фазометра

Вузли, що входять до складу каналів обробки сигналів фазометра, характеризуються своїми комплексними коефіцієнтами передачі. До таких вузлів належать вхідні пристрої, фільтри, підсилювачі, системи автоматичного регулювання підсилення тощо. На рис. 12.5 канали обробки сигналів представлені узагальненими блоками з коефіцієнтами передачі  $\dot{k}_1(\omega) = K_1(\omega)e^{-j\psi_1(\omega)}$  та  $\dot{k}_2(\omega) = K_2(\omega)e^{-j\psi_2(\omega)}$ . На рис. 12.5 позначено:  $I$  – індикатор;  $\Phi ВП$  – фазовимірювальний перетворювач.

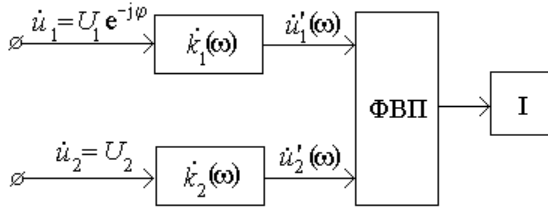


Рис. 12.5

Отже, на вході  $\Phi ВП$  присутні сигнали, які в комплексній формі можна представити виразами:

$$\begin{aligned} \dot{i}_1'(\omega) &= U_1 e^{-j\varphi} K_1(\omega) e^{-j\psi_1(\omega)} = K_1 U_1 e^{-j[\varphi + \psi_1(\omega)]}, \\ \dot{i}_2'(\omega) &= U_2 K_2(\omega) e^{-j\psi_2(\omega)} = K_2 U_2 e^{-j\psi_2(\omega)}. \end{aligned} \quad (12.8)$$

Фазовий зсув між сигналами на вході  $\Phi ВП$  становить  $(\varphi + \psi_1(\omega) + \psi_2(\omega))$ . На одній робочій частоті  $\omega_p$  додатковий фазовий зсув  $\psi_1(\omega_p) + \psi_2(\omega_p) = const$  і його можна легко врахувати шляхом калібрування фазометра (встановивши нульове

показання індикатора І при подачі на входи фазометра синфазних сигналів). Калібрування значно складніше виконати в процесі роботи фазометра в певному діапазоні частот. Тому при проектуванні фазометрів прагнуть досягти ідентичності ФЧХ або застосовують спеціальні перетворення (гетеродинне, стробоскопічне), які дозволяють перенести вимірювання фазових зсувів з певного діапазону частот на фіксовану частоту.

## 2. ВИМІРЮВАЧІ ЧАСОВИХ ІНТЕРВАЛІВ

Час є однією з шести основних одиниць системи СІ і присутній в багатьох фізичних законах, що становлять фундаментальну основу для вимірювань електричних та неелектричних фізичних величин. Крім того, всі досліджувані процеси природного чи штучного походження – фізичні, хімічні, біологічні, астрономічні, технологічні і т.і., розвиваються в часі. Тому високоточне вимірювання часу в широкому діапазоні значень (від часток наносекунд до доби і більше) є актуальною задачею вимірювальної техніки.

На сьогодні відносну похибку вимірювання часу зменшено до  $10^{-12}$ . Отже, час може бути вимірний з найвищою точністю. Проте в більшості вимірювальних задач достатньою є відносна похибка порядку  $10^{-6}$ , яка може бути досягнута і в аналогових вимірювачах.

Як відомо, основною одиницею вимірювання часу є секунда. Визначення секунди змінювалося на кожному новому етапі розвитку науки та техніки. З 1987 р. діє таке визначення секунди:

*секунда* дорівнює 9 192 631 770 періодам випромінювання, що відповідає переходу між двома надтонкими рівнями основного стану атома цезію-137.

За таким визначенням одиниця часу називається атомним часом (АТ – atomic time).

Поряд з основною одиницею часу ДСТУ дозволяє застосовувати позасистемні одиниці часу: хвилину, яка дорівнює 60 секундам, годину, яка дорівнює 3600 секундам, та добу, що дорівнює 86 400 секундам.

Часовий інтервал, як вимірювана величина найбільш зручний для цифрового вимірювання. Тому на практиці аналогові методи вимірювання часу майже не вживаються. Чи не єдиним прикладом аналогового вимірювання часу лишається оцінка часових інтервалів за допомогою осцилографа, в яких застосовується калібрована розгортка електронного променя вздовж екрана осцилографа. Тому певному горизонтальному відхиленню променя відповідає певний часовий інтервал. Швидкість розгортки задається в [мкс/ділення]. Визначивши по екрану відстань між характерними точками процесу в поділках, можна перерахувати результат в одиниці виміру часу. При такому способі вимірювання основними складовими похибки є похибка від нелінійності розгортки та похибка від нестабільності крутизни напруги розгортки (її відхилення від номінального значення). Загальна похибка вимірювання може сягати ~1-3%.

### 3. КОНТРОЛЬНІ ЗАПИТАННЯ

1. Поясніть механізм виникнення похибки від паразитного зв'язку між каналами фазометра.
2. Чим визначається значення похибки від паразитного зв'язку між каналами фазометра?
3. Як впливає вхідний опір каналів фазометра на похибку вимірювання фазових зсувів?
4. Поясніть механізм виникнення похибки через наявні у вхідному сигналі вищі гармоніки.
5. Поясніть механізм виникнення амплітудно-фазової похибки.
6. Наведіть та проаналізуйте формулу для обрахунку амплітудно-фазової похибки вимірювання фазових зсувів.
7. Які чинники призводять до появи в аналогових фазометрах похибки від неідентичності фазо-частотних характеристик його каналів?
8. Дайте визначення секунди.
9. В чому полягає осцилографічний метод вимірювання часових інтервалів?

## Лекція 13

### 1. АНАЛОГОВІ ЧАСТОТОМІРИ

Частота електричних коливань – один з найзручніших для вимірювання параметрів. Тому у вимірювальній техніці широко поштрені частотні вимірювання.

Нагадаємо визначення частоти. *Частота коливань* – це величина, обернена до періоду коливань, тобто величина, що дорівнює числу періодів за одиницю часу. Частота вимірюється в герцах. Один герц відповідає одному коливанню за секунду. Часто застосовують й іншу величину – так звану кутову частоту  $\omega$ , яка пов'язана з частотою  $f$  відомим співвідношенням  $\omega = 2\pi f$ .

Частота періодичних коливань вимірюється спеціальними приладами – частотомірами. Діапазон частот сигналів, що застосовуються в техніці зв'язку, фізичному експерименті, радіотехніці і т.ін. займає смугу від часток герца до тисяч гігагерц.

Аналогові електромеханічні частотоміри (електромагнітні, електродинамічні, феродинамічні) призначені для вимірювання низької частоти в діапазоні 20-2500 Гц з відносно низькою точністю (класи точності 0,2, 0,5, 1,0, 1,5, 2,5). Тому такі частотоміри мають обмежене коло застосувань.

Значно ширший діапазон вимірювання і більш широке застосування мають аналогові конденсаторні частотоміри, гетеродинні частотоміри та резонансні частотоміри.

#### 1.1 Аналогові конденсаторні частотоміри

Аналогові конденсаторні частотоміри мають значно ширший діапазон вимірювань – від 10 Гц до 500 кГц. Робота цих приладів базується на вимірюванні середнього значення струму  $I_p$  розряду конденсатора, який періодично перезаряджається з періодом досліджуваного коливання  $T_x$ . Схема конденсаторного частотоміра зображена на рис. 13.1.

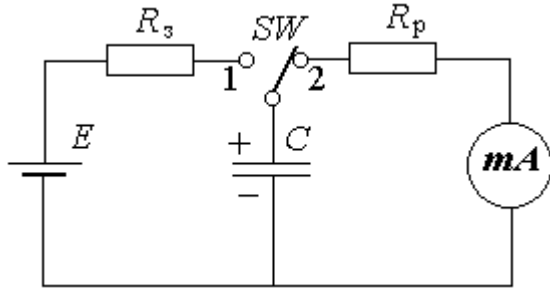


Рис. 13.1

В положенні 1 перемикача  $SW$  конденсатор  $C$  заряджається від джерела е.р.с.  $E$  через резистор  $R_3$ , а в положенні 2 – розряджається через  $R_p$  на міліамперметр  $mA$ . Якщо конденсатор заряджається до напруги  $U_3$  і розряджається до напруги  $U_p$ , то кількість електрики, яку отримує конденсатор за один період коливаний, а потім віддає міліамперметру дорівнює  $q = C(U_3 - U_p)$ . Якщо перемикач  $SW$  переключати з частотою  $f_x$ , то середнє значення струму через  $mA$  буде

$$I_{\text{ср}} = qf_x = C(U_3 - U_p)f_x, \quad (13.1)$$

отже,

$$f_x = \frac{I_{\text{ср}}}{C(U_3 - U_p)}. \quad (13.2)$$

де частота  $f_x$  лишається прямопропорційною  $I_{\text{ср}}$  у випадку, коли  $C(U_3 - U_p) = \text{const}$  у всьому діапазоні вимірюваних частот.

Розглянутий принцип вимірювання частоти реалізовано в частотомірі типу ЧЗ-7. Цей прилад призначено для вимірювання частоти синусоїдальних або імпульсних сигналів. Вимірювання частоти синусоїдальних сигналів з амплітудами (0,5-200) В в діапазоні частот 10 – 500000 Гц здійснюється з основною похибкою,

що не перевищує  $\pm 2\%$ . Вимірювання частоти імпульсних сигналів виконується з такою самою основною похибкою в частотному діапазоні (10-20000)Гц для сигналів у вигляді від’ємних імпульсів тривалістю (0,5-200)мкс та амплітудою імпульсів (5-50)В.

Похибка вимірювання частоти цим способом залежить від швидкості спрацювання перемикача, точності підтримки значення різниці зарядної та розрядної напруг ( $U_3 - U_p$ ), похибки шкали мікроамперметра. Сумарна похибка вимірювання частоти складає  $\pm (1,5 - 2)\%$ .

## 1.2. Частотомір на основі гетеродинного способу вимірювання частоти

Гетеродинний спосіб вимірювання частоти полягає у порівнянні частоти досліджуваного сигналу з частотою допоміжного генератора (так званого гетеродина), частота якого може змінюватись і відома з високою точністю. Структура такого частотоміра наведена на рис. 13.2.

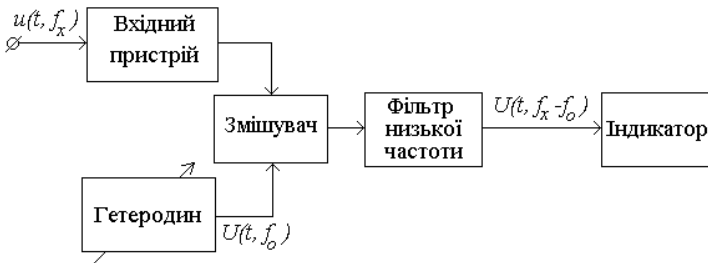


Рис. 13.2

Вхідний пристрій узгоджує частотомір з джерелом досліджуваного сигналу. При зміні частоти гетеродина на виході змішувача з’являється складова різницевої частоти  $U(f_x - f_0)$ , яка виділяється фільтром низької частоти. Регулюванням частоти гетеродина досягають виконання умови  $f_x - f_0 = 0$  (нульові биття). Досягнення цієї умови фіксується індикатором. Як індикатор

можуть використовуватися міліамперметр магнітоелектричної системи, головні телефони, осцилограф, електронно-оптичний прилад (при використанні головних телефонів виникає значна похибка, оскільки людське вухо не реагує на частоти нижче 15-30 Гц).

### 1.3. Резонансні частотоміри

Резонансний спосіб вимірювання частоти ґрунтується на застосуванні явища резонансу в коливальній системі і полягає у порівнянні вимірюваної частоти з власною частотою коливального контура. Структура резонансного частотоміра наведена на рис. 13.3.

Принцип дії таких приладів полягає в тому, що коливальна система настраюється в резонанс з частотою вимірюваного сигналу.



Рис. 13.3

Досягнення резонансу фіксують за найбільшими показаннями індикатора резонансу, що пропорційні струму (напрузі) в коливальній системі. Вимірювану частоту визначають по шкалі каліброваного елемента коливальної системи (наприклад, конденсатора).

Коливальні системи частотомірів можуть бути реалізовані на елементах із зосередженими (конденсатори, індуктивності) чи розподіленим (об'ємні резонатори, відрізки лінії) параметрами. В першому випадку діапазон вимірювання частоти обмежений значенням  $\sim 200$  МГц, в другому – досягає області частот понад 200МГц.

Резонансний метод відрізняється простотою, а похибка вимірювання під час при його застосуванні не перевищує сотих-десятих часток відсотка. Похибка вимірювання обумовлена рядом причин: низькою добротністю коливальної системи, похибками при градуюванні частотоміра, зміною параметрів оточуючого середовища, люфтом в механічних вузлах.



### 1.4. Мостові частотоміри

Цей метод базується на використанні моста, рівновага якого залежить від частоти струму, що його живить. На рис 13.4 показано схему моста змінного струму для вимірювання частоти

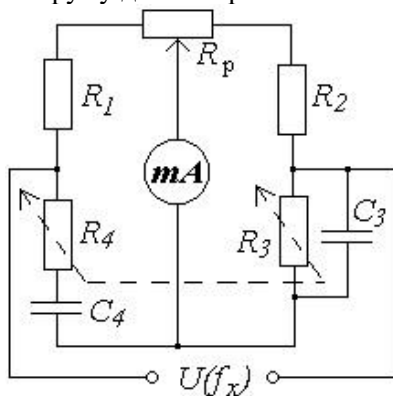


Рис. 13.4

За умови нехтування опором потенціометра  $R_p$  рівновагу мостової схеми буде досягнуто, коли

$$\frac{R_1 R_3}{1 + j\omega C_3 R_3} = R_2 \left( R_4 + \frac{1}{j\omega_x C_4} \right). \quad (13.3)$$

З рівняння (13.3) можна отримати дві умови рівноваги окремо для його дійсної і уявної складових

$$\frac{R_1}{R_2} = \frac{R_3}{R_4} + \frac{C_3}{C_4}, \quad (13.4)$$

$$\frac{1}{\omega_x C_4} = \omega_x C_3 R_3 R_4. \quad (13.5)$$

Якщо вибрати  $R_3 = R_4 = R$ ,  $C_3 = C_4 = C$ , то  $f_x = (2\pi RC)^{-1}$ . Резистори  $R_3, R_4$  являють собою здвоєний потенціометр з рівними опорами. Оскільки елементи  $R_1, R_2, C_3, C_4$  обираються незмінними, шкалу потенціометрів  $R_3, R_4$  можна градуювати в герцах. Якщо при

настройці схеми не виконується рівність  $R_3 = R_4$ , для досягнення рівноваги схеми користуються потенціометром  $R_p \in (0,01 - 0,02)R_2$ .

Мостові частотоміри застосовують для вимірювань частот в діапазоні від десятків герц до сотень кГц. Похибка вимірювання становить 0,5-1 %.

## 2. КОНТРОЛЬНІ ЗАПИТАННЯ

1. Дайте визначення частоти періодичних коливань.
2. Поясніть принцип дії аналогових конденсаторних частотомірів.
3. Які основні чинники, впливають на похибку вимірювання конденсаторних частотомірів?
4. Який принцип дії частотомірів на основі гетеродинного методу вимірювання частоти.
5. Поясніть принцип дії резонансних частотомірів.
6. Дайте пояснення схеми, рівняння рівноваги та методики вимірювання частоти за допомогою мостового частотоміра.

## Лекція 14

### 1. ЕЛЕКТРОННО-ПРОМЕНЕВИЙ ОСЦИЛОГРАФ

#### Загальні положення

Електронні осцилографи призначені для візуального спостереження електричних процесів і вимірювання їх параметрів. Вони мають великий вхідний опір, високу чутливість, малу інерційність.

Електронний осцилограф має пристрої, що забезпечують відхилення променя електронно-променевої трубки (ЕПТ) досліджуваним сигналом у вертикальному напрямку  $Y$ , і розгортання променя в часі в горизонтальному напрямку  $X$ . Досліджуваний процес відтворюється ЕПТ у вигляді траєкторії руху променя по екрану. Структурна схема електронного осцилографа, призначеного для спостереження безперервних і імпульсних часових процесів у прямокутній системі координат, зображена на рис.14.1. Напрямок досліджуваного процесу подається на вхід каналу вертикального

відхилення. Цей канал містить подільник напруги для послаблення великих сигналів з метою формування зручного для аналізу зображення на екрані ЕПТ. З цією ж метою слабкі сигнали підсилюються в ширококутовому підсилювачі і подаються на вертикально відхиляючі пластини ЕПТ. Таким чином, підсилювач і дільник напруги дозволяють розширити діапазон амплітуд досліджуваних сигналів.

Для розгортання досліджуваного процесу в часі (по горизонтальній осі) на відхиляючі пластини X трубки подається пилкоподібна напруга з каналу горизонтального відхилення променя. Цей канал містить елементи, які формують напругу, що лінійно змінюється в часі, і відхиляє електронний промінь трубки в горизонтальному напрямі з необхідною швидкістю і періодичністю. При здійсненні лінійного руху електронного променя по горизонтальній осі з постійною швидкістю (а по вертикальній осі його відхилення пропорційне досліджуваній напрузі) на екрані ЕПТ електронний промінь рухається за законом зміни цієї напруги в часі. У загальному випадку на екрані можна спостерігати будь-яку залежність  $y = f(t)$ , якщо забезпечити відхилення променя по горизонталі пропорційно величині  $t$ , а по вертикалі – пропорційно величині  $y$ . Зображення, що спостерігається на екрані, називають *осцилограмою*.

Під час дослідження безперервних гармонійних і імпульсних сигналів з малою шпаруватістю застосовується синхронна періодична розгортка, яку часто називають лінійною безперервною розгорткою. Для цього перемикач  $S_3$  на структурній схемі рис. 1 встановлюється в положення 1. Генератор безперервної розгортки виробляє пилкоподібну напругу з періодом  $T_p$  (рис.14.2).

Частина періоду розгортки  $T_{пр}$  (рис.14.2,а) відповідає прямому ходу променя з крайнього лівого положення на екрані в крайнє праве. За час  $T_{зв}$  промінь робить зворотний хід, тобто швидко повертається у початкове положення. Цей процес періодично повторюється. На практиці виконується умова  $T_{зв} \ll T_{пр}$  (зазвичай  $T_{зв} \approx 0,15 T_p$ ).

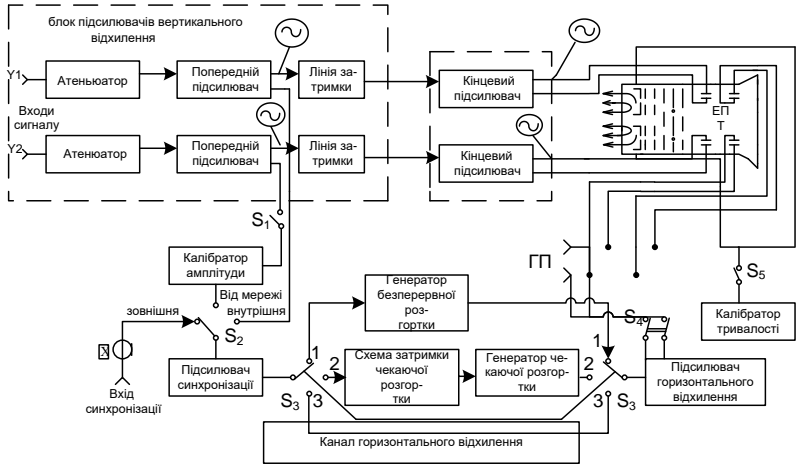


Рис.7.1

Незважаючи на те, що яскравість лінії зворотного ходу променя на екрані невелика (внаслідок великої швидкості розгортки), вона заважає спостереженню зображення сигналу. Тому лінію зворотного ходу розгортки усувають шляхом подачі на керуючий електрод трубки запираючого негативного імпульсу тривалістю  $T_{ЗВ}$ .

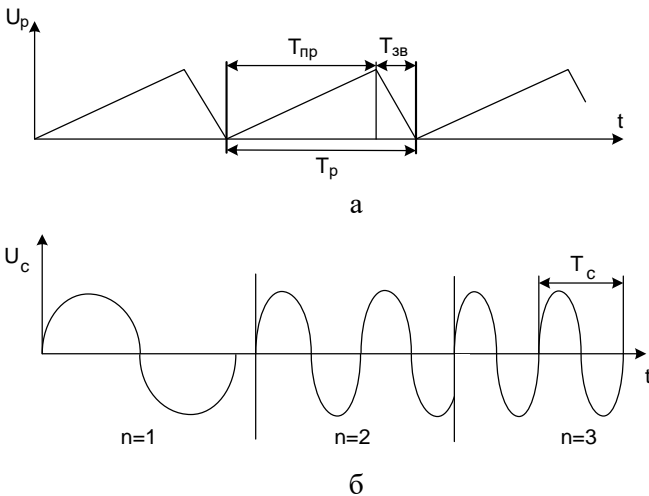


Рис.14.2

Якщо добуток амплітуди розгортки  $U_p$  на чутливість трубки  $h_T$  більше чи дорівнює її діаметру  $D$ , то напруга розгортки  $u_p(t)$  може підводитися безпосередньо до пластин горизонтального відхилення. Якщо  $U_p h_T < D$  напруга розгортки підводиться до відхиляючих пластин через підсилювач каналу горизонтального відхилення (регулюванням підсилення можна отримати необхідний розмір розгортки на екрані трубки).

Для синхронізації розгортки (одержання на екрані нерухомого зображення) необхідно виконати умову

$$T_p = nT_c, \quad n = 1, 2, 3, \dots, \quad (14.1)$$

де  $T_c$  – період досліджуваного сигналу.

З метою одержання достатньо детального осцилографічного зображення сигналу доцільно обирати число  $1 \leq n \leq 3$ . При цьому на екрані можна спостерігати один, два чи три періоди досліджуваного процесу. Виконання цих умов досягається установкою необхідної частоти генератора розгортки.

Внаслідок нестабільності періодів  $T_p$  і  $T_c$  синхронізація може періодично порушуватися. Для виключення цього явища застосовують примусову синхронізацію від самого сигналу, частина якого подається з підсилювача вертикального відхилення на підсилювач синхросигналів («Внутрішня синхронізація») чи від іншого джерела сигналу («Зовнішня синхронізація»). Напруга синхронізації ефективно впливає на генератор безперервної розгортки тільки у визначеному діапазоні амплітуд, тому його подають через підсилювач синхронізації з регульованим рівнем підсилення.

Лінійна безперервна розгортка не дозволяє спостерігати однократні процеси. При дослідженні імпульсних процесів з великою шпаруватістю вона виявляється малоефективною, оскільки значна частина розгортки не використовується. Зображення імпульсу на екрані осцилографа виходить надто стиснутим по горизонтальній осі. Для дослідження форми однократних, неперіодичних і імпульсних процесів з великою шпаруватістю застосовується чекальна розгортка. Перемикач  $S_3$  на структурній схемі (рис.14.1) встановлюється в положення 2. Генератор чекальної

розгортки постійно знаходиться в загальмованому режимі, очікуючи надходження досліджуваного сигналу.

Запуск розгортки здійснюється імпульсом  $u_3$  відповідним передньому фронту сигналу (рис. 14.3).

Генератор розгортки виробляє одиничний імпульс пилкоподібної напруги, тривалість якого  $\tau_p$  трохи перевищує тривалість сигналу  $\tau_c$ . Тому зображення сигналу виходить розтягнутим майже на весь екран, що забезпечує високу детальність аналізу. Для дослідження переднього фронту сигналу він може затримуватися відносно

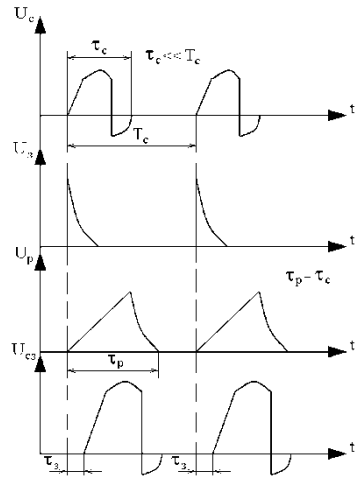


Рис.14.3

запускаючого імпульсу у схемі затримки каналу вертикального відхилення на час  $\tau_3$ . Детальний перегляд необхідних ділянок сигналу може здійснюватися за допомогою схеми затримки чекальної розгортки.

Для керування відхиленням променя по горизонталі від зовнішнього сигналу перемикач  $S_3$  на рис.14.1 встановлюються в положення 3. У цьому випадку генератори розгортки відключаються, а підсилювач сигналів синхронізації використовується як попередній підсилювач каналу горизонтального відхилення.

Вимірювання амплітуди електричних процесів зазвичай здійснюється методом порівняння зображень досліджуваного сигналу і каліброваної напруги на екрані осцилографа. Джерела каліброваної напруги в осцилографі називають калібраторами амплітуди. Для виміру часових інтервалів застосовують пристрої, що виробляють серію імпульсів зі стабільним періодом слідування – калібратори тривалості.

Канал керування яскравістю і фокусуванням ЕПТ в деяких осцилографі містить автономний підсилювач із входом Z, до якого підводяться сигнали для модуляції яскравості світіння екрана.

Модуляція яскравості електронного променя розширює можливості осцилографа у вимірюванні параметрів досліджуваних процесів.

Вибір осцилографа і режиму його роботи для виконання необхідних досліджень здійснюється на основі аналізу основних характеристик, що визначаються технічними особливостями побудови його функціональних вузлів.

Як індикатори осцилографів використовуються ЕПТ з електричним керуванням і фокусуванням. Екрани осцилографічних трубок у більшості випадків мають зелене світіння, що відповідає високій чутливості ока людини. Візуальне спостереження осцилограм в умовах великої освітленості краще робити на екрані з жовтогарячим світінням люмінофора. Для фотографування осцилограм застосовуються трубки, екрани яких мають синє світіння.

Усі люмінофори мають властивість післясвітіння. Це обумовлено тим, що світіння в даній точці екрана спостерігається певний час і після припинення впливу на екран електронного променя. У більшості осцилографів застосовуються трубки з екранами, що мають середній час післясвітіння порядку десятих часток секунди.

Для спостереження однократних, дуже повільних і рідко повторюваних процесів використовуються трубки з екранами тривалого післясвітіння (кілька секунд). Тривалість післясвітіння, яка сприймається спостерігачем, залежить від зовнішньої освітленості.

Яскравість світіння екрана залежить від властивості речовини люмінофора. Для кожної електронно-променевої трубки задається найвища границя яскравості, обумовлена значенням струму променя, при перевищенні якого відбувається пропалювання екрана. Яскравість світіння екрана більше в трубках з металізованим екраном.

Стале значення яскравості світіння досягається через певний час після збудження екрана. Наростання яскравості відбувається майже за експоненційним законом

$$B(t) = B \left[ 1 - \exp\left(-\frac{t}{\tau_1}\right) \right], \quad (14.2)$$

де  $t$  – час збудження екрана електронним потоком;  $\tau_1$  – стала часу екрану для  $t \rightarrow \infty$ , що залежить від властивостей люмінофора,  $B$  – яскравість.

Під час спостереження досліджуваного процесу електронний промінь зазвичай рухається по екрану із змінною швидкістю, тому час перебування його в різних точках, а отже і яскравість світіння буде різною. Наприклад, якщо складові швидкості руху електронного променя по осях  $x$  та  $y$  відповідно дорівнюють  $V_x$  та  $V_y$ , то час збудження точок екрана визначається за виразом

$$t_s = \frac{d}{\sqrt{V_x^2 + V_y^2}}, \quad (14.3)$$

де  $d$  – діаметр світлової плями електронного променя на екрані.

В електронних осцилографах зазвичай  $V_x = \text{const}$ , отже, яскравість світіння тих ділянок екрана, де  $V_y$  більше, порівняно нижча, ніж яскравість світіння ділянок з малою швидкістю  $V_y$ . Саме тому осцилограми імпульсних процесів характеризуються підвищеною яскравістю плоскої частини вершини імпульсу і зниженою яскравістю фронтів імпульсу.

Під чутливістю трубки розуміють значення зсуву  $H$  електронного променя на екрані, викликане напругою  $U=1\text{В}$ , підведеною до відхиляючих пластин. Вона залежить від конструкції трубки, режиму її роботи і при паралельному розташуванні відхиляючих пластин визначається за наближеною формулою

$$h_t = \frac{H}{U} \cong \frac{L \cdot l}{2d \cdot U_A}, \quad (14.4)$$

де  $l$  – довжина відхиляючих пластин;  $L$  – відстань від центра відхиляючих пластин, до екрана;  $d$  – відстань між пластинами;  $U_A$  – прискорююча напруга на другому аноді.

Чутливість трубки дозволяє знайти розмір зображення на екрані осцилографа при безпосередній подачі досліджуваної напруги на вертикально відхиляючі пластини:

$$H = h_y \cdot U. \quad (14.5)$$

Чутливість електронного осцилографа характеризується можливістю осцилографа досліджувати малі змінні напруги. Кількісно чутливість визначається відношенням довжини на екрані  $H$  до діючого значення  $U$  вхідної синусоїдальної напруги 1 В.



Чутливість каналу вертикального відхилення  $h$  пропорційна чутливості трубки і максимальному значенню коефіцієнта підсилення  $K_Y$  підсилювача:

$$h_Y = \frac{h_i K_Y}{1000}, \quad (14.6)$$

де  $h_i$  – чутливість ЕПТ по вертикальних пластинах, мм/В. Величину, зворотну чутливості, називають *коефіцієнтом відхилення*. При ослабленні вхідного атенюатора і зменшенні підсилення чутливість каналу вертикального відхилення знижується у порівнянні з максимальним значенням, зазначеним у паспорті приладу.

Вибір режиму роботи підсилювачів вертикального відхилення здійснюється з урахуванням наступних міркувань.

Відкритий вхід “ $\cong$ ” призначений для дослідження процесів, що містять у своєму спектрі постійну складову чи компоненти з низькими частотами.

Закритий вхід “ $\sim$ ” призначений для дослідження електричних процесів, що не містять у своєму спектрі складових з низькими частотами, або для відокремлення постійної складової.

При перемиканні перемикача входу в положення “ $\perp$ ” підсилювач вертикального відхилення (ПВВ) відключається від вхідного гнізда і закорочується на корпус.

Установка необхідної амплітуди вхідного сигналу на екрані ЕПТ виконується вхідними атенюаторами. Вони позначені на передній панелі осцилографа ВОЛЬТ/ДЕЛ. Точне значення коефіцієнтів відхилення підсилювачів вертикального відхилення, має місце лише при крайньому правому положенні ручок УСИЛ.ПЛАВНО (потенціометри УСИЛ.ПЛАВНО мають у правому положенні механічну фіксацію).

Вхідні ланцюги забезпечують захист підсилювачів відхиляючих пластин від перевантажень і послабляють зворотний вплив осцилографа на досліджувану схему. Для цього застосовують атенюатори і повторювачі, що мають великий вхідний опір і мале значення вхідної ємності. Активна складова вхідного опору знаходиться в межах 0,5-10 МОм. Вхідна ємність осцилографів залежить головним чином від монтажу вхідних ланцюгів і знаходиться в межах 30-50 пФ.

Зменшення напруги в області низьких частот здійснюється резистивним подільником напруги. В області високих частот поділ напруги відбувається за допомогою ємнісних подільників. Ємності конденсаторів подільника більші ніж паразитні ємності, тому коефіцієнт ділення досить стабільний (відносна похибка коефіцієнту передачі менша  $\pm 10\%$ ). У випадку дослідження ланцюгів надвисокої частоти передбачається підключення до вхідних клем осцилографа опору 50 чи 75 Ом для узгодження входу осцилографа з хвильовим опором сполучного кабелю.

Сучасні осцилографи застосовують для спостереження електричних процесів у широкому частотному діапазоні, тому їхні підсилювачі мають досить широку смугу пропускання. Ширококутові підсилювачі вертикального відхилення звичайно виконуються за схемою багатокаскадного підсилювача на резисторах з корекцією по високій та низькій частотах. Амплітудно-частотна характеристика таких підсилювачів досить рівномірна в смузі від одиниць герц до одиниць мегагерц. Розширення смуги пропускання понад ці значення здійснюється за допомогою підсилювальних схем зі складною корекцією. В осцилографах, призначених для дослідження дуже повільних процесів, застосовують підсилювачі постійного струму.

В каналах горизонтальної розгортки застосовують переважно генератори безперервної розгортки на транзисторах, що мають високу стабільність амплітуди і частоти пилкоподібних коливань і можуть працювати в широкому діапазоні частот. Вони являють собою різні варіанти несиметричних мультівібраторів.

Для неспотвореного відтворення досліджуваних сигналів на екрані осцилографа і зменшення похибки при вимірі параметрів пилкоподібна напруга повинна мати високий ступінь лінійності. Відхилення від лінійного закону оцінюється коефіцієнтом нелінійності розгортання. У сучасних осцилографах значення коефіцієнта нелінійності розгортки  $\sim 5\%$ . Крім високої лінійності пилкоподібна напруга повинна мати велику крутість ділянки, що викликає зворотний хід променя, і достатню амплітуду для відхилення променя на весь екран. Для підсилення пилкоподібної напруги використовується підсилювач горизонтального відхилення. У генераторах розгортки передбачається можливість східчастого і плавного регулювання частоти розгортки в широких межах. Будь-

який генератор безперервної розгортки може бути переведений у режим чекальної розгортки зміною режиму його роботи. Тому в осцилографах схеми генераторів безперервної і чекальної розгортки часто сполучають. З приходом імпульсу запуску генератор чекальної розгортки виробляє імпульси пилкоподібної напруги, тривалість яких має фіксовані значення.

Схема синхронізації розгортки складається з підсилювача синхронізуючих сигналів, каскаду зміни полярності і перемикача полярності. Синхронізація призначена для одержання на екрані стійкого (нерухомого) зображення.

Для забезпечення цієї умови в режимі примусової внутрішньої синхронізації частина досліджуваного сигналу підводиться до генератора розгортки і керує його роботою по частоті. Синхронізація може здійснюватися на основній чи кратній частоті досліджуваного сигналу. При збільшенні напруги синхронізації амплітуда пилкоподібної напруги, а отже, і розмір відповідної горизонтальної лінії розгортки на екрані зменшуються. Велика амплітуда синхронізації може стати причиною спотворення форми розгортки, якщо кожному періоду досліджуваного сигналу буде відповідати кілька періодів розгортки різних амплітуд і тривалостей. Крім того, збільшення амплітуди приводить до зниження кратності синхронізації.

При малій амплітуді величина пилкоподібної напруги і кратність синхронізації зростають, однак синхронізація стає нестійкою, що спричиняє стрибкоподібну зміну кратності синхронізації. Оптимальне значення амплітуди синхронізації знаходиться в межах від десятих часток вольт до кількох десятків вольт в залежності від схеми генератора розгортки. Для одержання таких значень амплітуд в осцилографах застосовують підсилювачі синхронізуючих сигналів із плавним регулюванням підсилення. Якщо синхронізація здійснюється імпульсами, то необхідно забезпечити режим, при якому на генератор розгортки впливають сигнали однієї полярності. З цією метою застосовують керований каскад зміни полярності синхронізуючих сигналів.

Крім досліджуваного сигналу, для синхронізації генератора розгортки можна використовувати зовнішні сигнали, що підводяться до клем «Зовнішня синхронізація» чи до входу каналу горизонтального відхилення.

Для виявлення фону змінного струму промислової частоти, накладеного на зображення досліджуваного сигналу, іноді застосовують синхронізацію сигналами частотою 50 Гц, що формуються силовим трансформатором чи калібратором амплітуди. У цьому режимі досліджуються напруги, зв'язані з частотою мережі, наприклад пульсації блоків живлення, випрямлячів і т.п.

### **Вимірювання часових параметрів сигналів**

Вимірювання тривалості імпульсів і інших часових параметрів досліджуваних процесів у режимі чекальної розгортки здійснюється за допомогою спеціальних пристроїв – калібраторів часових інтервалів. Калібратори виробляють послідовність імпульсів визначеного періоду, що подаються на керувальний електрод чи катод ЕПТ і створюють на екрані калібраційні мітки. З метою підвищення точності забезпечують високу стабільність частоти калібраційних імпульсів і їх нерухоме положення на екрані для багатьох періодів розгортки. В якості калібатора застосовують генератор синусоїдальних коливань з контуром ударного збудження в ланцюзі катода. Генератор запускається одночасно з розгорткою загальним імпульсом, завдяки чому досягається необхідна синхронізація і сталість положення міток на екрані.

Розширення меж вимірювання і підвищення точності відліку досягається зміною масштабу шкали міток. З цією метою в генераторах застосовують кілька контурів, побудованих на різних частотах. Ціна мітки, зручна для виконання необхідних вимірювань, вибирається переключенням контурів. У деяких осцилографах часові інтервали вимірюються за допомогою каліброваної по тривалості розгортки.

### **Вимірювання амплітуди сигналів**

Вимірювання амплітуди досліджуваного сигналу здійснюється методом порівняння з відомим значенням каліброваного сигналу. Для цього в осцилографах застосовуються джерела каліброваних напруг. Найпростіший калібратор амплітуди являє собою джерело стабілізованої напруги синусоїдальних коливань частотою 50 Гц. Для стабілізації напруги застосовується незрівноважена мостова схема на резисторах, що живиться від силового трансформатора осцилографа. У два протилежних плеча моста включають нелінійні

елементи, наприклад лампи розжарювання. За допомогою потенціометра, що включається в діагональ моста, встановлюється необхідний рівень напруги. Калібрована напруга подається на підсилювач вертикального відхилення для порівняння з амплітудою досліджуваного сигналу на екрані осцилографа.

Одночасне спостереження декількох синхронних чи взаємозалежних електричних процесів прискорює дослідження радіоланцюгів, дозволяє зробити нові якісні і кількісні висновки. Одночасне спостереження декількох осцилограм на екрані ЕПТ здійснюється двома способами: підключенням до звичайного однопроменевого осцилографа спеціальної приставки – електронного комутатора, або застосуванням двопробевого чи багатопробевого осцилографа.

### **Характеристики досліджуваного осцилографа**

Двопробевий осцилограф С1-96 має такі технічні характеристики:

- мінімальна похибка вимірювання амплітуди прямокутних імпульсів не перевищує  $\pm 4\%$ ;
- максимальна похибка вимірювання часових інтервалів не перевищує  $\pm 5\%$ ;
- основна похибка коефіцієнта відхилення не більше  $\pm 3\%$ ;
- час наростання перехідної характеристики не перевищує 35 нс, викид на перехідній характеристиці не перевищує 4%;
- час встановлення перехідної характеристики не перевищує 100 нс;
- нерівномірність вершини перехідної характеристики не перевищує 2%;
- спад вершини перехідної характеристики за час 5 мс при закритому вході не перевищує 10%.

Нестабільність положення променів характеризується наступними параметрами:

1) довгостроковий дрейф не більше 0,4мВ/год після годинного прогріву;

2) короткочасовий дрейф протягом 1 хвилини не більше 0,05В;

3) зсув через зміну напруги живлення не більший 0,2 мВ.

Періодичні і випадкові відхилення променя не перевищують

0,1 мВ.

Параметри вхідних ланцюгів осцилографа становлять:

1) канали вертикального відхилення: при безпосередньому вході - вхідний активний опір ( $1 \pm 0,02$ ) МОм, вхідна ємність ( $25 \pm 2,5$ ) пФ;

з виносним подільником 1:10 – вхідний активний опір ( $10 \pm 0,2$ ) МОм, вхідна ємність не більше 12 пФ;

2) входи зовнішньої синхронізації (підсилювач горизонтального відхилення):

вхідний активний опір не менший 50 кОм для входу 1:1 і не менший 500 кОм для входу 1:10;

вхідна ємність не більша 25 пФ;

3) вхід z:

вхідний активний опір не менше 50 кОм;

вхідна ємність не більший 120 пФ.

Допустиме сумарне значення постійної і змінної напруги при закритих входах не більше 400 В.

Коефіцієнт розв'язки між каналами вертикального відхилення для синусоїдальної напруги частотою до 10 МГц не менший 10000.

Розгортка може працювати в автоколивальному, чекальному й однократному режимах.

Коефіцієнт розгортки встановлюється ступенями від 0,2 мкс/под до 100 мс/под відповідно ряду чисел 1,2,5 (18 фіксованих положень). Плавне регулювання коефіцієнта розгортання здійснюється до значення, що не менше ніж у 2,5 рази відрізняється від каліброваного значення.

В осцилографі є п'ятикратна розтяжка розгортки.

Основна похибка коефіцієнта розгортки не більша  $\pm 4\%$ , а при використанні розтяжки в 5 разів - не більша  $\pm 7\%$ , похибка коефіцієнтів розгортки на діапазонах 40 і 100 нс/под. – не більша  $\pm 15\%$ .

Несинхронність розгортки не перевищує 0,1 поділки (1,2 мм).

Межі переміщення променів по горизонталі забезпечують установку початку і кінця робочої частини лінії розгортки із серединою шкали екрана ЕПТ (5 поділок вліво і вправо від початку робочої частини розгортки).

Параметри підсилювача горизонтального відхилення:

1) мінімальний коефіцієнт відхилення не більший 1В/под.;

2) смуга пропускання не менша 20 Гц– 1 МГц.

В осцилографі забезпечується внутрішня і зовнішня синхронізація. Синхронізація здійснюється в діапазоні частот від 3 Гц до 10 МГц імпульсами обох полярностей тривалістю від 0,1 мкс і більше.

Нестабільність синхронізації не перевищує 8 нс.

Мінімальний рівень зображення при внутрішній синхронізації не перевищує 0,8 поділки, мінімальний рівень амплітуди сигналів при зовнішній синхронізації не більший 0,3 В.

Максимальний рівень зображення при внутрішній синхронізації не менший 8 поділок, максимальний рівень амплітуди сигналів при зовнішній синхронізації не більший 3В.

При закритому вході синхронізації нижня межа діапазону частот синхронізації не більша 200 Гц.

Калібратор амплітуди і часових інтервалів видає калібровану напругу у вигляді імпульсів прямокутної форми амплітудою 0,06;0,6;6В з похибкою не більше  $\pm 1\%$  і частотою 1 кГц із похибкою не більше  $\pm 1\%$ . Ці імпульси використовуються для калібрування підсилення підсилювачів вертикального відхилення, компенсації виносних подільників і для калібрування коефіцієнта розгортки.

Осцилограф має вихід пилкоподібної напруги амплітудою 3-6 В на навантаженні 10 кОм з ємністю не більше 40 пФ.

Модуляція яскравості променя каналу “У1” забезпечується при подачі на гніздо “Z” сигналу позитивної полярності амплітудою від 0,5 до 5 В діапазону частот від 20 Гц до 3 МГц.

## 2. КОНТРОЛЬНІ ЗАПИТАННЯ

1. Назвіть параметри, якими характеризується послідовність відеоімпульсів.
2. Як за осцилограмами послідовності відеоімпульсів визначити їх параметри?
3. Якою повинна бути тривалість розгортки осцилографа при дослідженні імпульсу тривалістю 1 мкс?
4. В чому полягає і для чого застосовується синхронізація в осцилографах? Як відбувається процес синхронізації в осцилографі?
5. Поясніть процес розгортки зображення в осцилографі.

6. Які чинники впливають на яскравість світіння екрану осцилографа?
7. Як відбувається вимірювання амплітуди досліджуваного сигналу за допомогою осцилографа?
8. Як відбувається калібрування осцилографа і як часто потрібно калібрувати осцилограф?
9. Назвіть способи вимірювання частоти, амплітуди, зсуву фаз за допомогою осцилографа.



## ЗАДАЧІ ДЛЯ САМОКОНТРОЛЮ

1. Виміряти напругу  $U \approx 5\text{В}$ . Для цього можна використати один з двох вольтметрів з такими характеристиками:

- класу 1,5,  $U_{\text{ном}}=10\text{ В}$ ;
- класу 0,5,  $U_{\text{ном}}=30\text{ В}$ ;

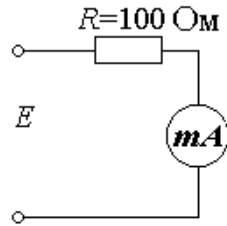
Виберіть прилад, що забезпечує мінімальну відносну похибку вимірювання.

2. Виміряти струм  $I \approx 4\text{ мА}$ . Для цього можна використати один з двох амперметрів з такими характеристиками:

- міліамперметр кл. 1,0,  $I_{\text{ном}}=10\text{ мА}$ ;
- міліамперметр кл. 2,5,  $I_{\text{ном}}=5\text{ мА}$ .

Виберіть прилад, що забезпечує мінімальну відносну похибку вимірювання.

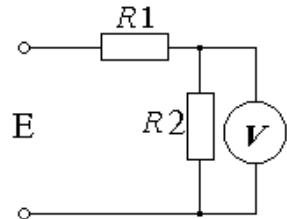
3. В електричний ланцюг (див. схему) включено міліамперметр кл. 1,5 з внутрішнім опором  $r_{\text{п}}=2\text{ Ом}$  та струмом повного відхилення  $I_{\text{н}}=100\text{мА}$ . Показання приладу –  $90\text{мА}$ . Визначіть похибку від взаємодії, відносну та сумарну похибки вимірювання.



4. Визначіть відносну похибку підключення вольтметра  $\gamma_{\text{п}}$  при вимірюванні напруги в наведеній схемі з такими резисторами:

- $R_1 = 50\text{ Ом}$ ;
- $R_2 = 10\text{ Ом}$ .

Внутрішній опір вольтметра  $R_{\text{V}} = 100\text{ Ом}$ . Знайти значення додаткового опору  $R_{\text{д}}$ , при якому забезпечується  $\gamma_{\text{п}} \leq 5\%$ .

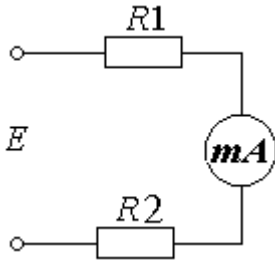


5. Під час перевірки міліамперметра кл.1,0 з  $I_{\text{ном}} = 100\text{ мА}$  в точках шкали 20, 40, 60, 80, 100 мА отримано відповідно такі значення: 20,1; 40,9; 61,1; 80,1; 99,9 мА.

Визначіть, чи зберігається клас точності приладу.

6. Під час перевірки вольтамперметра кл. 1,0 з  $U_{\text{ном}} = 5 \text{ В}$  в точках шкали 1; 2; 3; 4; 5 В отримано відповідно такі значення: 1,02; 2,08; 3,10; 4,06; 4,95 В.

Перевірте, чи зберігається клас точності приладу.



7. З двох міліамперметрів виберіть прилад, що забезпечує найменшу сумарну відносну похибку вимірювання в ланцюзі  $R1=1 \text{ кОм}$ ,  $R2=500 \text{ Ом}$ .

Характеристики приладів:

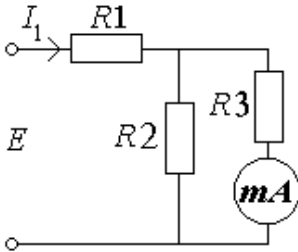
– міліамперметр кл.1,0;  $r_n=20 \text{ Ом}$ ;

$I_{\text{ном}} = 100 \text{ mA}$ ;

– міліамперметр кл. 2,5;  $r_n=50 \text{ Ом}$ ;

$I_{\text{ном}} = 50 \text{ mA}$ .

Показання приладу  $I_x \cong 25 \text{ mA}$ .



8. Визначіть струм  $I_1$ , який протікає через резистор  $R1$  за результатами вимірювання струму, що протікає через  $R3$ . Параметри електричного ланцюга:  $R1 = 10 \text{ кОм}$ ,  $R2 = 10 \text{ кОм}$ ,  $R3 = 20 \text{ кОм}$ . Для вимірювання

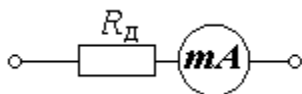
застосовано

міліамперметр кл. 1,0 з номінальним струмом  $I_{\text{ном}} = 100 \text{ mA}$ , та внутрішнім

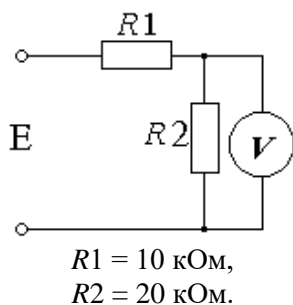
опором  $r_n = 100 \text{ Ом}$ . Показання приладу – 60 mA. Визначіть

похибку підключення приладу  $\gamma_n$  при вимірюванні струму.

9. Складіть схему вольтметра для вимірювання постійної напруги в діапазоні від нуля до 10 В, використовуючи міліамперметр магнітоелектричної системи з внутрішнім опором  $r_n = 10 \text{ Ом}$ , струмом повного відхилення  $I_{\text{ном}} = 50 \text{ mA}$  та класом точності 1,0. Шкала приладу має 50 поділок. Обчисліть додатковий резистор, ціну поділки вольтметра та температурну похибку  $\gamma_t$ , якщо температурний коефіцієнт опору матеріалу рамки приладу  $\beta = 4 \%$  на  $10 \text{ }^\circ\text{C}$ .



10. Вольтметр для вимірювання постійної напруги з номінальною напругою  $U_{\text{ном}} = 10\text{В}$  побудовано за наведеною схемою. Використовується міліамперметр кл. 0,5 з номінальним струмом  $I_{\text{ном}} = 100\text{ мА}$  та внутрішнім опором  $r_n = 20\text{ Ом}$ . Визначить  $R_d$  та клас точності вольтметра.

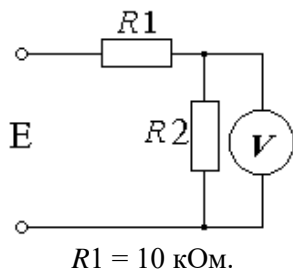


11. З двох вольтметрів, які мають характеристики:

– кл.1,0;  $U_{\text{ном}}=10\text{В}; r_V = 100\text{ кОм};$

– кл.1,5;  $U_{\text{ном}}=5\text{В}; r_V = 150\text{ кОм}$

виберіть прилад, що забезпечує найменшу сумарну відносну похибку вимірювання у наведеній схемі. Показання вольтметра - 4 В.



12. Падіння напруги на резисторі  $R2 = 5\text{ кОм}$  в наведеній схемі вимірюється вольтметром класу 1,0 з внутрішнім опором  $r_n = 50\text{ кОм}$ . Показання приладу – 3,5 В. Визначить дійсне значення падіння напруги на  $R1$  (до підключення вольтметра) та похибку підключення при вимірюванні напруги на  $R2$ .

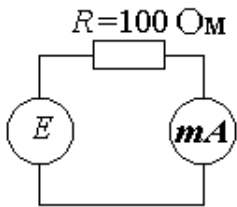


13. Необхідно виміряти повне падіння напруги на наведеній ділянці схеми з резисторами  $R1=4\text{ кОм}, R2 = 6,8\text{ кОм}$ . В наявності є два вольтметри з такими характеристиками:

– кл. 1,0;  $U_{\text{ном}} = 100\text{ В};$

– кл. 1,5;  $U_{\text{ном}} = 50\text{ В}.$

Струм в ланцюзі становить 10 мА. Виберіть схему підключення вольтметрів, яка забезпечує найменшу похибку вимірювання.



14. В наведеній схемі використано міліамперметр кл.1,0 з внутрішнім опором  $r_n = 2 \text{ Ом}$  та

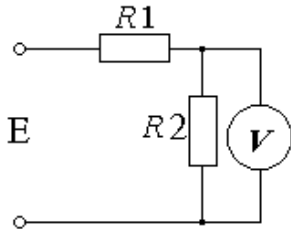
$I_{\text{ном}} = 50 \text{ мА}$ . Показання приладу – 49,5 мА. Визначить похибку підключення та сумарну похибку вимірювання струму, якщо внутрішній опір джерела напруги становить  $r_E = 2,5 \text{ Ом}$ .

15. Під час перевірки міліамперметра кл.1,0 з  $I_{\text{ном}} = 50 \text{ мА}$  в точках шкали 10; 20; 30; 40; 50 мА отримано відповідно такі значення: 10,1; 20,9; 29,9; 30,7; 49,9 мА.

Визначить, чи зберігається клас точності приладу.

16. Під час перевірки вольтамперметра кл. 1,5 з  $U_{\text{ном}} = 50 \text{ В}$  в точках шкали 10; 20; 30; 40; 50 В отримано відповідно такі значення: 10,5; 20,1; 29,6; 40,9; 49,9 В.

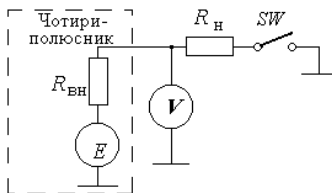
Перевірити, чи зберігається клас точності приладу.

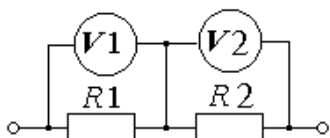


17. Визначить величину додаткового резистора, застосування якого в наведеній схемі дозволить зменшити похибку підключення при вимірюванні напруги до 1 %.

В наведеній схемі  $R1 = 10 \text{ кОм}$ ,  $R2 = 5 \text{ кОм}$ , внутрішній опір вольтметра – 100 кОм.

18. Визначить вихідний опір активного чотирьополосника за результатами виміру вихідної напруги в режимах холостого ходу та при навантаженні  $R_n = 500 \text{ Ом}$ . В експерименті застосовується вольтметр з внутрішнім опором  $r_V = 100 \text{ кОм}$ . Показання приладу:  $U_{\text{хх}} = 5 \text{ В}$ ,  $U_n = 4 \text{ В}$ .





19. Напряга на ділянці схеми вимірюється опосередкованим методом, як це показано на схемі. Для цього застосовуються два вольтметри  $V_1$  та  $V_2$ :

- кл. 1,5;  $U_{\text{ном}} = 5 \text{ В}$ ;
- кл. 1,0;  $U_{\text{ном}} = 20 \text{ В}$ .

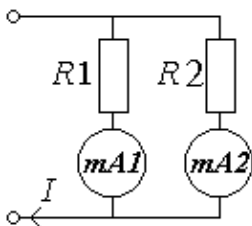
Показання приладів -  $U_1 = 4 \text{ В}$ ,  $U_2 = 6 \text{ В}$ .

Визначіть сумарну абсолютну та відносну похибки вимірювання напруги на ділянці схеми  $(R_1 + R_2)$ .

Примітка: сумарну абсолютну похибку визначіть як квадратний корінь з суми квадратів абсолютних похибок двох вимірювань напруг.

20. Повний струм  $I$  на ділянці схеми вимірюється непрямим методом за допомогою двох міліамперметрів  $mA_1$  та  $mA_2$  з такими характеристиками:

- кл. 1,0;  $I_{\text{ном}} = 10 \text{ мА}$ ;
- кл. 0,5;  $I_{\text{ном}} = 25 \text{ мА}$ .



Показання приладів відповідно 8 мА та 20 мА. Визначіть сумарну абсолютну та відносну похибки вимірювання. (див. примітку до задачі 19)

21. Побудуйте вольтметр для вимірювання напруги в діапазоні 0-10 В, застосовуючи для цього міліамперметр магнітоелектричної системи з внутрішнім опором 10 Ом, класу точності 1,0 та струмом повного відхилення 50 мА. Шкала приладу має 50 поділок. Визначіть величину додаткового резистора, ціну ділення вольтметра та його температурну похибку (температурний коефіцієнт опору матеріалу рамки приладу становить 4% на  $10\text{C}^\circ$ ).

## СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. АТАМАЛЯН Э.Г. Приборы и методы измерения электрических величин : Учеб. пособие. –М.: Высш. шк., 1982.-223с.
2. ВОЛОДАРСЬКИЙ Є.Т., КУХАРЧУК В.В., ПОДЖАРЕНКО В.О., СЕРДЮК Г.Б. Метрологічне забезпечення вимірювань та контролю. Навчальний посібник.-Вінниця: Велес, 2001.-219 с.
3. The Data Conversion Handbook, Edited by Walt Kester, Newnes, 2005, ISBN 0-7506-7841-0 Also published as Analog-Digital Conversion, Analog Devices, Inc. 2004, ISBN 0-916550-27-3
4. Op Amp Applications Handbook, Edited by Walt Jung, Published by Newnes/Elsevier, 2005, ISBN- 0-7506-7844-5 (Also published as Op Amp Applications, Analog Devices, 2002, ISBN-0-916550-26- 5)
5. Linear Circuit Design Handbook, Edited by Hank Zumbahlen, Published by Newnes/Elsevier, 2008, ISBN- 978-0-7506-8703-4 (Also published as Basic Linear Design, Analog Devices, 2007, ISBN-0-916550-28-1)
6. High Speed System Applications, Edited by Walt Kester, Analog Devices, 2006, ISBN-1-56619-909- 3
7. A Designer's Guide to Instrumentation Amplifiers, 3RD Edition, Lew Counts and Charles Kitchen, Analog Devices, 2006
8. ИЗМЕРЕНИЕ электрических и неэлектрических величин: Учебн. пособие для вузов./Н.Н. Евтихийев, Я.А. Купершмидт, В.Ф. Папуловский, В.Н. Скугоров.-М.: Энергоатомиздат, 1990.-352с.
9. КУЛИКОВСКИЙ К.Л. Методы и средства измерений.- М.:Энергоатомиздат, 1986.-517с.
10. МИРСКИЙ Г.Я. Электронные измерения.-М.: Радио и связь, 1986.-440с.
11. ОРНАТСКИЙ П.П. Автоматические измерения и приборы.- К.:Вища школа,1986.-558с.
12. ОРНАТСКИЙ П.П. Теоретические основы информационно-измерительной техники. -К.:Вища школа,1983.-455с.
13. ТЕОРЕТИЧНА метрологія. Навч.посібник/Упоряд.І.П. Захаров.-Харків: ХТУРЕ, 2000.-172с.

14. ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ измерения. Средства и методы измерений (общий курс). /Под ред Е.Г. Шрамкова.-М.:Высш. шк.,1972.-519с.
15. ДСТУ 2681-94. Метрологія. Терміни та визначення.
16. ГОСТ 8.009-84. ГСИ. Нормируемые метрологические характеристики средств измерений. Классы точности средств измерений. Общие требования. –М.: Изд-во стандартов, 1986.
17. ГОСТ 26.203-89. ГСИ. Комплексы измерительно-вычислительные.- М.: Изд-во стандартов, 1990.

## ДОДАТОК

### КЛАСИФІКАЦІЯ ЕЛЕКТРОННИХ ЗАСОБІВ ВИМІРЮВАННЯ

ГОСТ 15094-86 поділяє всі електронні засоби вимірювання за характером вимірювань та видом вимірювань на *підгрупи* (див. таблицю), які позначаються великими літерами алфавіту (російського). Наприклад, “В” – прилади для вимірювання напруги.

В підгрупах за функціями прилади поділяються на *види*. Види позначаються літерно-цифровими позначеннями. Наприклад, “В2” – прилад для вимірювання постійної напруги. Літера “К”, що додається до позначення виду, вказує на багатофункціональність приладу (тобто прилад з такою позначкою є комбінованим).

За сукупністю технічних характеристик та черговістю розробки прилади кожного виду поділяються на *типи*. Типи позначаються порядковими номерами після дефісу, що слідує після підгрупи та виду. Наприклад, “В1-18”.

Модернізовані моделі приладів позначаються літерами, що слідують за типом. Наприклад, “В3-55А”.

Особливості конструктивного виконання приладів з однаковими характеристиками позначаються цифрами, що ставляться після номера моделі через дріб. Наприклад, “1-18А/1”.

| Підгрупа                                | Вид | Найменування  |
|---|-----|---|
| А – прилади для вимірювання сили струму | А2  | Амперметри постійного струму                                      |
|   | А3  | Амперметри змінного струму  |
|   | А9  | Перетворювачі струму  |
| В – прилади для вимірювання напруги     | В1  | Установки, прилади для перевірки вольтметрів                      |
|   | В2  | Вольтметри постійної напруги                                      |
|   | В3  | Вольтметри змінної напруги  |
|   | В4  | Вольтметри імпульсної напруги                                     |
|   | В6  | Вольтметри селективні   |
|   | В7  | Вольтметри універсальні   |
|   | В8  | Вимірювачі відношення чи різниці напруг та нестабільності напруги |



| Підгрупа   | Вид | Найменування   |
|--|-----|--|
|  | В9  | Перетворювачі напруги  |
| Ч – прилади для вимірювання частоти та часу  | Ч1  | Мірила (стандарти) частоти та часу   |
|  | Ч2  | Частотоміри резонансні   |
|  | Ч3  | Частотоміри електронно-лічильні  |
|  | Ч5  | Перенощики частоти   |
|  | Ч5* | Перетворювачі, синхронізатори частоти  |
|  | Ч6* | Синтезатори, подільники, множники частоти  |
|  | Ч7  | Приймачі еталонних сигналів частоти, часу, компаратори частотні, фазові; синхрометри |
|  | Ч9  | Перетворювачі частоти  |
| Ф – прилади вимірювання різниці фаз та групового часу запізнювання (ГЧЗ)             | Ф1* | Установки, прилади для перевірки вимірювачів різниці фаз та ГЧЗ                      |
|  | Ф2  | Вимірювачі різниці фаз   |
|  | Ф4  | Вимірювачі ГЧЗ   |
|  | Ф5  | Вимірювачі різниці фаз імпульсні   |
| И – прилади для імпульсних вимірювань  | И1* | Установки, прилади для перевірки приладів для імпульсних вимірювань                  |
|  | И2* | Вимірювачі часових інтервалів  |
|  | И4  | Вимірювачі параметрів імпульсів  |
|  | И9  | Перетворювачі імпульсних сигналів  |
| С – прилади для спостереження, вимірювання та дослідження форми сигналів та спектрів | С1  | Осцилографи  |
|  | С2* | Вимірювачі   |
|  | С3  | Вимірювачі модуляції   |
|  | С4  | Аналізатори спектрів   |
|  | С6  | Вимірювачі коефіцієнта гармонік  |
|  | С7  | Осцилографи стробоскопічні швидкісні   |
|  | С8  | Осцилографи запам'ятовуючі   |
|  | С9* | Осцилографи спеціальні   |
| Ц – аналізатори потоку цифрових даних  | Ц2  | Аналізатори логічних станів та часових діаграм                                       |
|  | Ц3  | Аналізатори сигнатур   |

| Підгрупа  | Вид       | Найменування  |
|---|-----------|---|
| У – підсилювачі вимірювальні  | Ц4        | Аналізатори кодових послідовностей  |
|   | У2        | Підсилювачі селективні  |
|   | У3        | Підсилювачі змінної напруги   |
|   | У4*       | Підсилювачі низькочастотні  |
|   | У5        | Підсилювачі постійної напруги   |
|   | У6        | Підсилювачі потужності  |
|   | У7*       | Підсилювачі універсальні  |
| М – прилади для вимірювання потужності  | М1*       | Установки, прилади для перевірки ваттметрів   |
|   | М2<br>М3* | Ваттметри прохідної потужності<br>Ваттметри поглиненої потужності   |
|   | М5*       | Перетворювачі приймальні (головки)  |
| П – прилади для вимірювання напруженості поля, щільності потоку енергії, радіозавад та параметрів антен | П1*       | Установки, прилади для перевірки приладів, що вимірюють напруженість поля, щільність потоку енергії та радіозавад |
|   | П3        | Вимірювачі напруженості електромагнітного поля  |
|   | П4        | Вимірювачі радіозавад   |
|   | П5        | Приймачі вимірювальні   |
|   | П6        | Анени вимірювальні  |
|   | П7        | Вимірювачі параметрів антен   |
| Е – прилади для вимірювання параметрів компонентів та ланцюгів з зосередженими сталими                  | Е1*       | Установки, прилади для перевірки вимірювачів параметрів компонентів та ланцюгів                                   |
|   | Е3        | Вимірювачі індуктивності  |
| Р – прилади для вимірювання параметрів елементів та трактів з розподіленими постійними                  | Р1        | Лінії вимірювальні  |
|   | Р2        | Вимірювачі модулів коефіцієнтів передачі та відбиття  |
|   | Р3*       | Вимірювачі повних опорів  |
|   | Р4        | Вимірювачі комплексних коефіцієнтів передачі та відбиття  |
|   | Р5        | Вимірювачі параметрів ліній передачі  |
| Л – прилади для вимірювання параметрів електровакуумних,  | Л2        | Вимірювачі параметрів напівпровідникових приладів та інтегральних мікросхем                                       |

| Підгрупа   | Вид | Найменування   |
|--|-----|--|
| напівпровідникових приладів та інтегральних мікросхем        | ЛЗ* | Вимірювачі параметрів електровакуумних приладів  |
|  | Л4  | Вимірювачі шумових параметрів напівпровідникових приладів  |
| Х – прилади для спостереження характеристик радіопристроїв   | Х1  | Прилади для спостереження амплітудно-частотних характеристик   |
|  | Х2* | Прилади для дослідження переходних характеристик   |
|  | Х3  | Прилади для дослідження фазо-частотних характеристик   |
|  | Х5  | Вимірювачі характеристик шуму  |
|  | Х6  | Прилади для дослідження ймовірносних характеристик випадкових процесів                                 |
| Д – прилади для вимірювання послаблення                      | Д1  | Прилади для вимірювання послаблення  |
|  | Д2* | Атенюатори резисторні, ємнісні   |
|  | Д3* | Атенюатори поляризаційні   |
|  | Д4* | Атенюатори граничні  |
|  | Д5* | Атенюатори поглинаючі  |
|  | Д6* | Атенюатори електричні керовані   |
|  | Д8* | Вимірювачі послаблень  |
| Э* - вимірювальні пристрої коаксиальних та хвильових трактів | Э1* | Трансформатори   |
|  | Э2* | Переходи, з'єднувачі   |
|  | Э3* | Перемикачі   |
|  | Э4* | Модулятори   |
|  | Э5* | Спрямовані видгалужувачі   |
|  | Э6* | Вентилі феритні  |
|  | Э7* | Головки детекторні   |
|  | Э7* | Головки змішувальні  |
|  | Э8* | Фільтри  |
|  | Э9* | Навантаження   |
| Н – мірила електричних величин                               | Н2  | Мірила (набори мірил) паливних електричних величин   |
|  | Н3  | Засоби вимірювання для відтворення електричних величин елементів та трактів з розподіленими постійними |

| Підгрупа                            | Вид | Найменування   |
|-------------------------------------|-----|--|
|                                     | H4  | Калібратори постійної напруги (струму)   |
|                                     | H5  | Калібратори змінної напруги (струму)   |
|                                     | H6  | Калібратори фаз  |
|                                     | H7  | Калібратори потужності   |
| Г – генератори вимірювальні         | Г2* | Генератори шумових сигналів  |
|                                     | Г3  | Генератори сигналів низькочастотні   |
|                                     | Г4  | Генератори сигналів  |
|                                     | Г5  | Генератори імпульсні   |
|                                     | Г6  | Генератори сигналів складної форми   |
|                                     | Г7  | Синтезатори частоти  |
|                                     | Г8* | Генератори частоти, що коливається   |
|                                     | Г9  | Генератори випробувальних сигналів   |
| Т – генератори цифрових сигналів    | T2  | Генератори псевдовипадкових імпульсів  |
|                                     | T3  | Генератори кодових комбінацій імпульсів  |
| Б – джерела живлення для вимірювань | Б2  | Джерела змінної напруги (струму)   |
|                                     | Б5  | Джерела постійної напруги (струму)   |
|                                     | Б6* | Джерела живлення з регульованими параметрами   |
|                                     | Б7* | Джерела постійного, змінного струму універсальні   |
| Я – блоки вимірювальних приладів    | Я1  | Блоки приладів для вимірювання сили струму, напруги, параметрів конденсаторів та ланцюгів з зосередженими сталими            |
|                                     | Я2  | Блоки приладів для вимірювання параметрів елементів і трактів з розподіленими сталими; блоки приладів вимірювання потужності |
|                                     | Я3  | Блоки приладів для вимірювання частоти та часу; блоки вимірювачів різниці фаз та групового часу затримки                     |

| Підгрупа  | Вид | Найменування   |
|---|-----|--|
|   | Я4  | Блоки приладів для спостереження та дослідження форми аналогових сигналів та спектрів  |
|   | Я5  | Блоки джерел живлення  |
|   | Я6  | Блоки приладів для вимірювання напруженості поля, щільності потоку енергії, радіозавад та параметрів антен; блоки вимірювальних підсилювачів                 |
|   | Я7  | Блоки вимірювальних генераторів; мірил електричних величин; генераторів цифрових сигналів; приладів для вимірювання послаблень                               |
|   | Я8  | Блоки вимірювачів характеристик радіопристроїв; параметрів електровакуумних, напівпровідникових приладів та інтегральних мікросхем для імпульсних вимірювань |
|   | Я9  | Блоки аналізаторів потоку цифрових даних; перетворювачів вимірювальних; індикації результатів вимірювань приладів вимірювань; комутації                      |
| К – установки вимірювальні, системи вимірювальні автоматизовані | К2  | Установки вимірювальні   |
|   | К3* | Установки вимірювальні автоматизовані комплексні   |
|   | К4* | Прилади (блоки) вимірювальних установок  |
|   | К5* | Прилади (блоки) комплексних автоматизованих вимірювальних установок  |
|   | К6* | Системи вимірювальні автоматизовані  |

\* Згідно з ГОСТ 15094-86 з 01.01.87 при розробці та конструюванні апаратури не застосовуються.

## ЗМІСТ

|  |    |
|--|----|
| ВСТУП.....   | 3  |
| Роль вимірювань у пізнанні світу, науковій та господарській діяльності людини..... | 3  |
| ТЕМА I. ОСНОВНІ ПОНЯТТЯ ТЕОРІЇ ВИМІРЮВАНЬ.....                                     | 5  |
| <b>Лекція 1</b> .....  | 5  |
| 1. ОСНОВНІ ТЕРМІНИ ТА ВИЗНАЧЕННЯ.....  | 5  |
| 1.1. Поняття лічби контролю, та вимірювання .....                                  | 5  |
| 1.2. Систематизація ФВ.....  | 8  |
| 2. КОНТРОЛЬНІ ЗАПИТАННЯ.....   | 10 |
| <b>Лекція 2</b> .....  | 11 |
| 1. ВИМІРЮВАЛЬНІ ОПЕРАЦІЇ ТА ЗАСОБИ ЇХ РЕАЛІЗАЦІЇ .....                             | 11 |
| 2. МЕТРОЛОГІЧНІ ХАРАКТЕРИСТИКИ ЗАСОБІВ ВИМІРЮВАЛЬНОЇ ТЕХНІКИ (ЗВТ).....            | 14 |
| 3. КОНТРОЛЬНІ ЗАПИТАННЯ.....   | 22 |
| <b>Лекція 3</b> .....  | 22 |
| 1. КЛАСИ ТОЧНОСТІ .....  | 22 |
| 2. КЛАСИФІКАЦІЯ ВИДІВ ВИМІРЮВАНЬ .....   | 25 |
| 3. ОСНОВНІ МЕТОДИ ПРЯМИХ ВИМІРЮВАНЬ .....  | 26 |
| 3.1. Метод зіставлення.....  | 26 |
| 3.2. Метод ноніуса (метод одного збігу).....                                       | 27 |
| 3.3. Метод зрівноваження (компенсаційний) .....                                    | 28 |
| 3.4. Диференціальний, або різницевий метод .....                                   | 29 |
| 3.5. Метод заміщення .....   | 30 |
| 3.6. Метод попереднього градуювання .....  | 31 |
| 4. КОНТРОЛЬНІ ЗАПИТАННЯ.....   | 32 |
| ТЕМА II. ВИМІРЮВАЛЬНІ МЕХАНІЗМИ.....   | 33 |
| <b>Лекція 4</b> .....  | 33 |
| 1. ЕЛЕКТРОМЕХАНІЧНІ ПРИЛАДИ.....   | 33 |
| 1.1. Загальні відомості .....  | 33 |
| 1.2. Загальні елементи механізмів електромеханічних приладів .....                 | 34 |
| 2. МАГНІТОЕЛЕКТРИЧНІ ЕЛЕКТРОМЕХАНІЧНІ ПРИЛАДИ .....                                | 37 |
| 3. АНАЛІЗ ДИНАМІЧНИХ ВЛАСТИВОСТЕЙ МАГНІТОЕЛЕКТРИЧНИХ ПРИЛАДІВ .....                | 39 |
| 4. КОНТРОЛЬНІ ЗАПИТАННЯ.....   | 41 |
| <b>Лекція 5</b> .....  | 42 |
| 1. СХЕМИ ВМИКАННЯ МАГНІТОЕЛЕКТРИЧНИХ ПРИЛАДІВ.....                                 | 42 |
| 1.1. Амперметри постійного струму .....  | 42 |
| 1.2. Вольтметри постійного струму .....  | 43 |
| 2. МАГНІТОЕЛЕКТРИЧНІ ПРИЛАДИ З ПЕРЕТВОРЮВАЧАМИ ЗМІННОГО СТРУМУ В ПОСТІЙНИЙ.....    | 44 |

|   |    |
|---|----|
| 2.1. Прилади з випрямляючими перетворювачами.....                             | 45 |
| 2.2. Прилади з термоелектричними перетворювачами (ТЕП) .....                  | 48 |
| 3. КОНТРОЛЬНІ ЗАПИТАННЯ.....  | 50 |
| <b>Лекція 6</b> .....   | 50 |
| 1. ЕЛЕКТРОДИНАМІЧНІ ВИМІРЮВАЛЬНІ МЕХАНІЗМИ .....                              | 50 |
| 2. ФЕРОДИНАМІЧНІ ВИМІРЮВАЛЬНІ МЕХАНІЗМИ .....                                 | 53 |
| 3. ЕЛЕКТРОМАГНІТНІ ВИМІРЮВАЛЬНІ МЕХАНІЗМИ .....                               | 54 |
| 4. ЕЛЕКТРОСТАТИЧНІ ВИМІРЮВАЛЬНІ МЕХАНІЗМИ .....                               | 56 |
| 5. ІНДУКЦІЙНІ ВИМІРЮВАЛЬНІ МЕХАНІЗМИ .....                                    | 57 |
| 6. КОНТРОЛЬНІ ЗАПИТАННЯ.....  | 59 |
| <b>Лекція 7</b> .....   | 59 |
| 1. ЛОГОМЕТРИ .....  | 59 |
| 2. ДОДАТКОВІ ПОХИБКИ ВИМІРЮВАННЯ ТА СПОСОБИ ЇХ<br>ЗМЕНШЕННЯ .....             | 61 |
| 2.1. Температурна стабілізація вимірювальних механізмів .....                 | 62 |
| 2.2. Схеми вольтметрів з термокомпенсацією на основі<br>терморезисторів ..... | 64 |
| 2.3. Частотна компенсація вимірювальних механізмів .....                      | 66 |
| 3. КОНТРОЛЬНІ ЗАПИТАННЯ.....  | 68 |
| ТЕМА III. ВИМІРЮВАННЯ НАПРУГ ТА ОПОРІВ .....                                  | 69 |
| <b>Лекція 8</b> .....   | 69 |
| 1. ЕЛЕКТРОННІ ВОЛЬТМЕТРИ .....  | 69 |
| 1.1. Вольтметри постійного струму .....                                       | 69 |
| 1.2. Вольтметри змінного струму .....   | 70 |
| 1.3. Універсальні вольтметри .....  | 71 |
| 2. КОМПЕНСАТОРИ ПОСТІЙНОГО СТРУМУ .....                                       | 72 |
| 3. КОМПЕНСАТОРИ ЗМІННОГО СТРУМУ .....   | 76 |
| 4. КОНТРОЛЬНІ ЗАПИТАННЯ.....  | 79 |
| <b>Лекція 9</b> .....   | 80 |
| 1. МОСТИ ПОСТІЙНОГО СТРУМУ.....   | 80 |
| 1.1. Зрівноважений режим роботи моста постійного струму .....                 | 80 |
| 1.2. Незрівноважений режим роботи моста постійного струму .....               | 82 |
| 1.3. Чутливість мостових схем .....   | 84 |
| 1.4. Подвійний міст постійного струму .....                                   | 85 |
| 1.5. Зменшення похибки від дії термо-е.р.с.....                               | 87 |
| 2. МОСТИ ЗМІННОГО СТРУМУ .....  | 88 |
| 3. КОНТРОЛЬНІ ЗАПИТАННЯ.....  | 91 |
| ТЕМА IV. ГЕНЕРУВАННЯ ТЕСТОВИХ СИГНАЛІВ ТА .....                               |    |
| ВИМІРЮВАННЯ НЕЛІНІЙНИХ СПОТВОРЕНЬ .....                                       | 93 |
| <b>Лекція 10</b> .....  | 93 |
| 1. ВИМІРЮВАЛЬНІ ГЕНЕРАТОРИ .....  | 93 |

|  |            |
|--|------------|
| 1.1. Загальні відомості .....  | 93         |
| 2.1. Типові структури вимірювальних генераторів .....                                | 94         |
| 2.1.1. Низькочастотні вимірювальні генератори.....                                   | 94         |
| 2.1.2. Високочастотні вимірювальні генератори.....                                   | 96         |
| 2.1.3. Імпульсні вимірювальні генератори .....                                       | 97         |
| 2.1.4. Генератори сигналів спеціальної форми (функціональні генератори).....         | 98         |
| 2.1.5. Генератори шумових сигналів.....  | 99         |
| 2. ВІМІРЮВАЧІ НЕЛІНІЙНИХ СПОТВОРЕНЬ .....  | 101        |
| 3. КОНТРОЛЬНІ ЗАПИТАННЯ.....   | 103        |
| <b>ТЕМА V. ВІМІРЮВАННЯ ФАЗОЧАСТОТНИХ ПАРАМЕТРІВ СИГНАЛІВ .....</b>                   | <b>105</b> |
| <b>Лекція 11.....</b>  | <b>105</b> |
| 1. АНАЛОГОВІ ФАЗОМЕТРИ.....  | 105        |
| 1.1. Основні поняття фазометрії.....   | 105        |
| 1.2. Основні методи аналогового вимірювання фазових зсувів .....                     | 107        |
| 1.2.1.Компенсаційний метод.....  | 108        |
| 1.2.2. Метод прямого перетворення .....  | 108        |
| 4. КОНТРОЛЬНІ ЗАПИТАННЯ.....   | 116        |
| <b>Лекція 12.....</b>  | <b>116</b> |
| 1. ПОХИБКИ ВІМІРЮВАННЯ ФАЗОВИХ ЗСУВІВ СИГНАЛІВ .....                                 | 116        |
| 1.1. Похибка від паразитного зв'язку між каналами фазометра.....                     | 117        |
| 1.2. Похибка від кінцевого значення вхідного опору фазометра .....                   | 118        |
| 1.3. Похибка від наявності у вхідному сигналі вищих гармонік .....                   | 119        |
| 1.4. Амплітудно-фазова похибка .....   | 120        |
| 1.5. Похибка від неідентичності фазо-частотних характеристик каналів фазометра ..... | 122        |
| 2. ВІМІРЮВАЧІ ЧАСОВИХ ІНТЕРВАЛІВ .....   | 123        |
| 3. КОНТРОЛЬНІ ЗАПИТАННЯ.....   | 123        |
| <b>Лекція 13.....</b>  | <b>125</b> |
| 1. АНАЛОГОВІ ЧАСТОТОМІРИ .....   | 125        |
| 1.1 Аналогові конденсаторні частотоміри.....   | 125        |
| 1.2. Частотомір на основі гетеродинного способу вимірювання частоти .....            | 127        |
| 1.3. Резонансні частотоміри .....  | 128        |
| 1.4. Мостові частотоміри.....  | 129        |
| 2. КОНТРОЛЬНІ ЗАПИТАННЯ.....   | 130        |
| <b>Лекція 14.....</b>  | <b>130</b> |
| 1. Електронно-променевий осцилограф.....   | 130        |
| 2. КОНТРОЛЬНІ ЗАПИТАННЯ .....  | 142        |



|  |       |
|--|-------|
| ЗАДАЧІ ДЛЯ САМОКОНТРОЛЮ .....              | 144   |
| СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ .....                    | 149   |
| ДОДАТОК . КЛАСИФІКАЦІЯ ЕЛЕКТРОННИХ ЗАСОБІВ |       |
| ВИМІРЮВАННЯ.....                           | 15252 |